**РОССИЯ**

**XXIII международная научно-техническая конференция**

# РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ

**Том 2**

**18-20 апреля 2017 г.**

**Воронеж**

**РОССИЯ**

**XXIII международная научно-техническая конференция**

# РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ

**Том 2**

**Секции 2,3**

**18-20 апреля 2017 г.**

**Воронеж**

# СОДЕРЖАНИЕ

**Том 2**
**Секция 2**

ХАРАКТЕРИСТИКИ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ С ГРАДИЕНТНЫМИ АЛГОРИТМАМИ ПРИ УЧЁТЕ ФЛУКТУАЦИЙ ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ
**С.В. Зимина** ..... **396**

НЕЙРО-ГОЛОГРАФИЧЕСКИЙ МЕТОД АНАЛИЗА МУЛЬТИСПЕКТРАЛЬНЫХ АЭРОФОТОИЗОБРАЖЕНИЙ
**С.Н. Андреев, В.Г. Фирсов, А.В. Павлович** ..... **405**

АНАЛИЗАТОРЫ СИГНАЛОВ МОБИЛЬНЫХ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ НА БАЗЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ СЕМЕЙСТВА АРГАМАК
**А.В. Ашихмин, Д. Н. Бочаров, В.А. Козьмин, П.В. Першин** ..... **414**

АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВЫСОКОИЗБИРАТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ СОВРЕМЕННОЙ РАДИОПРИЕМНОЙ АППАРАТУРЫ
**А. П. Алимов, Б.Ф. Змий, Д.Н. Рахманин** ..... **421**

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ДЕМОДУЛЯТОРОВ СИГНАЛОВ С УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ И УСИЛИТЕЛЕЙ ДЛЯ ВАРИАНТОВ ВКЛЮЧЕНИЯ СОГЛАСУЮЩИХ КОМПЛЕКСНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ МЕЖДУ ИСТОЧНИКОМ СИГНАЛА И НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТЬЮ
**А.А. Головков, Н. А. Дружинина** ..... **429**

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МОДУЛЯТОРОВ ДЛЯ ВАРИАНТОВ ВКЛЮЧЕНИЯ СОГЛАСУЮЩИХ КОМПЛЕКСНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ МЕЖДУ НЕЛИНЕЙНЫМ ЭЛЕМЕНТОМ С РАЗЛИЧНЫМИ ТИПАМИ ВНЕШНЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ И НАГРУЗКОЙ
**А.А. Головков, Н.А. Дружинина** ..... **441**

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АМ-ПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МОДУЛЯТОРОВ С ВАРИАНТАМИ ВКЛЮЧЕНИЯ НЕЛИНЕЙНОГО ЭЛЕМЕНТА И РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ ВНЕШНЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ ПЕРЕД НАГРУЗКОЙ
**А.А. Головков, Н.А. Дружинина** ..... **455**

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДЕМОДУЛЯТОРОВ СИГНАЛОВ С УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ И УСИЛИТЕЛЕЙ ДЛЯ ВАРИАНТОВ ВКЛЮЧЕНИЯ СОГЛАСУЮЩИХ КОМПЛЕКСНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ МЕЖДУ НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТЬЮ И НАГРУЗКОЙ
**А.А. Головков, Н.А. Дружинина** ..... **468**

АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ ЧАСТОТ МНОГОКОМПОНЕНТНОГО СИГНАЛА В ЦИФРОВОМ ПРИЁМНИКЕ С СУБДИСКРЕТИЗАЦИЕЙ
**Д.В. Кондаков, А. Н. Космынин, А.П. Лавров** ..... **481**

МОДИФИЦИРОВАННЫЙ АЛГОРИТМ ЛЕКСИКОГРАФИЧЕСКОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ ПОЛЯРНЫХ КОДОВ
**Н.Ю. Чилихин ..... 487**

ЗАВИСИМОСТЬ ТЕНЗОРА РАССЕЯНИЯ СВЕТОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ДВУХАТОМНЫМИ МОЛЕКУЛАМИ ОТ ИХ ОРИЕНТАЦИИ ПО ОТНОШЕНИЮ К ПЛОСКОСТИ ПОЛЯРИЗАЦИИ. ВОЗМОЖНОСТИ ПРИЛОЖЕНИЯ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ ОПТИЧЕСКОЙ СВЯЗИ.
**С.В. Артыщенко..... 499**

О МОДЕЛИРОВАНИИ ТОПОЛОГИИ ЭЛЕМЕНТОВ СЕТИ СВЯЗИ
**С.В. Козлов, К.Г. Чупраков ..... 505**

МИНИМИЗАЦИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭФФЕКТОВ В УСИЛИТЕЛЬНОМ КАСКАДЕ
**А.М. Бобрешов, Н.Н. Мымрикова, А.А. Яблонских..... 513**

АДАПТИВНАЯ СОВМЕСТНАЯ ЛИНЕАРИЗАЦИЯ КВАДРАТУРНОГО МОДУЛЯТОРА И УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ В СОСТАВЕ ПЕРЕДАЮЩЕГО ТРАКТА С ПОМОЩЬЮ ДВУХБЛОЧНОЙ МОДЕЛИ ЦИФРОВОГО КОРРЕКТОРА
**Л. И. Аверина, С. С. Лавлинский, А.С. Малев, И.А. Бурносенко..... 519**

ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ СТРУКТУРЫ ДИОДА С НАКОПЛЕНИЕМ ЗАРЯДА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЕГО ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ
**А.М. Бобрешов, А.С. Жабин, А.С. Лопатин, В.А. Степкин, Г.К. Усков ..... 526**

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЕ ВКЛЮЧЕНИЕ ДИОДОВ С НАКОПЛЕНИЕМ ЗАРЯДА ПРИ ГЕНЕРАЦИИ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ
**А.М. Бобрешов, А.Д. Рязанцев, А.С. Жабин, В.А. Степкин, Г.К. Усков..... 533**

АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ СТЕПЕНИ ДИСПЕРСИОННЫХ ИСКАЖЕНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ СВЧ-ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ ДАННЫХ О ПОЛОСЕ КОГЕРЕНТНОСТИ
**Д.В. Иванов, В.А. Иванов, Н. В. Рябова, М. И. Рябова, А.А. Кислицын, А.А. Чернов, Н. А. Конкин..... 541**

ВОЗДЕЙСТВИЕ СОЛНЕЧНЫХ ВСПЫШЕК НА ДИНАМИКУ ИНТЕНСИВНОСТИ ВАРИАЦИЙ ПОЛНОГО ЭЛЕКТРОННОГО СОДЕРЖАНИЯ ИОНОСФЕРЫ СРЕДНИХ ШИРОТ В ПОВОЛЖСКОМ РЕГИОНЕ
**А.В. Зуев, Д.В. Иванов, В.А. Иванов, Н.В. Рябова, М.И. Рябова..... 550**

ПЕРВИЧНАЯ ОБРАБОТКА ИОНОГРАММ, ПОЛУЧЕННЫХ ЦИФРОВЫМ ИОНОЗОНДОМ, СОЗДАННЫМ ПО SDR ТЕХНОЛОГИИ НА ПЛАТФОРМЕ USRP
**В.А. Иванов, Д.В. Иванов, Н.В. Рябова, М.И. Рябова, В.В. Овчинников, А.А. Елсуков ..... 559**

ФКМ ИОНОЗОНД, СОЗДАННЫЙ ПО ТЕХНОЛОГИИ SDR С ПРИМЕНЕНИЕМ УНИВЕРСАЛЬНОЙ АППАРАТНОЙ ПЛАТФОРМЫ
**Д.В. Иванов, В.А. Иванов, А.А. Елсуков, В.В. Овчинников ..... 567**

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ РАДИОСВЯЗИ ПО ДАННЫМ МОНИТОРИНГА ИНДЕКСА ИОНОСФЕРНЫХ МЕРЦАНИЙ
**В.А. Цимбал, М.В. Песков, А.Ф. Чипига, В.П. Пашинцев..... 575**

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ОПТИМИЗАЦИИ СКОРОСТНЫХ ПАРАМЕТРОВ АСИММЕТРИЧНОГО ТРАКТА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩИХ ЗАДАННУЮ СВОЕВРЕМЕННОСТЬ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА МНОГОПАКЕТНЫМИ СООБЩЕНИЯМИ
**В.А. Цимбал, С.Н. Шиманов, В.Е. Тоискин, М.А. Лягин, А.А. Бережной, В.В. Хоптар ..... 582**

СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ПЛАТФОРМ КОРРЕКТИРУЮЩЕГО КОДИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ОНЧ-НЧ ДИАПАЗОНА
**В.В. Зеленевский, А.Ю. Джелаухян ..... 589**

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДОСТАВКИ МНОГОПАКЕТНОГО СООБЩЕНИЯ В ТРАКТЕ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НАПРАВЛЕНИЯ «ЗЕМЛЯ-БОРТ»
**О.И. Сорокин..... 600**

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА В СЕГМЕНТЕ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С УЧЕТОМ ДЕГРАДАЦИИ ЕЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ
**С.Е. Потапов..... 608**

**Секция 3**

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ПРЕДЕЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В АНТЕННАХ МОЩНЫХ СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ
**А.А. Волков, П.А. Трифонов..... 613**

НИЗКОПРОФИЛЬНАЯ СПУТНИКОВАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА ОВЧ ДИАПАЗОНА
**А.А. Измайлов ..... 620**

КЛАССИФИКАТОР ТИПА ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ ПО КРИТЕРИЮ ШЕРОХОВАТОСТИ В РАДИОВЫСОТОМЕРЕ С НЕПРЕРЫВНЫМ СИГНАЛОМ
**А. А. Монаков, М. Ю. Нестеров..... 626**

ДАЛЬНОМЕРНЫЙ ШУМ И КРИТЕРИЙ ПРОТЯЖЕННОСТИ ЦЕЛИ ПО ИЗМЕРЯЕМОЙ КООРДИНАТЕ
**А. А. Монаков..... 633**

МНОГОЧАСТОТНАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ
**А.А. Столяров..... 642**

АНАЛИЗ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ КОМПЛЕКСИРОВАНИЯ ИНЕРЦИАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ С РАДИОТЕХНИЧЕСКИМИ И МАГНИТНЫМИ ДАТЧИКАМИ
**А.В. Коровин, А.А. Новиков, Д.И. Савин, Г.Г. Ражапов, Г.В. Дворяков ..... 648**

ОСОБЕННОСТИ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА ПРИ ИМПУЛЬСНОМ ИЗЛУЧЕНИИ
**А.В. Васильева, Н.Н. Калмыков, С.А. Мельников, Д.П. Седов, В.В. Соловьев ..... 657**

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СКОРОСТНОГО КАНАЛА РАДИОВЫСОТОМЕРНОЙ СИСТЕМЫ КОНФИГУРИРОВАНИЕМ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ
**А.В. Васильева, Н.Н. Калмыков, С.А. Мельников ..... 664**

УЛУЧШЕНИЕ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ КОВАРИАЦИОННЫХ АЛГОРИТМОВ ПЕЛЕНГАЦИИ ЗА СЧЕТ УМЕНЬШЕНИЯ ВЛИЯНИЯ АДДИТИВНЫХ ШУМОВ
**А.В. Журавлев, В.М. Безмага, В.Г. Маркин ..... 670**

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ФАЗОВОГО МОНОИМПУЛЬСНОГО ПЕЛЕНГАТОРА
**А.В. Ксендзов, Е.М. Быков ..... 676**

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ФОНО-ЦЕЛЕВЫХ ОЪЕКТОВ НА БАЗЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ МАТРИЦ РАССЕЯНИЯ И ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ СИГНАТУР
**А.В. Шевырёв, А.Ю. Замятин ..... 685**

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО КВАЗИРАДИОСИГНАЛА С ПРЯМОУГОЛЬНОЙ МОДУЛИРУЮЩЕЙ ФУНКЦИЕЙ
**А.П. Трифонов, Ю.Э. Корчагин, К.Д. Титов ..... 698**

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОЦЕНОК ВРЕМЕНИ ПРИХОДА И ДЛИТЕЛЬНОСТИ ПРЯМОУГОЛЬНОГО РАДИОИМПУЛЬСА С НЕИЗВЕСТНОЙ НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ
**А.П. Трифонов, Ю.Э. Корчагин, С.В. Корольков ..... 707**

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИМПЕДАНСНОСОГЛАСОВАННОГО МАТЕРИАЛА ДЛЯ ИЗМЕНЕНИЯ ЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА ИЗЛУЧАТЕЛЯ
**А.С. Годин, В.В. Перфильев, А.Д. Дризе, К.Н. Климов ..... 717**

ОЦЕНКА СРЕДНЕЙ ДОПЛЕРОВСКОЙ ЧАСТОТЫ В СИСТЕМАХ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ АНТЕННЫ С УЧЕТОМ ОСОБЕННОСТЕЙ ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЯ ФАР
**А.Ю. Викентьев, Е.Е. Колтышев, Д.Ю. Сусляков, Д.Л. Филиппов, А.Ю. Фролов, В.Т. Янковский ..... 727**

ИСПОЛЬЗОВАНИЯ РУЧНЫХ ПЕЛЕНГАТОРОВ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ АДРЕСНОГО ПЕЛЕНГОВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ
**В.А. Козьмин, С.М. Королев, А.И. Литвинов, Д.С. Радченко, М.И. Спажакин ..... 734**

РЕЗУЛЬТАТЫ НАЗЕМНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА С БИСТАТИЧЕСКОЙ РСА Р ДИАПАЗОНА, РАЗРАБОТАННОЙ ДЛЯ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА «АИСТ-2Д»
**В.Б. Бакеев, А.В. Борисенков, О.В. Горячкин, Б.Г. Женгуров, Д.В. Лучин ..... 741**

ВЫЧИСЛЕНИЕ МНОЖИТЕЛЯ ОСЛАБЛЕНИЯ НАД ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ С НЕОДНОРОДНЫМИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ СВОЙСТВАМИ МЕТОДОМ ПАРАБОЛИЧЕСКОГО УРАВНЕНИЯ
**В.В. Ахияров, Д.С. Мудрик, С.С. Осеков ..... 752**

ПОЛУЧЕНИЕ И ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ ПО ДАННЫМ СО СПУТНИКА ERS-1
**В.В. Ахияров, Е.В. Давидюк, А.Н. Семенов, Л.А. Сосина ..... 760**

ВЫДЕЛЕНИЕ КРАЕВОЙ ВОЛНЫ В ЗАДАЧЕ ДИФРАКЦИИ НА «ЧЕРНОМ» ЭКРАНЕ
**В.В. Ахияров ..... 766**

О РАСПРОСТРАНЕНИИ РАДИОВОЛН ВБЛИЗИ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ
**В.В. Ахияров ..... 775**

МОДЕЛИРОВАНИЕ ФАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНОГО РЕЖИМА РАБОТЫ РАДИОИМПУЛЬСНОГО СТРОБОСКОПИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ
**В.Д. Захарченко, О.В. Пак, А.Ф. Васильев ..... 783**

ШУМОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АФАР
**В.И. Гриднев, Г.Ф. Мосейчук, Д.М. Тюрин ..... 788**

ШИРОКОПОЛОСНАЯ АКТИВНАЯ ПРИЕМНАЯ ДКМВ АНТЕННА С ФИЛЬТРАЦИЕЙ ВХОДНОГО СИГНАЛА
**В.И. Ерёмин ..... 795**

# ХАРАКТЕРИСТИКИ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ С ГРАДИЕНТНЫМИ АЛГОРИТМАМИ ПРИ УЧЁТЕ ФЛУКТУАЦИЙ ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ

Зимина С.В.
Национальный исследовательский
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского,
zimina-sv@yandex.ru

В работе представлены результаты статистического анализа работы искусственной нейронной сети, настраивающейся по дискретному градиентному алгоритму с ограничениями. Рассчитывались выражения корреляционной функции и мощности выходного сигнала произвольного нейрона, находящегося в произвольном слое искусственной нейронной сети. Показано, что учет флуктуаций приводит к появлению в статистических характеристиках дополнительных слагаемых, искажающих выделяемый искусственной нейронной сетью полезный сигнал.

# CHARACTERISTICS OF NEURAL NETWORKS WITH GRADIENT ALGORITHMS TUNING WHEN ACCOUNTING FOR WEIGHT COEFFICIENTS JITTER

Zimina S.V.

The article presents the results of the statistical analysis of the artificial neural network, tuning on the discrete gradient algorithm with constraints. Calculated the expression correlation functions and power of the output signal of an arbitrary neuron, located in an arbitrary layer of an artificial neural network. It is shown that the inclusion of fluctuations leads to the appearance of the statistical characteristics of the additional terms that distort the emitted artificial neural network useful signal.

Скорость и точность настройки адаптивных систем во многом определяется флуктуациями весового вектора. Статистический анализ адаптивных антенных решёток с различными алгоритмами настройки с учётом флуктуаций весового вектора показал, что флуктуации приводят к искажениям выходного сигнала ААР и появлению в статистических характеристиках антенных решёток дополнительных слагаемых, обусловленных флуктуациями [1-4].

В настоящее время внимание исследователей все более начинают привлекать искусственные нейронные сети (ИНС), которые позволяют решать более широкий класс задач, включая и задачи выделения полезного сигнала на фоне помех [5-6]. Анализ характеристик ИНС с учётом флуктуаций весового вектора позволяет дать рекомендации по оптимизации работы искусственной нейронной сети с целью улучшения качества выделения ей полезного сигнала. В данной работе приводятся результаты статистического анализа характеристик искусственной нейронной сети с дискретным градиентным алгоритмом настройки, полученные при учёте флуктуаций настраиваемых весовых коэффициентов.

**1. Постановка задачи.**

Рассмотрим работу искусственной нейронной сети, имеющей M слоёв и N нейронов в каждом слое. Настройка весовых коэффициентов $\vec{W}_{jp}$ произвольного нейрона $j$, принадлежащего слою $p$ данной ИНС, происходит по дискретному градиентному алгоритму с ограничениями:

$$\vec{W}_{jp}(k+1) = \mathbf{P}\{\vec{W}_{jp}(k) - \mu \cdot \vec{Z}^{*}_{p-1}(k) \cdot Z_{jp}(k)\} + \vec{W}_{q}. \qquad (1)$$

Здесь $\vec{W}_{jp}$ - весовой вектор $j$-ого нейрона слоя $p$, $\mathbf{P}$ - проекционная матрица, обеспечивающая введение многократных линейных ограничений вида $\mathbf{P} = \mathbf{I} - \mathbf{C}(\mathbf{C}^{H}\mathbf{C})^{-1}\mathbf{C}^{H}$; $\mathbf{C} \equiv [\vec{C}_1, \vec{C}_2, \cdots, \vec{C}_L]$ - матрица ограничений размерности $N \times L$, столбцами которой являются линейно - независимые векторы ограничений $\vec{C}_l$, $L$ - число вводимых ограничений; $\mu$ - коэффициент адаптации дискретного градиентного алгоритма; $\vec{W}_q$ - вектор комплексных весовых коэффициентов, соответствующих диаграмме направленности покоя (при отсутствии внешних помех); H и * соответственно знаки эрмитовского и комплексного сопряжения.

В выражении (1) $\vec{Z}_{p-1}(k)$ - входной сигнал $j$-ого нейрона слоя $p$, являющийся также вектором выходного сигнала слоя $p-1$. Выходной сигнал $j$-ого нейрона слоя $p$ $Z_{jp}(k)$ может быть записан в виде:

$$Z_{jp}(k) = F\left[\sum_{q=1}^{N} Z_{qp-1}(k) W_{qjp}(k)\right] = F\left[y_{jp}(k)\right] = \sum_{l=1}^{N_1} a_l \cdot y^{l}_{jp}(k) = \vec{A}^{T}\vec{Y}_{jp}(k),$$

где $F[\ ]$ - нелинейная активационная функция рассматриваемого искусственного нейрона, $a_l$ - коэффициенты разложения нелинейности $F$ в ряд Вольтерра [7], $y_{jp}(k)$ - выходной сигнал линейной части $j$-ого нейрона слоя $p$. $\vec{A} = [a_1\ a_2 \cdots a_{N_1}]^{T}$ - вектор коэффициентов разложения функции $F[\ ]$ в ряд Вольтерра, $\vec{Y}_{jp}(k) = \left[y_{jp}(k)\ y^{2}_{jp}(k) \cdots y^{N_1}_{jp}(k)\right]^{T}$ - вектор степеней выходного сигнала линейной части искусственного нейрона $j$, принадлежащего слою $p$.

Будем рассматривать искусственную нейронную сеть, в которой все нейроны являются узкополосными. Тогда корреляционная матрица входных сигналов каждого из таких искусственных нейронов будет иметь вид:

$$\mathbf{R}_p(k, k+n) \equiv < \vec{Z}^{*}_{p}(k)\vec{Z}^{T}_{p}(k+n) > = \mathbf{R}_p r^{|n|},$$

где $r$ - коэффициент корреляции между отсчётами входных сигналов, $\mathbf{R}_p$ - пространственная часть корреляционной матрицы входных сигналов.

Необходимо отметить, что данная корреляционная матрица имеет различный вид в зависимости от номера слоя искусственной нейронной сети. Так для всех скрытых слоев в частном случае одинаковой помеховой обстановки, подаваемой на все нейроны входного слоя, который рассматривается в данной работе, корреляционная матрица будет иметь в качестве всех своих элементов единицы во всех скрытых слоях ИНС. Во входном слое эта матрица будет равна корреляционной матрице входных сигналов искусственной нейронной сети.

Алгоритм настройки (1) описывает в большей степени своего рода каскадное соединение искусственных нейронов, чем единую искусственную нейронную сеть, поскольку весовые коэффициенты каждого отдельного нейрона зависят только от собственных значений и не связаны непосредственными математическими отношениями с весовыми коэффициентами других искусственных нейронов. Тем не менее, косвенное влияние весовых коэффициентов различных искусственных нейронов друг на друга существует и осуществляется через выходные сигналы данных элементов сети, что также видно из формулы (1).

Будем искать статистические характеристики описанной нейронной сети с учётом флуктуаций настраиваемых весовых коэффициентов. С этой целью необходимо на

первом этапе анализа найти статистические характеристики отдельного нейрона с учётом флуктуаций весового вектора, а затем обобщить полученные результаты на искусственную нейронную сеть и получить соответствующие рекуррентные формулы.

В [8] были найдены статистические характеристики искусственного нейрона, настраивающегося по дискретному градиентному алгоритму с ограничениями с учётом флуктуаций весового вектора. Для того, чтобы обобщить полученные результаты на ИНС, для простоты будем предполагать, что на входные элементы каждого из нейронов входного слоя ИНС поступает один и тот же входной сигнал, т.е. имеет место одна и та же помеховая обстановка. В этом случае при старте с одних и тех же начальных условий выходные сигналы нейронов в каждом слое ИНС (и, следовательно, входные сигналы в каждом последующем слое сети) будут одинаковыми. Это существенно упрощает вид корреляционной матрицы входных сигналов скрытых слоёв сети.

**2. Корреляционные характеристики искусственной нейронной сети.**

В [8] было показано, что для узкополосного искусственного нейрона с дискретным градиентным алгоритмом настройки корреляционная функция выходного сигнала с учетом флуктуаций весового вектора имеет вид:

$$K_Z(m,m+n) = a_1^2 r^{|n|} \vec{W}_{CT}^H \mathbf{R}_{XX} \vec{W}_{CT} \times$$

$$\times \left\{ \begin{array}{l} 1 - \dfrac{2\mu a_1}{1-r^2} Sp(\mathbf{PR}_{XX}) + \mu^2 a_1^2 \dfrac{1-r^2-r^{2n+2}}{(1-r^2)^2} Sp(\mathbf{PR}_{XX}\mathbf{PR}_{XX}) + \\ + \mu^2 a_1^2 \left[ \dfrac{3-r^2(1+r^{2n})}{(1-r^2)^2} + \dfrac{1}{1-r^2} \right] \dfrac{\vec{W}_{CT}^H \mathbf{R}_{XX} \mathbf{PR}_{XX} \mathbf{PR}_{XX} \vec{W}_{CT}}{\vec{W}_{CT}^H \mathbf{R}_{XX} \vec{W}_{CT}} + \\ + \mu^2 a_1^2 \left[ \dfrac{r^2}{(1-r^2)^2} + \dfrac{1}{1-r} \right] Sp^2(\mathbf{PR}_{XX}) \end{array} \right\}. \qquad (2)$$

После преобразований из данного выражения получаем корреляционную функцию на выходе искусственного нейрона первого слоя искусственной нейронной сети:

$$K_1(m,m+n) = a_1^2 r^{|n|} \vec{W}_{CT1}^H \mathbf{R}_{XX} \vec{W}_{CT1} \times$$

$$\times \left\{ \begin{array}{l} 1 - \dfrac{2\mu a_1}{1-r^2} Sp(\mathbf{PR}_{XX}) + \mu^2 a_1^2 \dfrac{1-r^2-r^{2n+2}}{(1-r^2)^2} Sp(\mathbf{PR}_{XX}\mathbf{PR}_{XX}) + \\ + \mu^2 a_1^2 \dfrac{4-r^{2n+2}}{(1-r^2)^2} \cdot \dfrac{\vec{W}_{CT1}^H \mathbf{R}_{XX} \mathbf{PR}_{XX} \mathbf{PR}_{XX} \vec{W}_{CT1}}{\vec{W}_{CT1}^H \mathbf{R}_{XX} \vec{W}_{CT1}} + \mu^2 a_1^2 \dfrac{1+r-r^3}{(1-r^2)^2} Sp^2(\mathbf{PR}_{XX}) \end{array} \right\}.$$

Учитывая, что все нейроны входного слоя сети будут иметь на выходе один и тот же сигнал (и, следовательно, одну и ту же корреляционную функцию) можно найти вид корреляционной матрицы входных сигналов второго слоя сети с учётом флуктуаций весовых коэффициентов. Согласно определению, корреляционная функция сигнала $Z(n)$ имеет вид:

$$K(n) = < Z^H(m) Z(m+n) >, \qquad (3)$$

тогда, учитывая описанные выше свойства внутренних сигналов ИНС, можно видеть, что любые взаимные корреляционные функции между выходными сигналами любых нейронов первого слоя будут равны между собой:

$$< Z_{i1}^H(m) Z_{j1}(m+n) > = K_1(n), \quad i, j = 1, N_1. \qquad (4)$$

Учитывая выражение (4), запишем вид корреляционной матрицы выходных сигналов первого слоя искусственной нейронной сети (и, соответственно, входных сигналов второго слоя ИНС):

$$\mathbf{K}_1(n)=\begin{bmatrix} < Z_{11}^H(m)Z_{11}(m+n) > & \cdots & < Z_{11}^H(m)Z_{N1}(m+n) > \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ < Z_{N1}^H(m)Z_{11}(m+n) > & \cdots & < Z_{N1}^H(m)Z_{N1}(m+n) > \end{bmatrix} = K_1(n)\cdot\mathbf{E}, \quad (5)$$

где $\mathbf{E}=\begin{bmatrix} 1 & \cdots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \cdots & 1 \end{bmatrix}$ - матрица, все элементы которой являются единицами. (6)

Запишем теперь вид корреляционной функции произвольного искусственного нейрона, принадлежащего второму слою нейронной сети. Для этого учтём, что требуемое выражение получается путём замены корреляционной матрицы входных сигналов $\mathbf{R}_{XX}(m,m+n)$ на корреляционную матрицу $\mathbf{K}_1(n)$ (см. формулу (5)), описывающую корреляционную связь входных сигналов данного слоя. Тогда имеем:

$$K_2(m,m+n)=a_1^2 r^{|n|}\vec{W}_{CT2}^H\mathbf{K}_1\vec{W}_{CT2}\times$$

$$\times\left\{\begin{array}{l} 1-\dfrac{2\mu a_1}{1-r^2}Sp(\mathbf{PK}_1)+\mu^2a_1^2\dfrac{1-r^2-r^{2n+2}}{(1-r^2)^2}Sp(\mathbf{PK}_1\mathbf{PK}_1)+ \\ +\mu^2a_1^2\dfrac{4-r^{2n+2}}{(1-r^2)^2}\cdot\dfrac{\vec{W}_{CT2}^H\mathbf{K}_1\mathbf{PK}_1\mathbf{PK}_1\vec{W}_{CT2}}{\vec{W}_{CT2}^H\mathbf{K}_1\vec{W}_{CT2}}+\mu^2a_1^2\dfrac{1+r-r^3}{(1-r^2)^2}Sp^2(\mathbf{PK}_1) \end{array}\right\}. \quad (7)$$

Преобразуя (7), получаем:

$$K_2(m,m+n)=a_1^2 r^{|n|}\vec{W}_{CT2}^H\mathbf{E}\vec{W}_{CT2}\cdot K_1[n]\times$$

$$\times\left\{\begin{array}{l} 1-\dfrac{2\mu a_1}{1-r^2}Sp(\mathbf{PE})\cdot K_1[n]+\mu^2a_1^2\dfrac{1-r^2-r^{2n+2}}{(1-r^2)^2}Sp(\mathbf{PEPE})\cdot K_1^2[n]+ \\ +\mu^2a_1^2\dfrac{4-r^{2n+2}}{(1-r^2)^2}\cdot\dfrac{\vec{W}_{CT2}^H\mathbf{EPEPE}\vec{W}_{CT2}}{\vec{W}_{CT2}^H\mathbf{E}\vec{W}_{CT2}}\cdot K_1^2[n]+\mu^2a_1^2\dfrac{1+r-r^3}{(1-r^2)^2}Sp^2(\mathbf{PE})\cdot K_1^2[n] \end{array}\right\}$$

Раскрывая скобки, можно видеть, что выражение для корреляционной функции выходного сигнала искусственного нейрона, принадлежащего второму слою ИНС, представляет собой полином по степеням корреляционной функции выходного сигнала искусственного нейрона первого слоя искусственной нейронной сети:

$$K_2(m,m+n)=\sum_{i=1}^{3}B_{i2}\cdot K_1^i[n], \quad (8)$$

где $B_{12}=a_1^2r^{|n|}\vec{W}_{CT2}^H\mathbf{E}\vec{W}_{CT2}$ - коэффициент при первой степени корреляционной функции выходного сигнала ИН, принадлежащего первому слою ИНС. Данный коэффициент, умноженный на корреляционную функцию первого слоя сети, представляет собой $K_{CT2}(n)=a_1^2r^{|n|}\vec{W}_{CT2}^H\mathbf{K}_1\vec{W}_{CT2}$ - корреляционную функцию произвольного искусственного нейрона, принадлежащего второму слою искусственной нейронной сети при постоянном стационарном весовом векторе,

$B_{22}=-a_1^2\dfrac{2\mu a_1}{1-r^2}\cdot r^{|n|}\vec{W}_{CT2}^H\mathbf{E}\vec{W}_{CT2}\cdot Sp(\mathbf{PE})$ - коэффициент при второй степени корреляционной функции выходного сигнала ИН, принадлежащего первому слою ИНС.

$$B_{32} = a_1^2 r^{|n|} \vec{W}_{CT2}^H \mathbf{E} \vec{W}_{CT2} \times$$

$$\times \left\{ \begin{array}{l} \mu^2 a_1^2 \dfrac{1-r^2-r^{2n+2}}{(1-r^2)^2} Sp(\mathbf{PEPE}) + \\ + \mu^2 a_1^2 \dfrac{4-r^{2n+2}}{(1-r^2)^2} \cdot \dfrac{\vec{W}_{CT2}^H \mathbf{EPEPE} \vec{W}_{CT2}}{\vec{W}_{CT2}^H \mathbf{E} \vec{W}_{CT2}} + \mu^2 a_1^2 \dfrac{1+r-r^3}{(1-r^2)^2} Sp^2(\mathbf{PE}) \end{array} \right\}$$ - коэффициент при треть-

ей степени корреляционной функции выходного сигнала ИН, принадлежащего первому слою ИНС.

Запишем по аналогии выражение для корреляционной функции искусственного нейрона, принадлежащего третьему слою искусственной нейронной сети. По аналогии со вторым слоем ИНС имеем:

$$K_3(m, m+n) = \sum_{j=1}^{3} B_{j3} \cdot K_2^j[n] = \sum_{j=1}^{3} B_{j3} \cdot \left( \sum_{i=1}^{3} B_{i2} \cdot K_1^i[n] \right)^j, \qquad (9)$$

где коэффициенты при корреляционной функции выходного сигнала искусственного нейрона, принадлежащего второму слою ИНС, имеющей первую, вторую или третью степень, те же, что и для предыдущего слоя искусственной нейронной сети. Отличия заключаются только в номере стационарного весового вектора, который отражает номер текущего слоя ИНС.

Обобщая данное выражение, можно записать итеративную формулу для корреляционной функции выходного сигнала искусственного нейрона, принадлежащего произвольному слою $p$ ИНС:

$$K_p(m, m+n) = \sum_{i1=1}^{3} B_{i1p} \cdot K_{p-1}^{i1}[n] = \sum_{i1=1}^{3} B_{i1p} \cdot \left( \sum_{i2=1}^{3} B_{i2\,p-1} \cdot K_{p-2}^{i2}[n] \right)^{i1} =$$

$$= \sum_{i1=1}^{3} B_{i1p} \cdot \left( \sum_{i2=1}^{3} B_{i2\,p-1} (\cdots ( \sum_{i(p-1)=1}^{3} B_{i(p-1)2} \cdot K_1^{i(p-1)}[n])^{i(p-2)} \cdots)^{i2} \right)^{i1}, \qquad (10)$$

где коэффициенты при степенях корреляционных функций могут быть записаны в виде:

$$B_{1i} = a_1^2 r^{|n|} \vec{W}_{CTi}^H \mathbf{E} \vec{W}_{CTi}$$

$$B_{2i} = -a_1^2 \frac{2\mu a_1}{1-r^2} \cdot r^{|n|} \vec{W}_{CTi}^H \mathbf{E} \vec{W}_{CTi} \cdot Sp(\mathbf{PE})$$

$$B_{3i} = a_1^2 r^{|n|} \vec{W}_{CTi}^H \mathbf{E} \vec{W}_{CTi} \times$$

$$\times \left\{ \begin{array}{l} \mu^2 a_1^2 \dfrac{1-r^2-r^{2n+2}}{(1-r^2)^2} Sp(\mathbf{PEPE}) + \\ + \mu^2 a_1^2 \dfrac{4-r^{2n+2}}{(1-r^2)^2} \cdot \dfrac{\vec{W}_{CTi}^H \mathbf{EPEPE} \vec{W}_{CTi}}{\vec{W}_{CTi}^H \mathbf{E} \vec{W}_{CTi}} + \mu^2 a_1^2 \dfrac{1+r-r^3}{(1-r^2)^2} Sp^2(\mathbf{PE}) \end{array} \right\}$$

Продолжая обобщение и используя выражение (10), можно записать корреляционную матрицу выходных сигналов слоя $p$ искусственной нейронной сети в следующем виде:

$$\mathbf{K}_p(n) = K_p(n) \cdot \mathbf{E}. \qquad (11)$$

Остановимся более подробно на выражении (10). Из данной формулы видно, что по мере увеличения номера слоя возрастает вклад быстро спадающих компонент в корреляционной функции выходного сигнала. Наличие быстро спадающих компонент $\sim r^{m|n|}$, (где $m$ - некоторый коэффициент, увеличивающийся по мере продвижения от входа ИНС к выходу) свидетельствует о появлении в структуре выходных сигналов ис-

кусственных нейронов по мере возрастания номера слоя сети компонентов с меньшим временем автокорреляции, чем у исходного полезного сигнала, который подавался на вход сети одновременно с помехой. Для иллюстрации данного утверждения приведём формулу, полученную без учёта флуктуаций весового вектора, для корреляционной функции выходного сигнала произвольного нейрона, принадлежащего слою $p$ искусственной нейронной сети:

$$K_p(n) = a_1^{2p} \cdot r^{|n|p} \cdot \prod_{i=1}^{p} \vec{W}_{CTi}^{H} \mathbf{R}_i \vec{W}_{CTi} \,, \tag{12}$$

здесь $\mathbf{R}_1 = \mathbf{R}_{XX}$, а $\mathbf{R}_{2,3,\ldots} = \mathbf{E}$ - корреляционные матрицы входных сигналов соответственно входного и скрытого слоёв; $\vec{W}_{CTi}$ - постоянный стационарный весовой вектор произвольного нейрона, принадлежащего текущему слою $i$.

Из сравнения формул (10) и (12) видно, что в случае отсутствия флуктуаций корреляционная функция на выходе искусственного нейрона, принадлежащего слою $p$ ИНС, представляет собой произведение корреляционных функций предыдущих слоев. Наличие флуктуаций приводит к появлению в структуре корреляционной функции выходного сигнала слоя $p$ корреляционных функций предыдущих слоев, взятых в различных степенях. Это искажает выделяемый сетью полезный сигнал, поскольку выражение для корреляционной функции содержит более быстро спадающие компоненты, чем $r^{p|n|}$, а также содержит слагаемые, пропорциональные различным степеням коэффициента адаптации – описывающие поправки к значению корреляционной функции, вызванные флуктуациями весовых коэффициентов.

**3. Мощность выходных сигналов искусственной нейронной сети.**

Выражение для мощности выходного сигнала произвольного слоя искусственной нейронной сети можно получить, положив $n = 0$ в формуле (10), описывающей вид корреляционной функции:

$$\begin{aligned} &< |Z|^2 >_p = \sum_{i1=1}^{3} \tilde{B}_{i1p} \cdot < |Z|^2 >_{p-1}^{i1} = \sum_{i1=1}^{3} \tilde{B}_{i1p} \cdot \left( \sum_{i2=1}^{3} \tilde{B}_{i2\,p-1} \cdot < |Z|^2 >_{p-2}^{i2} \right)^{i1} = \\ &= \sum_{i1=1}^{3} \tilde{B}_{i1p} \cdot \left( \sum_{i2=1}^{3} \tilde{B}_{i2\,p-1} (\cdots ( \sum_{i(p-1)=1}^{3} \tilde{B}_{i(p-1)2} \cdot < |Z|^2 >_1^{i(p-1)} )^{i(p-2)} \cdots )^{i2} \right)^{i1} \end{aligned} \tag{13}$$

Здесь:

$$\tilde{B}_{1i} = a_1^2 \cdot \vec{W}_{CTi}^{H} \mathbf{E} \vec{W}_{CTi}$$

$$\tilde{B}_{2i} = -a_1^2 \frac{2\mu a_1}{1-r^2} \cdot \vec{W}_{CTi}^{H} \mathbf{E} \vec{W}_{CTi} \cdot Sp(\mathbf{PE})$$

$$\tilde{B}_{3i} = a_1^2 \cdot \vec{W}_{CTi}^{H} \mathbf{E} \vec{W}_{CTi} \times$$

$$\times \left\{ \begin{aligned} &\mu^2 a_1^2 \frac{1-2r^2}{(1-r^2)^2} Sp(\mathbf{PEPE}) + \\ &+ \mu^2 a_1^2 \frac{4-r^2}{(1-r^2)^2} \cdot \frac{\vec{W}_{CTi}^{H} \mathbf{EPEPE} \vec{W}_{CTi}}{\vec{W}_{CTi}^{H} \mathbf{E} \vec{W}_{CTi}} + \mu^2 a_1^2 \frac{1+r-r^3}{(1-r^2)^2} Sp^2(\mathbf{PE}) \end{aligned} \right\}$$

Из формулы (13) можно видеть, что при увеличении числа слоёв растёт добавок к величине выходной мощности, обусловленный наличием флуктуаций весовых коэффициентов в сети. Необходимо также отметить, что в искусственной нейронной сети, настраивающейся по дискретному градиентному алгоритму с ограничениями, может иметь место как эффект рассогласования, так и эффект «перекомпенсации», поскольку

коэффициент $\tilde{B}_{2i}$ является отрицательным и первое слагаемое в коэффициенте $\tilde{B}_{3i}$ также может быть отрицательным.

Сравним данное выражение с формулой, описывающей выходную мощность искусственного нейрона слоя $p$ искусственной нейронной сети, найденной без учёта флуктуаций весовых коэффициентов:

$$< |Z|^2 >_{CIp} = a_1^{2p} \cdot \prod_{i=1}^{p} \vec{W}_{CIi}^{H} \mathbf{R}_i \vec{W}_{CIi} , \qquad (14)$$

где $\mathbf{R}_i = \begin{cases} \mathbf{R}_{XX}, i = 1; \\ \mathbf{E}, i > 1. \end{cases}$ - корреляционная матрица входных сигналов $i$-ого слоя ИНС.

Из выражения (14) можно видеть, что выходная мощность любого слоя сети представляет собой произведение выходных мощностей каждого из предыдущих слоёв ИНС.

Полученные результаты позволяют утверждать, что флуктуации весовых коэффициентов вносят искажения в статистические характеристики искусственной нейронной сети, настраивающейся по дискретному градиентному алгоритму. Однако это утверждение справедливо только для статистических характеристик первого слоя ИНС, во втором и последующих слоях искусственной нейронной сети появляются слагаемые, содержащие произведение проекционной матрицы $P$ и матрицы $E$, элементами которой являются единицы. Теоретический анализ показал, что указанное произведение равно нулю, а потому все «флуктуационные» слагаемые в выражении, в частности, выходной мощности второго и последующих слоёв ИНС равны нулю. По этой причине увеличение номера слоя никак не сказывается на ухудшении качества выделения полезного сигнала на фоне помех искусственной нейронной сетью с дискретным градиентным алгоритмом настройки.

Необходимо отметить, что указанный вывод справедлив только для той постановки задачи, что была использована в данном разделе – на искусственные нейроны ИНС подавался один и тот же вектор входных сигналов.

**РЕЗУЛЬТАТЫ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ**.

Моделировалась искусственная нейронная сеть, настраивающаяся по дискретному градиентному алгоритму с однократным линейным ограничением на направление прихода полезного сигнала – классическому алгоритму, используемому для пространственной фильтрации сигналов в адаптивных антенных решётках. Искусственная нейронная сеть содержала $M = 3$ слоя, в каждом из которых было по $N_1 = 7$ искусственных нейронов. Каждый искусственный нейрон представлял собой адаптивный линейный сумматор с $N = 7$ входными элементами и нелинейной функцией – сигмоидом на выходе [9].

На каждый искусственный нейрон входного слоя сети подавалась одна и та же помеховая обстановка – полезный сигнал и одна помеха, представленные в виде плоских волн. Полезный сигнал приходил с направления, нормального к плоскости каждого искусственного нейрона входного слоя ИНС (при моделировании предполагалось, что нейроны каждого и, в частности, первого слоя искусственной нейронной сети расположены так, что их приемные элементы размещены вдоль одной прямой, своей для каждого слоя сети). Помеха приходила с направления, равного $45^\circ$ относительно нормали, проведенной к плоскости искусственных нейронов входного слоя сети. Мощность помехи была принята равной единице, мощность полезного сигнала составляла 0.1 от мощности помехи. В каждом искусственном нейроне присутствовал также собственный шум, мощность которого была 0.01 относительно мощности помехи.

При моделировании вычислялся коэффициент рассогласования между выходной мощностью, найденной при постоянном стационарном весовом векторе, и «флуктуационной» частью выходной мощности:

$$M = \frac{<|Z|^2>_{CT} - <|Z|^2>_0}{<|Z|^2>_0} \times 100\% .$$

В таблице 1 представлены значения коэффициента рассогласования $M$ в зависимости от величины коэффициента адаптации $\mu$ в случае прихода на искусственную нейронную сеть входных сигналов с некоррелированными отсчетами $r = 0$.

Таблица 1

| $\mu$ | $10^{-4}$ | $5 \cdot 10^{-4}$ | $10^{-3}$ | $5 \cdot 10^{-3}$ | $10^{-2}$ |
|---|---|---|---|---|---|
| $M_I^T$, % | -0.0344 | -0.1721 | -0.3442 | -1.7208 | -3.4415 |
| $M_I^Э$, % | -0.1757 | -0.08 | -0.5898 | -1.7469 | -3.511 |
| $M_{II}^T$, % | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| $M_{II}^Э$, % | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| $M_{III}^T$, % | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| $M_{III}^Э$, % | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

В таблице 1 представлен коэффициент рассогласования, найденный для первых нейронов каждого слоя искусственной нейронной сети. Результаты для других искусственных нейронов того же слоя сети будут идентичными, поскольку по условию задачи, на каждый входной искусственный нейрон входного слоя ИНС подавался один и тот же входной сигнал. Из таблицы 1 можно видеть, что второй и третий слои сети имеют коэффициент рассогласования, равный нулю, и это подтверждает компьютерное моделирование. Коэффициент рассогласования искусственного нейрона, принадлежащего первому слою сети, нулю не равен и зависит от величины коэффициента адаптации дискретного градиентного алгоритма. Из таблицы видно, что имеет место достаточно хорошее согласие между теоретическими результатами и результатами компьютерного моделирования.

В таблице 2 представлены значения коэффициента рассогласования $M$ в зависимости от величины коэффициента адаптации $\mu$ в случае прихода на искусственную нейронную сеть входных сигналов с высоко коррелированными отсчетами $r = 0.9$.

Таблица 2

| $\mu$ | $10^{-4}$ | $5 \cdot 10^{-4}$ | $10^{-3}$ | $5 \cdot 10^{-3}$ | $10^{-2}$ |
|---|---|---|---|---|---|
| $M_I^T$, % | -0.1811 | -0.9057 | -1.8114 | -9.0572 | -18.1151 |
| $M_I^Э$, % | -0.1676 | -0.7311 | -1.9186 | -12.4383 | -20.158 |
| $M_{II}^T$, % | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| $M_{II}^Э$, % | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| $M_{III}^T$, % | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| $M_{III}^Э$, % | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

Из таблицы 2 следует, что и в случае сигналов с высоко коррелированными отсчётами имеет место достаточно хорошее согласие между теоретическими значениями коэффициента рассогласования выходной мощности и соответствующими значениями, найденными в результате компьютерного моделирования. Кроме того, обращают на себя внимание нулевые значения коэффициента рассогласования выходной мощности второго и третьего слоев искусственной нейронной сети, что подтверждается и компьютерным экспериментом.

**Заключение**

Таким образом, можно говорить о том, что дискретный градиентный алгоритм пригоден для использования в искусственных нейронных сетях в целях решения задач выделения полезного сигнала на фоне помех и обладает преимуществом перед классическими нейросетевыми алгоритмами в том, что не дает флуктуаций весовых коэффициентов во втором и последующих слоях сети.

## Литература


1. Зимина С.В. Статистические характеристики искусственной нейронной сети с дискретным градиентным алгоритмом настройки с учётом флуктуаций весовых коэффициентов // Нейрокомпьютеры: разработка и применение, 2006. N10. – с. 9 - 15.
2. Зимина С.В. Влияние флуктуаций весовых коэффициентов на статистические характеристики искусственной нейронной сети с алгоритмом рекуррентного обращения выборочной оценки корреляционной матрицы входных сигналов // Нейрокомпьютеры: разработка и применение, 2007. N5. - с. 3 – 7.
3. Литвинов О.С., Зимина С.В. Статистический анализ флуктуаций весовых коэффициентов искусственной нейронной сети, настраивающейся по алгоритму Хэбба // Нейрокомпьютеры: разработка и применение, 2009. N3. с.33 – 43.
4. Зимина С.В. Флуктуации весовых коэффициентов в искусственной нейронной сети с алгоритмом Хэбба // Нейрокомпьютеры: разработка и применение, 2013. N4. с. 3 – 8.
5. Haykin S. Neural Networks: A comprehensive Foundation. – New York: Macmillan College Publishing Company, 1994.
6. Галушкин А.И. Теория нейронных сетей. Кн.1: Учеб. пособие для вузов / Общая ред. А.И. Галушкина. – М.: ИПРЖР, 2000. – 416с.
7. Пупков К. А., Капалин В. И., Ющенко А. С. Функциональные ряды в теории нелинейных систем. М.: Наука, 1976.
8. Зимина С.В. Анализ статистических характеристик адаптивной антенной решётки с нелинейной функцией в цепи корреляционной обратной связи // Радиотехника и электроника, 2005. т. 50, N8. с. 952 - 960.
9. Круглов В. В., Борисов В. В. Искусственные нейронные сети. Теория и практика. – 2-е изд. – М.: Горячая линия – Телеком, 2002. – 382 с.


## Сведения об авторе


| | |
|---|---|
| Ф.И.О. | Зимина Светлана Валерьевна |
| Дата рождения | 09.07.1973 |
| Название вуза и год его окончания | Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского, 1996. |
| Направление научных исследований | Адаптивные антенные решётки, искусственные нейронные сети, флуктуации весовых коэффициентов |
| Год защиты кандидатской диссертации | 2002 |
| Место работы | Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского |
| Электронный адрес | zimina-sv@yandex.ru |

# НЕЙРО-ГОЛОГРАФИЧЕСКИЙ МЕТОД АНАЛИЗА МУЛЬТИСПЕКТРАЛЬНЫХ АЭРОФОТОИЗОБРАЖЕНИЙ

С.Н. Андреев, В.Г. Фирсов, А.В. Павлович

Рассматривается подход к решению задачи распознавания данных мультиспектрального аэрокосмического мониторинга, основанный на синтезе самоорганизующихся нейросетевых структур и голографических методов обработки данных.

# THE METHOD OF NEURO-HOLOGRAPHIC ANALYSIS OF THE MULITISPEKTRAL AEROFOTOIVIGES

S.N. Andreev, V.G. Firsov, A.V. Pavlovich

Consider to decision of the problem of the recognition datas multi-spectral aerospace monitoring, founded on the syntheses of the self-organizing neuro-network structures and holographics of the methods of the processing datas.

Одним из актуальных и перспективных направлений совершенствования боевого потенциала Воздушно-космических сил (ВКС) России является создание качественно нового вида военной техники – разведывательно-ударных комплексов с беспилотными летательными аппаратами (КБЛА), которые должны обеспечить возможность нанесения ударов по выявляемым целям в масштабе реального времени, для чего необходимо решить нетривиальную задачу оперативного обнаружения замаскированных объектов противника. Важнейшая роль в решении этой задачи отводится применению современных и перспективных средств аэрокосмической разведки. Однако объем поступающей оперативной информации постоянно возрастает, что требует привлечения автоматизированных средств обработки и анализа мультиспектральных изображений. Построение таких автоматизированных систем на основе классических методов распознавания образов (РО) уже не обеспечивает требуемого уровня оперативности и качества распознавания изображений. В связи с этим на себя обращают внимание, активно разрабатываемые и получившие в последнее время широкое распространение, так называемые эволюционные методы моделирования [1].

Исходя из вышесказанного, одним из подходов к решению задачи распознавания изображений может быть синтез оптических технологий [2], искусственных нейронных сетей (НС), нечеткой логики (НЛ) [3], а также методов цифровой голографии [4]. При этом наличие глубоких аналогий между математическими обоснованиями искусственных НС, НЛ и Фурье-голографией открывает перспективы для реализации методов РО на базе единого нейросетевого подхода. В связи с этим, целью данной работы является разработка методики построения саморазвивающихся искусственных НС, реализующих процесс РО на основе синтеза эволюционных методов моделирования и методов цифровой голографии.

Для достижения поставленной цели необходимо решить ряд задач, связанных с построением НС, выбором способа восприятия сетью исходных данных и внутреннего представления входного образа, а также организацией обучения этой НС.

Дальнейшие рассуждения основываются на предположении, что мозг генерирует опорные волны различной частоты $(f_1, f_2, \ldots f_k)^*$, посредством которых, с определенной периодичностью, осуществляет «опрос» нейронов, т.е. реализует анализ входного сигнала (образа, изображения) на разных частотах и сравнивает отклики на предъявляемые образы с ранее запомненными. При этом каждый нейрон, работая по принципу

«вопрос – ответ», отвечает только на тот вопрос, на который «знает» ответ, как это делает, например, нейрон Гроссберга [3].

Математическим обоснованием применения искусственных НС обычно считается теорема А. Н. Колмогорова о представимости непрерывной функции *n* переменных в виде суперпозиции *m* непрерывных функций одной переменной. Применительно к НС эта теорема была сформулирована Хехт-Нильсеном [3]: любую непрерывную функцию *F* от *n* переменных можно точно аппроксимировать с помощью простой трехслойной нейросети с одним скрытым слоем (рисунок 1), для чего достаточно подобрать $m=2n+1$ передаточных функций $s_{ij}$ нейронов скрытого слоя:

$$F(x_1, x_2, ..., x_n) = \sum_{j=1}^{m} g_j \left( \sum_{i=1}^{n} s_{ij}(x_i) \right), \quad (1)$$

где $s_{ij}$ и $g_j$ – непрерывные функции, не зависящие от функции *F*.

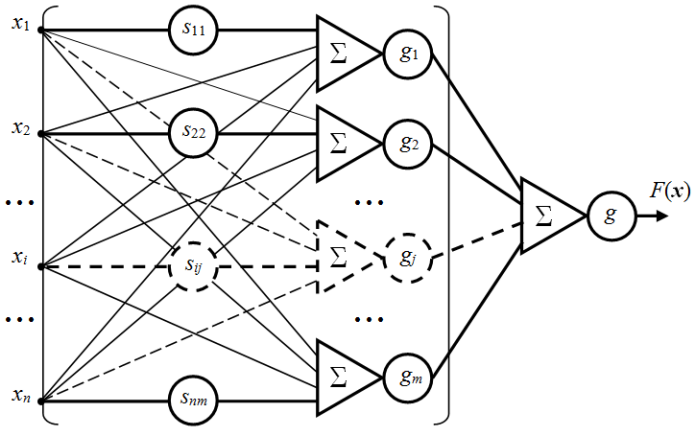



Рисунок 1 – Функциональная схема классической трехслойной НС

Отметим так же, что функцию *F* от *n* переменных с достаточной точностью можно аппроксимировать с использованием *n* рядов Фурье в следующем виде:

$$F(x_1, x_2, ..., x_n) = \sum_{i=1}^{n} \left( \sum_{j=1}^{m} c_j \varphi_j(x_i) \right) = \sum_{i=1}^{n} \left( \gamma_i(x_i) \right), \quad (2)$$

где $\gamma_i(x_i) = \sum_{j=1}^{m} c_j \phi_j(x_i)$ – ряд Фурье, $\phi_j$ – базисные функции, $c_j$ – спектральные коэффициенты (рисунок 2).

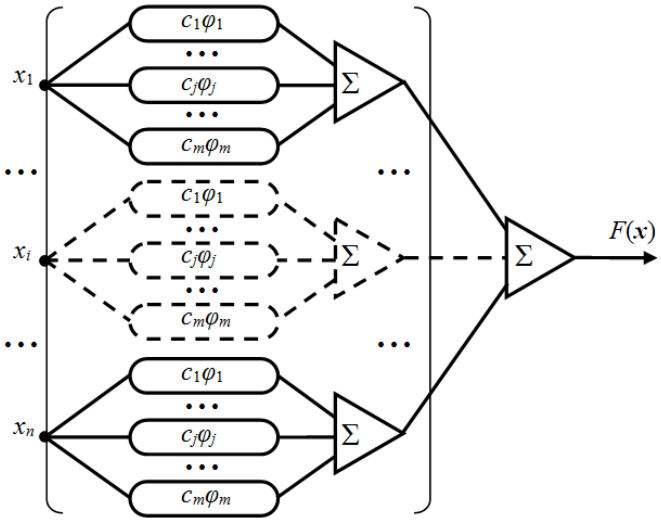



Рисунок 2 – Функциональная схема аппроксимирующей функции в виде суммы *n* конечных рядов Фурье

Восприятие изображений и внутреннее представление входного образа внутри НС предлагается реализовать на основе нейросетевого синтеза цифровых голограмм [4]. При этом опорный сигнал, для получения внутреннего голографического образа, должна генерировать сама НС.

За основу голографической НС взят модифицированный формальный нейрон (МФН), использующий нелинейные синаптические функции и реализующий биполярную фаззификацию входных сигналов [1]. Реакция этого нейрона на входное воздействие, с учетом (1) и (2), будет определяться выражением:

$$y = g\left( \mathop{\mathsf{A}}_{i=1}^{n} s_i(x_i) \right) = \left[ \sum_{i=1}^{n} \gamma_i(x_i) \right], \tag{3}$$

где $g$ – функция активации; $\mathsf{A}$ – обозначает одну из используемых в конкретном нейроне операций агрегирования нечеткого вывода [1]; $x_1, x_2, \ldots, x_n$ – вектор входных сигналов, поступающих на $n$ синапсов нейрона; $s_i$ – синаптические функции.

Тогда, выражение для полносвязного нейросетевого ядра можно представить как

$$y^L = g^L\left( \mathop{\mathsf{A}}_{i=1}^{n^L} s_i^L\left( \ldots g_i^l\left( \mathop{\mathsf{A}}_{i=1}^{n^l} s_i^l\left[ \sum_{i=1}^{n^d} \gamma_i^d(x_i) \right] \right) \ldots \right) \right), \tag{4}$$

где $l$=1, 2, …, $L$ – номер слоя нейронов сети; $d$ – слой нейронов, лежащий ниже слоя $l$; $s_i^l$ – синаптическая функция $i$-го синапса нейрона слоя $l$; $n^l$ – общее число синапсов нейрона слоя $l$; $g^l$ – функции активации нейрона слоя $l$. Квадратными скобками выделен слой сенсорных нейронов.

Осуществив ряд преобразований, позволяющих перейти к представлению входного образа в комплексной форме $\boldsymbol{B}_i = |x_i| \exp\{\mathbf{i}\varphi_i\}$, где $\mathbf{i}$ – мнимая единица, $\varphi_i$ – фаза сигнала, получим уравнение сенсорного нейрона (3) в виде

$$y = g\left( \mathop{\mathsf{A}}_{i=1}^{n} s_i(\boldsymbol{B}_i) \right) = \left[ \sum_{i=1}^{n} \gamma_i(\boldsymbol{B}_i) \right] = \sum_{i=1}^{n} \gamma_i\left( |x_i| \exp\{\mathbf{i}\varphi_i\} \right). \tag{5}$$

Не трудно заметить, что в тригонометрическом виде уравнение (5), при $\varphi_i$=0 и линейных функциях $s_i$ и $g$, представляет собой нейрон Гроссберга [3].

Перейдя к двухмерному представлению входного образа $\boldsymbol{B}_{ij} = |x_{ij}| \exp\{\mathbf{i}\varphi|_{ij}^{nm}\}$, где $n, m$ – координаты точки вышележащего слоя, в которую, со сдвигом фаз $\varphi|_{ij}^{nm}$, проецируется сигнал от элемента изображения нижележащего слоя с координатами $i, j$. Тогда уравнение сенсорного нейрона (3) будет иметь вид:

$$y_{nm} = \sum_{i=0}^{N-1}\sum_{j=0}^{M-1} \boldsymbol{B}_{ij}^{nm} \exp\left\{\mathbf{i}\cdot 2\pi f^{*} + \varphi|_{ij}^{nm}\right\}. \qquad (6)$$

Заменив в выражении (4) ядра нейросети сенсорный слой нейронов, описываемый суммой рядов Фурье, комплексными МФН получим:

$$y^{L} = g^{L}\left(\sum_{i=1}^{n^{L}} s_i^{L}\left(\ldots g_i^{d}\left(\sum_{i=1}^{(N\times M)^{d}} s_i^{d}\left[y_{nm}^{d}(x_{ij})\right]\right)\ldots\right)\right), \qquad (7)$$

где $N\times M$ – размер голограммы (в данном случае совпадает с размером изображения).

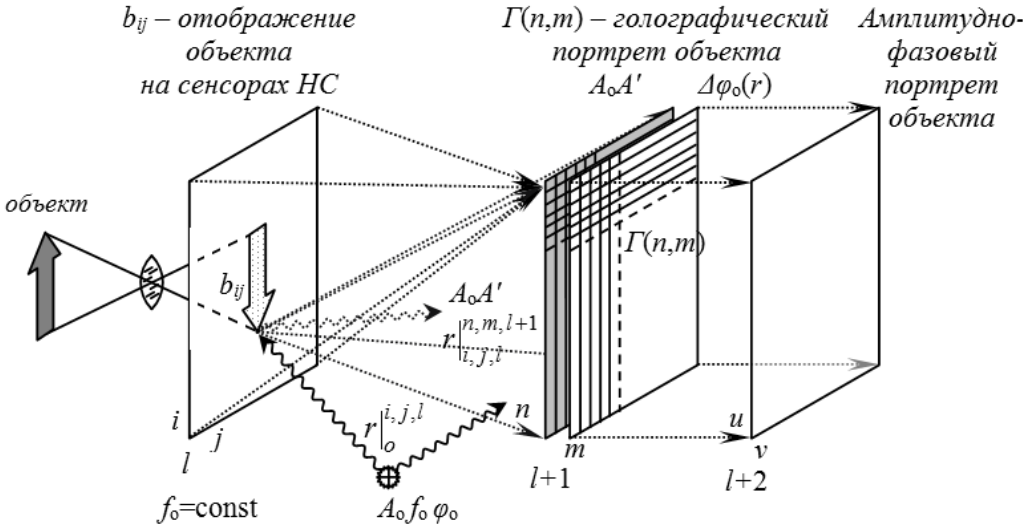



Рисунок 3 – Голографический портрет моноспектрального изображения объекта на выходе сенсорного слоя нейронов

Очевидно, что выражение (6) представляет собой сигнал на выходе сенсорного слоя нейронов (рисунок 3) в виде дискретной (цифровой) голограммы Фурье (ГФ) [4]:

$$\boldsymbol{\Gamma}_{nm} = \sum_{i=0}^{N-1}\sum_{j=0}^{M-1} \boldsymbol{B}_{ij}(f^{*}) \exp\left\{\mathbf{i}\cdot 2\pi f^{*} + \varphi(r|_{ij}^{nm})\right\}, \qquad (8)$$

где $\boldsymbol{\Gamma}_{nm}$ – голографический портрет объекта в плоскости аксонов сенсорного слоя нейронов; $f^{*} = (n\cdot i)/N + (m\cdot j)/M$ – частотная характеристика «рассматриваемого» нейросетью изображения; $\boldsymbol{B}_{ij}(f^{*})$ и $\varphi(r|_{ij}^{nm})$ – соответственно амплитудно-частотная и фазовая характеристики голограммы в плоскости внутреннего сенсорного слоя НС; $N\times M$ – размер сенсорного и аксонного полей; $i, j$ – координаты элемента изображения нижележащего, а $n, m$ – вышележащего слоя; $r$ – расстояние между точками с координатами $(i, j)$ и $(n, m)$.

Таким образом, голограммы, описываемые соотношением (8) представляют собой пространственный Фурье-спектр, и могут быть аппроксимированы комплексными МФН (6).

Использование предложенного подхода позволяет перейти от нейросетевого анализа и распознавания набора моноспектральных изображений реальных объектов к распознаванию внутрисетевых голографических представлений (образов) этих объек-

тов на основе фрактального анализа их амплитудно-фазовых портретов и пространственно-частотных спектров, а также осуществлять сжатие, компактное внутрисетевое хранение и использование сохраненных образов в качестве «опорных» при реализации ассоциативной памяти.

Дальнейшее развитие предложенного подхода предполагает построение саморазвивающейся нейросетевой структуры, т.е. моделирование процесса самоорганизации НС, в процессе обучения.

Реализовать самоорганизующуюся НС предлагается на основе учета закономерностей целенаправленного формирования нервной ткани у живых организмов [5], а также использования свойств самоподобия нейросетевых структур (рисунок 4).

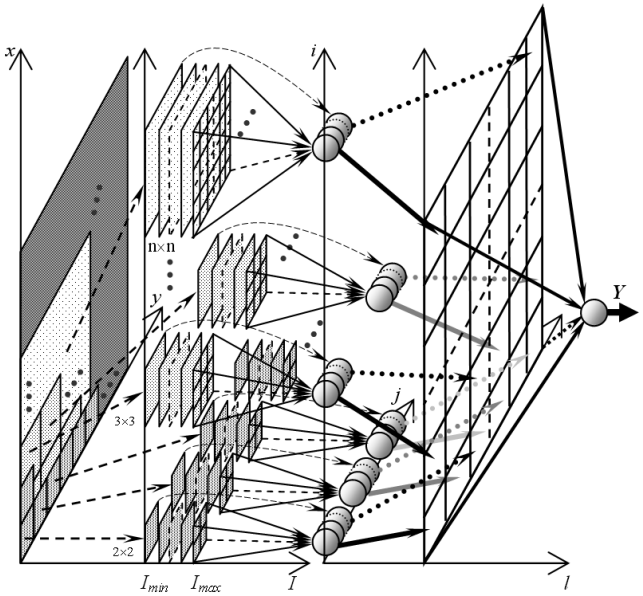



Рисунок 4 – Разложение изображения на компоненты и их анализ с использованием нейросетевых ядер

Целенаправленность формирования структуры НС достигается путем введения ограничений на размер сенсорного поля ядра $N_{вх}$ [1], на степень перекрытия «поля зрения» $K_p$, на степень детализации изображений $K_d^l$ по градациям яркости $I$, на глубину анализа нейросетевым ядром входных данных $K_d$ и на степень сжатия информации $K_s$ (рисунок 5).

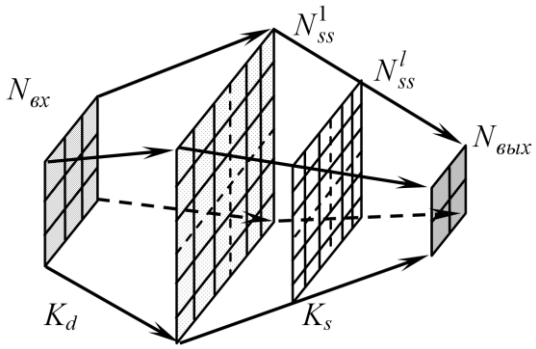



Рисунок 5 – Формирование нейросетевого ядра

Перечисленные параметры формируют хромосому реализующего обучение ГА [1] и полностью определяют структуру создаваемых нейросетевых ядер.

Общая структура НС формируется по принципу самоподобия из нейросетевых

ядер в процессе поиска оптимума отношений между характеристиками текстуры и характеристиками яркости изображения $I$, например, между размерностью $F^{N}_{I,n\times m} = f(N_2/N_1)$, где $N_1$ – общее число пикселей сенсорного поля, $N_2$ – число пикселей с яркостью $I \geq I^{порог}_{n\times m}$ для данной градации яркости, и значением градиента яркости $\vec{G}_{n\times m} = \Delta I/\Delta L$. С этой же целью может быть использована комплексная характеристика размерности участка изображения $F^{S}_{I,n\times m} = f(S_2/S_1)$, где $S_1$ – площадь основания сенсорного поля, $S_2$ – площадь поверхности создаваемой значениями яркости пикселей $I$ изображения над основанием сенсорного поля. Также могут использоваться и другие параметры изображения [1].

Математически задача обучения заключается в нахождении таких значений параметров сети $\boldsymbol{w}$ (при фиксированной её структуре), при которых минимизируется ошибка $E$ между реакцией сети $\boldsymbol{y}_q = (y_1, y_2, ..., y_m)_q$ и требуемым откликом $\boldsymbol{\Phi}_q = (\Phi_1, \Phi_2, ..., \Phi_m)_q$ для всех примеров обучающей выборки. Для определения значения ошибки выхода сети обычно используется выражение

$$E(\boldsymbol{\Theta} \mid \boldsymbol{w}) = \frac{1}{Q}\sum_{q=1}^{Q}\left(\boldsymbol{y}_q - \boldsymbol{\Phi}_q\right)^2 . \qquad (9)$$

Для решения задач обучения НС применяются различные методы оптимизации [6]. Однако при решении даже относительно простых задач необходимо учитывать возможность существования большого количества локальных экстремумов, что требует применения методов глобальной оптимизации. Из множества разработанных в этой области методов [3, 6], наибольший интерес для решения задачи обучения НС представляют генетические алгоритмы (ГА), как наиболее универсальные [7].

ГА представляет собой параллельный асинхронный оптимизационный, который, с математической точки зрения, является разновидностью известных методов оптимизации – переборного метода и метода градиентного спуска. В основе данного алгоритма лежат механизмы генетического наследования (скрещивание и мутация), которые реализуют переборную часть метода, и принципы естественного отбора, реализующие градиентный спуск. Поиск решения в нём осуществляется одновременно с использованием целой популяции особей или хромосом – единичных закодированных решений задачи [7].

Сравнение эффективности ГА с другими методами оптимизации путем их тестирования на системе тестовых задач [3, 8], показало уникальную способность этого алгоритма находить глобальный экстремум. При этом, что весьма важно, никакой дополнительной информации о решаемой задаче он не использует.

Поскольку обучение НС – это оптимизационный процесс, то ГА может быть использован и для обучения НС. Однако при этом возникает вопрос о представлении информации в ГА.

Также как и в хромосоме, используемой ГА ($C_{ГА}$), в хромосоме нейрона $C_н$ информация представляется в виде последовательности генов $\{G_1, G_2, ..., G_n\}$, содержащих набор из $n$ параметров нейрона (рисунок 1).

Введение в структуру МФН «хромосомы» $C_н$ позволяет реализовать обмен «генетической» информацией между НС и ГА, а также более тесно интегрировать алгоритм обучения в структуру НС [1]. Однако, как правило, не все параметры нейрона подлежат оптимизации одновременно. Чтобы снизить затраты времени на обучение МФН с применением ГА, необходимо иметь возможность выделять из состава хромосомы $m$ переменных (настраиваемых) параметров нейрона

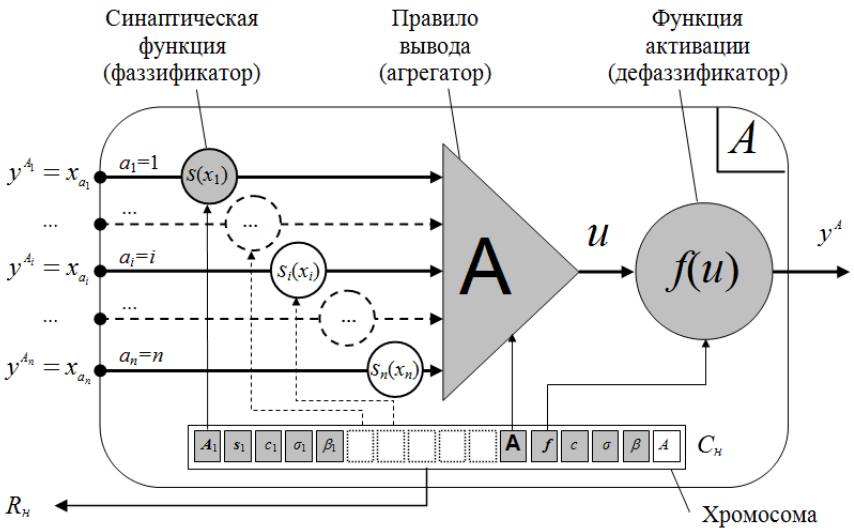



Рисунок 1 – Схема МФН с введенной в его структуру «хромосомой»

$$R_н = \{G_1, G_2, ..., G_m\},\ m<n. \tag{10}$$

В связи с этим, по аналогии с хромосомой биологического нейрона, состоящей из двойной спирали ДНК и участвующей в переносе генетической информации, хромосома МФН $C_н$ в работе представлена в виде последовательности упорядоченных пар:

$$C_н = \left\{ \frac{G_1^R}{G_1}, \frac{G_2^R}{G_2}, ..., \frac{G_n^R}{G_n} \right\} = \frac{D_н^R}{D_н}, \tag{11}$$

где $D_н = \{G_1, G_2, ..., G_n\}$ – последовательность генов, определяющая значения полного набора $n$ параметров МФН (генотип нейрона); $D_н^R = \{G_1^R, G_2^R, ..., G_n^R\}$ – последовательность генов, определяющая свойства, порядок кодирования и принадлежность каждого соответствующего гена из последовательности $D_н$ множеству подлежащих настройке (оптимизации) переменных параметров нейрона $R_н$ (10).

Тогда процесс обмена генетической информацией между МФН и реализующим обучение ГА представляется как $C_н \supset D_н \rightleftarrows R_н = C_{ГА}$, где $D_н \supset R_н$, $R_н = \Psi(D_н \mid D_н^R)$, т.е. из набора $n$ параметров МФН $D_н$, содержащихся в хромосоме $C_н$ (11), выделяется $m$ генов, содержащих переменные параметры $R_н$ (10), которые перекодируются в хромосому $C_{ГА}$ согласно правилу Ψ, определенному в $D_н^R$, и в соответствии с кодом, используемым конкретным ГА.

Следовательно, передаваемая в ГА хромосома $C_{ГА}$ в развернутом виде будет иметь вид

$$C_{ГА} = \{f, c, \sigma, \beta, \mathsf{A}, A_{a_0}, s_{a_1}, c_{a_1}, \sigma_{a_1}, \beta_{a_1}, ..., A_{a_n}, s_{a_n}, c_{a_n}, \sigma_{a_n}, \beta_{a_n}\}. \tag{12}$$

Число синапсов, адреса их связей $A_{a_i}$, вид каждой синаптической функции $s_{a_i}$ и ее параметры $c_{a_i}, \sigma_{a_i}, \beta_{a_i}$, а также тип агрегатора $\mathsf{A}$, вид и параметры функции активации нейрона для каждого МФН могут быть как фиксированными (генетически предопределенными в $D_н$), так и подбираться в процессе обучения (через $R_н$).

Если в процессе обучения возникает необходимость в создании (подключении) нового нейрона, ему автоматически присваивается собственный глобальный адрес $A$ в сети и определяется максимально допустимое количество синаптических связей $n$. В

свою очередь, при образовании новых связей каждому синапсу автоматически присваивается свой локальный адрес (номер) $a_i$ внутри нейрона и выделяется локус (место) в хромосоме этого нейрона, в который помещаются гены, кодирующие параметры образованных синаптических связей.

С учетом вышеизложенного, выходной сигнал МФН с адресом $A$ в слое $l$ нейросети предлагается определять по формуле:

$$y^{A^l} = f^{A^l}\left(\sum_{i=1}^{n^{A^l}} s_{a_i}(x_{a_i} \mid G_{a_i}^{A^l}) \middle| G_{ФА}^{A^l}\right) = f^{A^l}\left(\sum_{i=1}^{n^{A^l}} s_{a_i}(y_{a_i}^{A^d}) \middle| C_н^{A^l}\right), \qquad (13)$$

где $C_н^{A^l}$ – хромосома МФН с адресом $A^l$, определяемая последовательностью (11); $A^l = A(i, j, l)$ – адрес данного нейрона в слое $l$; $A^d = A(i, j, d)$ – адрес любого нейрона из слоя $d$ лежащего ниже слоя $l$ (в общем случае $d \le l$, однако, поскольку рассматриваемая НС является сетью прямого распространения сигнала и реализуется на ЭВМ последовательной архитектуры, то для $d=l$ должно соблюдаться условие $I^d < i^l$, $J^d < j^l$); $i = 0,..., I^l - 1$, $i = 0,..., J^l - 1$ – координаты нейронов сети (или точек изображения (образа), формируемого выходами нейронов этого слоя) в плоскости слоя $l$; $I^l$, $J^l$ – соответственно число строк и столбцов в матрице плоскости слоя $l$ нейронов сети (или точек изображения); $l$=1, 2, …, $L$ – номер слоя сети (или «степень абстрактности» изображения, формируемого на выходах нейронов этого слоя); $x_{a_i} = y_{a_i}^{A^d}$ – значение входного сигнала, поступившего на синапс с локальным адресом $a_i$ с выхода нейрона одного из нижележащих слоев $d$, имеющего глобальный адрес $A^d$; $s_{a_i}$ – синаптическая функция $i$-го синапса с локальным адресом $a_i$; $n^{A^l}$ – общее число синапсов нейрона с адресом $A^l$; $f^{A^l}$ – функции активации нейрона с глобальным адресом $A^l$.

Так как тип, структура и функции МФН определяются набором закодированных в форме генов параметров, то в процессе обучения МФН целесообразно не только настраивать параметры синаптических функций, но и подбирать оптимальную структуру и связи самого нейрона. В наибольшей степени этому условию отвечает ГА, поскольку для поиска оптимального решения в многомерном пространстве признаков, с одной стороны, он также использует хромосомный набор, а с другой – не имеет каких-либо ограничений на характер решаемой задачи. В связи с этим в работе предложен метод обучения МФН на основе ГА.

Обучение МФН происходит следующим образом.

1. Задаются параметры ГА (12).
2. На вход МФН подается вектор $\boldsymbol{x}$ из набора обучающих шаблонов $\boldsymbol{\Theta}$.
3. По формуле (13), в соответствии с заданными в хромосоме $C_н$ (11) параметрами, определяется реакция нейрона $y$.
4. Вычисляется ошибка рассогласования выхода $E(\boldsymbol{\Theta} \mid C_н)$ (9).
5. По значению ошибки рассогласования, через набор переменных параметров нейрона $R_н$ ($C_н \rightleftarrows R_н \rightleftarrows C_{ГА}$), ГА осуществляет модификацию структуры и функций МФН таким образом, чтобы минимизировать ошибку на его выходе $E(\boldsymbol{\Theta} \mid C_н) \to \min$, при этом приспособленность каждой $k$-ой особи ($k$-ой реализации МФН) в текущей популяции эпохи $t$ (на каждой итерации ГА) определяется как $fit_k^t = f(C_k^t) = E(\boldsymbol{\Theta} \mid C_k^t)$.

6. После окончания обучения из популяции (из $K$ реализаций МФН) выбирается наиболее приспособленная особь (реализация МФН у которого $fit_k = E(\boldsymbol{\Theta} \mid C_н) = \min$), а хромосома $C_k$ фиксируется и сохраняется как $C_н$.

При необходимости использования обученного МФН в расчетах, развертывание его структуры осуществляется из сохраненной хромосомы $C_н$.

Отличительной особенностью предложенного подхода к обучению является интеграция элементов ГА в структуру МФН, что позволяет оптимизировать его структуру в процессе обучения, а также моделировать поисковую активность нейрона. Тестирование модели МФН проводилось путем решения классической тестовой задачи «Исключающее ИЛИ» [1].

Таким образом, предложенный подход интеграции элементов ГА в структуру нейронов позволяет перейти к автоматизированному построению, в процессе обучения с использованием ГА, нейросетей, предназначенных для решения широкого круга задач. Однако с ростом сложности решаемых задач возрастает и сложность архитектуры НС, а вместе с тем затраты временны́х и вычислительных ресурсов на её обучение. В то же время ГА, также как и НС, допускает декомпозицию на структурные компоненты, что может быть использовано для ускорения обучения нейросетевых структур большого объема и сложности за счет распараллеливания вычислительного процесса в локальной вычислительной сети.

Таким образом, построение системы анализа и распознавания данных мультиспектрального аэрокосмического мониторинга, может быть осуществлено с применением саморазвивающихся искусственных НС, реализованных на основе синтеза эволюционных методов моделирования и методов цифровой голографии.

## Литература

1 Андреев С. Н. Применение эволюционных методов моделирования для построения саморазвивающихся нейронных сетей // Кибернетика и высокие технологии XXI века (C&T-2009): сборник научных статей по материалам X международной научно-технической конференции (13-14 мая 2009 г.) / ВГУ, т.1, Воронеж: ВГУ, 2009. С. 326–337.

2 Васильев В. Н., Павлов А. В., Оптические технологии искусственного интеллекта / СПб: СПбГУ ИТМО, 2005. 99 с.

3 Осовский С. Нейронные сети для обработки информации / Пер. с польского И. Д. Рудинского. М.: Финансы и статистика, 2004. 344 с.

4 Ярославский Л. П. Цифровая обработка сигналов в оптике и голографии: Введение в цифровую оптику. М.: Радио и связь, 1987. 296 с.

5 Смит К. Ю. М. Биология сенсорных систем. Пер. с англ. М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2005. 583 с.

6 Горбань, А. Н. Обучение нейронных сетей / А. Н. Горбань М.: СП «ПараГраф», 1990. 159 с.

7 Скурихин, А. Н. Генетические алгоритмы / А. Н. Скурихин // Новости искусственного интеллекта, № 4, 1995. С. 6-46.

8 Вороновский, Г. К. Генетические алгоритмы, искусственные нейронные сети и проблемы виртуальной реальности / Г. К. Вороновский и др. Харьков: ОСНОВА, 1997.

## Сведения об авторах

**С.Н. АНДРЕЕВ, В.Г. ФИРСОВ, А.В. ПАВЛОВИЧ**

Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

# АНАЛИЗАТОРЫ СИГНАЛОВ МОБИЛЬНЫХ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ НА БАЗЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ СЕРИИ АРГАМАК

А.В. Ашихмин, Д. Н. Бочаров, В.А. Козьмин, П.В. Першин

АО ИРКОС, Москва, Россия, *e-mail:* kozminva@ircoc.vrn.ru

В докладе рассмотрены анализаторы сигналов мобильных систем радиосвязи на основе цифровых измерительных радиоприемных устройств серии АРГАМАК. Функциональность анализаторов определяется параметрами измерительного приемника и алгоритмическими возможностями программного обеспечения. В качестве примера рассмотрен анализатор сигналов стандарта APCO P25.

# SIGNALS ANALYZERS OF MOBILE RADIO COMMUNICATION SYSTEMS ON THE BASIS OF MEASURING RECEIVERS OF THE ARGAMAK FAMILY

A.V. Ashihmin, D. N. Bocharov, V.A. Kozmin, P.V. Pershin

The report considers signal analyzers of mobile radio communication systems based on digital measuring radio receivers of the ARGAMAK family. The functionality of the analyzers is determined by the parameters of the measuring receiver and the algorithmic capabilities of the software. An example APCO P25 signal analyzer is considered.

## Введение

Радиоприемное оборудование для анализа служебных параметров цифровых сетей мобильной радиосвязи можно разделить на несколько типов. К первому типу относятся анализаторы сигналов от ведущих зарубежных производителей аппаратуры радиоконтроля (Rohde&Schwarz, Keysight, Tektronix), которые обеспечивают цифровой спектральный анализ и опциональное определение параметров радиосигналов различных стандартов. Однако, как правило, подобные приборы не предполагают осуществление контроля территориально-частотного плана, построения топологии сети и оценки ряда других параметров, существенных для служб радиоконтроля. Кроме того, подобные анализаторы производятся за рубежом, они имеют высокую стоимость приобретения и обслуживания.

Оборудование второго типа представляет собой специализированные адаптеры, предназначенные для контроля систем по принятым радиосигналам. Адаптеры, в отличие от анализаторов сигналов, имеют узкий перечень измеряемых параметров, используют некалиброванные антенные системы и работают только в лицензируемых (стандартных) диапазонах частот. Как правило, данное оборудование предназначено для анализа радиосигналов ограниченного перечня технологий.

К третьему типу оборудования относятся анализаторы, построенные на основе универсальных измерительных цифровых радиоприемных устройств (ЦРПУ), которые имеют параметры, достаточные для проведения измерений в беспроводных сетях, в том числе высокую стабильность частоты опорного генератора, широкую полосу пропускания тракта основной селекции, малые погрешности амплитудно-частотной характеристики, цифровой выход сигнала промежуточной частоты. Функциональность подобных анализаторов определяется параметрами измерительного ЦРПУ и алгоритмическими возможностями ПО. Анализаторы на основе измерительных приемников способны работать как на стандартных для данной технологии, так и на произвольных частотах, находящихся в рабочем диапазоне приемника. Стоимость анализаторов беспроводных сетей на базе измерительных ЦРПУ отечественного производства, как правило, меньше

стоимости полнофункциональных анализаторов сигналов зарубежного производства. Эксплуатация подобного прибора ввиду универсальности применения оказывается экономически оправданной, поскольку он при наличии соответствующих программных функций способен заменить целый парк специализированного оборудования.

Целью настоящего доклада является рассмотрение возможностей отечественных цифровых радиоприемных устройств АРГАМАК и построения на их основе анализаторов параметров цифровых сигналов мобильных систем радиосвязи. В качестве примера представлен анализатор сигналов стандарта APCO P25.

**Измерительные приемники АРГАМАК**

Измерительные приемники серии АРГАМАК: АРГАМАК-ИС, АРГАМАК-М и АРГАМАК-РС обеспечивают все необходимые виды измерений, включая напряженность электромагнитного поля, частоту и ширину полосы радиоизлучений [1, 2]. Приемники имеют государственные сертификаты РФ на тип средства измерений. Точность и виды измерений соответствуют рекомендациям ITU-R SM.328, ITU-R SM.377, ITU-R SM.378, ITU-R SM.443, ITU-R SM.1880, государственным стандартам РФ ГОСТ Р 52536-2006, ГОСТ Р 53373-2009, имеются также аттестованные методики выполнения измерений [3-5].

На базе измерительных ЦРПУ АРГАМАК реализованы анализаторы, обеспечивающие декодирование и анализ служебной информации сигналов цифровых сетей связи и передачи данных, таких как GSM, UMTS, IS-95, cdma2000, EV-DO, TETRA, LTE, DECT, Wi-Fi, APCO P25, DMR и ряда других технологий [1, 2, 6-9].

Вне зависимости от вида обрабатываемого сигнала все анализаторы построены по одинаковому принципу: они состоят из аппаратной части, которой является цифровой измерительный приемник, и программной части – программы прикладного математического обеспечения. Последняя может быть установлена на персональном компьютере в едином пакете с другим программным обеспечением, например, выполняющим анализ сигналов с аналоговой модуляцией, оценку загруженности радиочастотного диапазона и т.п.

При использовании ЦРПУ аппаратная часть комплекса осуществляет формирование видеосигнала на требуемой частоте дискретизации, что существенно увеличивает скорость работы анализатора. Программа прикладного математического обеспечения выполняет дальнейшую обработку принятого сигнала, выделение широковещательной информации.

На Рисунок показан пример возможного варианта анализатора цифровых сигналов. Его аппаратная часть представляет собой портативный цифровой измерительный приемник АРГАМАК-М с активной антенной. Программная часть включает модули, реализующие приемно-измерительные алгоритмы обработки сигналов необходимых технологий и интерфейс пользователя.

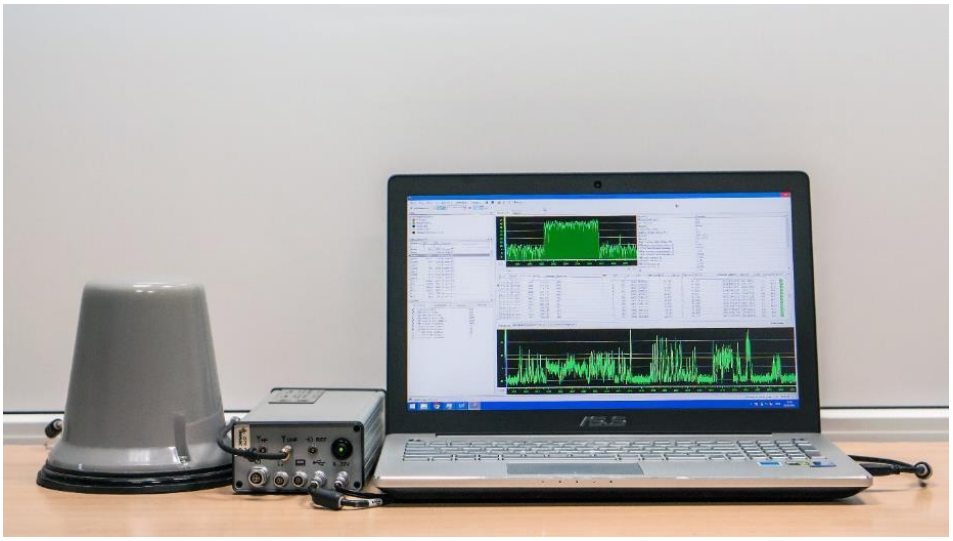


Рисунок 1. Аппаратно-программный анализатор радиосигналов цифровых технологий

В качестве примера более подробно рассмотрим анализатор цифровых сигналов стандарта APCO P25.

**Обработка сигнала APCO P25**

Стандарт APCO P25 (Project 25) представляет собой открытый стандарт, разработанный первоначально для нужд служб общественной безопасности Северной Америки [10-12]. Радиостанции могут работать совместно с существующим парком аналоговых радиостанций, а также в цифровом или аналоговом режиме с другими радиостанциями P25. Ввод в действие систем радиосвязи данного стандарта позволяет обеспечить высокий уровень взаимодействия и совместимости. Системы первого этапа работают с шагом сетки частот 12,5 кГц в аналоговом, цифровом или смешанном режиме. Используется непрерывная четырехпозиционная частотная модуляция C4FM или квадратурная фазовая модуляция CQPSK на скорости 9600 бит/с. Стандарт APCO P25 предоставляет возможность адресовать в одной сети не менее 2 миллионов радиостанций и 65 тысяч групп.

Обработка сигнала в анализаторе APCO P25 включает в себя следующие этапы:

1. Обнаружение активного канала и формирования видеосигнала.
2. Обработка видеосигнала (обнаружение пакетов, частотно-временная синхронизация, демодуляция, декодирование) и получение битового потока.
3. Анализ и обработка битового потока с целью выделения информации.

На этапе обнаружения активного канала используется обработка широкополосного сигнала. Суммарная ширина частотных диапазонов, рекомендуемых для использования сетей APCO P25, составляет 214 МГц (136 – 174 МГц, 403 – 512 МГц, 806 – 870 МГц), что налагает повышенные требования на производительность аппаратуры. Для обнаружения активных каналов передачи используется метод на основе БПФ.

Для каждого обнаруженного активного канала проводится стандартная процедура формирования видеосигнала на частоте $F_v$, кратной символьной скорости и фильтрация сигнала в полосе 8 кГц. Схема обработки видеосигнала представлена на рис. 2.

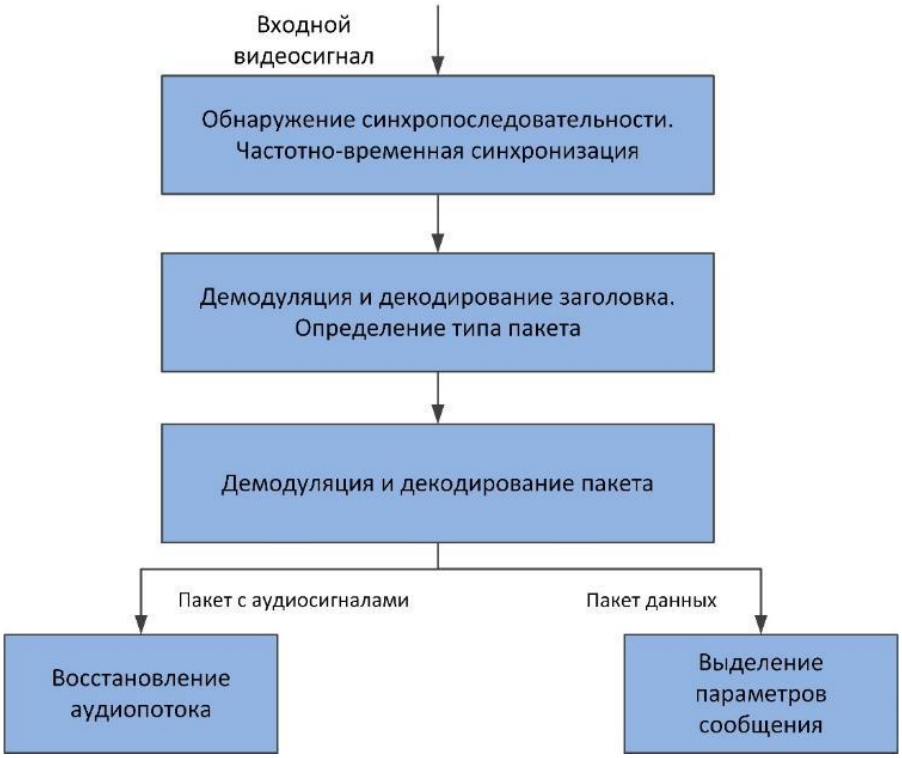



Рисунок 2. Схема обработки сигнала APCO P25

Так как сигналы стандарта APCO P25 могут иметь два вида модуляции, C4FM и CQPSK, в анализаторе используется демодулятор, основанный на обработке сигнала с выхода частотного детектора, что применимо без дополнительной модификации и настройки к обоим видам модуляции.

Обнаружение сигнала производится одновременно с определением частотной расстройки. Фиксированная преамбула (синхропоследовательность) передается в начале каждого пакета сигнала APCO P25, что позволяет использовать для данной операции корреляционную обработку.

После срабатывания амплитудного коррелятора проходит проверка принятой преамбулы. Проверка осуществляется путем частичной демодуляции тестовой последовательности и подсчета числа битовых ошибок.

Следующим этапом является демодуляция символов заголовка, в результате которой формируются жесткие решения информационных бит, после демодуляции производится определение типа принятого пакета.

Дальнейшая демодуляция и формирование жестких или мягких решений информационных бит производится по индивидуальной схеме для каждого пакета в зависимости от его типа. Анализатор сигналов APCO P25 обеспечивает:

– определение типа РЭС и параметров сигнала:
  - тип устройства (базовая или абонентская станция);
  - идентификатор (адрес);
  - средний уровень сигнала;
  - время последней активности;
  - частотный сдвиг;
  - тип передаваемых пакетов;
  - вид передачи;
  - наличие шифрования;
  - тип шифрования;
  - частота битовой ошибки;

- код доступа к сети (NAC);

– анализ топологии сети по принятым пакетам;

– определение местоположения РЭС с построением зоны вероятного местоположения, а также отображение полученных результатов радиоконтроля на электронной карте местности с привязкой координат по ГЛОНАСС/GPS данным;

– возможность сортировки и отбора представляемых данных по различным признакам (включая зону на местности, текущую активность, дату, время, принадлежность к заданной сети и т.д.);

– сохранение результатов анализа в базе данных с возможностью последующего автоматического контроля изменения радиоэлектронной обстановки.

Внешний вид окна программного обеспечения представлен на рис. 3. В левой части окна на отображается список подсетей и их клиентов, представленный в виде иерархической структуры.

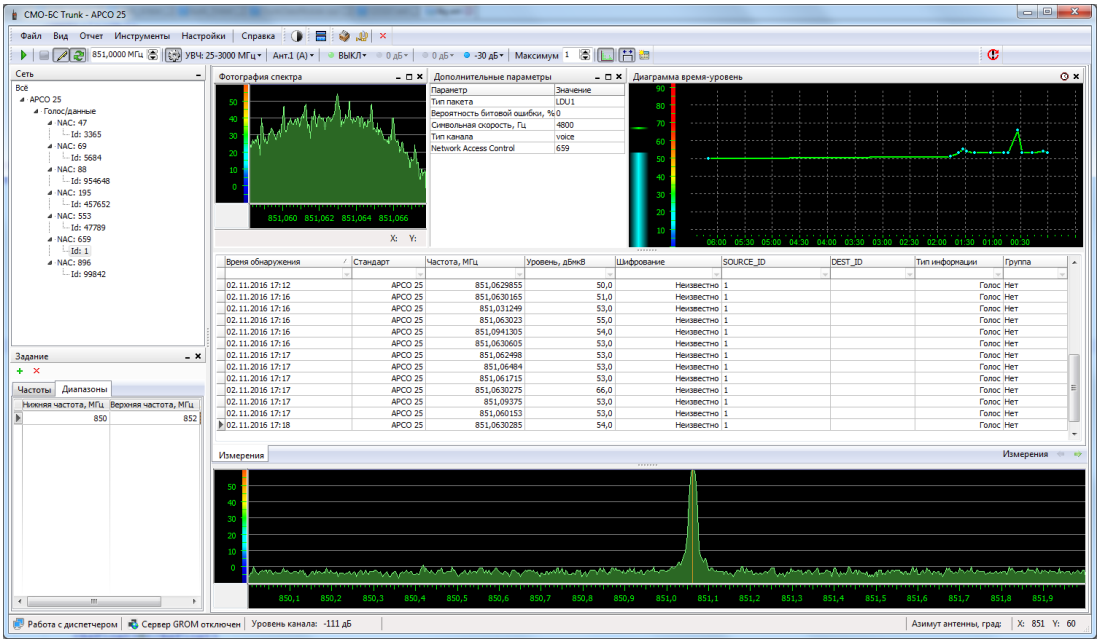



Рисунок 3. Главное окно программы СМО-БС TRUNK

При анализе обнаруженные станции отображаются на панели только в случае, если удается декодировать их идентификаторы. При обмене данными между станциями, идентификаторы передаются в начале работы. Для каждой станции регистрируются следующие параметры:

- тип данных (данные, голосовые данные);
- идентификатор станции.

Для каждого результата анализа сохраняется фотография спектра в полосе 20 кГц с центральной частотой, соответствующей обнаруженному сигналу. Для удобства отслеживания изменения уровня сигнала для конкретного идентификатора существует диаграмма время-уровень. На ней графически отображается изменение уровня сигнала для выбранного идентификатора.

**Заключение**

Анализаторы цифровых сигналов на базе радиоприемных устройств серии АРГАМАК обеспечивают идентификацию и измерение параметров сигналов базовых станций GSM, UMTS, LTE, радиостанций сетей DMR и APCO P25, беспроводных точек доступа и абонентов Wi-Fi, а также сигналов других цифровых технологий. Реализован

поиск сигналов, прием их широковещательных идентификационных данных, измерение параметров, визуальное представление и анализ результатов. Анализаторы состоят из аппаратной части в виде измерительного цифрового радиоприемного устройства и программной части, которая может быть установлена на персональном компьютере в едином пакете с программным обеспечением, решающем другие задачи радиоконтроля.

По функциональным и метрологическим возможностям рассмотренные анализаторы сигналов не уступают аналогичным приборам ведущих мировых производителей и могут быть использованы для автоматизированного контроля параметров сигналов, идентификации их источников, сравнения параметров с частотно-территориальным планом, локализации источников на местности, исследования проблем электромагнитной совместимости радиочастотных устройств, планировании и эксплуатации беспроводных систем.

## Литература

1. Рембовский, А.М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин; под ред. А.М. Рембовского. - 4-е изд. испр. – М: Горячая линия - Телеком, 2015. – 640 с.
2. Каталог компании ИРКОС. 2017.
3. ФР.1.35.2014.17680. Измерение параметров излучений радиоэлектронных средств приемниками измерительными панорамными АРГАМАК-М. Методика измерений. НАЛС.80064-01 92 02. Свидетельство об аттестации № 002/2013 АНО «ИМОБ», 11.10.2013 г.
4. ФР.1.35.2015.21788. Измерение параметров излучений передатчиков наземного цифрового телевидения измерителями напряженности поля панорамными АРГАМАК-ИС. Методика измерений НАЛС.80064-01 92 03. Свидетельство об аттестации № 0001/РОССCОБ 6.00095.2013/2015, 20.10.2015 г.
5. ФР.1.38.2011.10001. Измерение параметров излучений радиоэлектронных средств цифровыми измерительными радиоприемными устройствами АРГАМАК-И, АРГАМАК-ИМ, АРГАМАК-ИС. НАЛС.80064-02 92 01. Свидетельство об аттестации № 206/000265/2011. 32 ГНИИИ МО РФ, 01.02.2011 г.
6. Ашихмин А.В., Каюков И.В., Козьмин В.А., Манелис В.Б. Анализатор базовых станций GSM сетей на базе панорамного измерительного приемника АРГАМАК-ИМ// Специальная техника, 2008, №1, С.31-39.
7. Алексеев П.А., Ашихмин А.В., Каюков И.В., Козьмин В.А., Манелис В.Б. Анализатор сигналов базовых станций UMTS сетей// Спецтехника и связь, 2012, №5-6, С.57-68.
8. Ашихмин А.В., Каюков И.В., Козьмин В.А., Манелис В.Б. Анализатор базовых станций CDMA сетей // Специальная техника, 2008, №3-4, С.16-26.
9. Беспалов О. В., Бочаров Д. Н., Каюков И. В. Козьмин В. А., Манелис В. Б. Анализатор сигналов радиостанций DMR// Спецтехника и связь, 2016, № 4. С. 106 – 110.
10. Project 25 Document Suite Reference. 2010.
11. Tia Standard. Project 25 FDMA – Common Air Interface. ANSI/TIA-102.BAAA. 2003.
12. Tia Standard. Project 25 Vocoder Description . ANSI/TIA-102.BABA. 2003.

**Сведения об авторах**

| | |
|---|---|
| | **Ашихмин Александр Владимирович**, 1963 г. р., окончил Воронежский политехнический институт в 1986 г. по специальности «Радиотехника». Докторскую диссертацию защитил в 2006 году. Директор ОСП АО ИРКОС, главный инженер АО ИРКОС, профессор. Основные направления научных исследований: пространственно-временная обработка сигналов, антенно-фидерные системы.<br>E-mail: ashihminav@ircoc.vrn.ru |
| | **Козьмин Владимир Алексеевич**, 1958 г. р., окончил Воронежский политехнический институт в 1980 г. по специальности «Радиотехника». Кандидатскую диссертацию защитил в 1989 году. Директор АО ИРКОС по научной работе, доцент. Основные направления научных исследований: радиомониторинг и цифровая обработка сигналов.<br>E-mail: kozminva@ircoc.vrn.ru |
| | **Бочаров Дмитрий Николаевич**, 1990 г.р., окончил Воронежский государственный технический университет в 2014 г. по специальности «Информационная безопасность телекоммуникационных систем». Инженер АО ИРКОС. Основные направления научных исследований: цифровая обработка сигналов.<br>E-mail: bocharovdn@ircoc.vrn.ru |
| | **Першин Павел Викторович**, 1983 г.р., окончил Воронежский государственный технический университет в 2005 г. по специальности « Радиотехника». Ведущий инженер АО ИРКОС. Основные направления научных исследований: разработка радиоприемных устройств и радиопеленгаторов, цифровая обработка сигналов.<br>E-mail: pershinpv@ircoc.vrn.ru |

# АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВЫСОКОИЗБИРАТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ СОВРЕМЕННОЙ РАДИОПРИЕМНОЙ АППАРАТУРЫ

**Алимов А. П., Змий Б. Ф., Рахманин Д. Н.**

Разработан алгоритм автоматизированного проектирования избирательных усилительных устройств звеньями четвертого порядка с повышенными показателями качества. Расчет параметров элементов осуществлен с учетом оптимизации функции чувствительности передаточной функции к отклонениям параметров активного элемента.

# AUTOMATED DESIGN OF HIGHLY SELECTIVE AMPLIFYING DEVICES OF MODERN RADIO RECEIVING EQUIPMENT

**A. P. Alimov, B. F. Zmij, D. N. Rahmanin**

The algorithm of computer-aided design selective amplification devices units of the fourth order with high quality indicators. Calculation of parameters of elements was carried out taking into account the optimization of the sensitivity function of the transfer function in the parameter space of the elements.

В настоящее время радиочастотный спектр плотно распределен между абонентами, следовательно, к усилительным устройствам современной радиоприемной аппаратуры предъявляются жесткие требования по избирательности, коэффициенту усиления, динамическому и частотному диапазонам, устойчивости частотных характеристик. Поэтому, для обеспечения требуемой избирательности применяются сложные полосовые фильтры высших порядков, реализованные на связанных параллельных контурах [1] или каскадным соединением усилительных звеньев второго порядка. В случае применения цифровой обработки сигналов возникает необходимость значительного усиления входного сигнала (в сотни раз), что вызывает увеличение уровня шума на выходе усилителя.

В существующих методиках и алгоритмах расчета избирательных усилителей высших порядков [2-4] предъявляются жесткие требования лишь к избирательности, а уменьшение уровня собственных шумов и устойчивости частотных характеристик добиваются применением высокотехнологичной элементной базой.

Ранее в работах авторов [5,6] проведены исследования по определению оптимальной топологии избирательного усилителя четвертого порядка на основе применения обратной связи с повышенными показателями качества.

*Целью работы является разработка алгоритма автоматизированного проектирования высокоизбирательных усилительных устройств на звеньях четвертого порядка с повышенными показателями качества.*

Достижение цели сводится к решению ряда задач:

1. Аппроксимации амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) полиномами четвертого порядка.

2. Определения оптимальных значений параметров элементов, обеспечивающих повышенные показатели качества.

3. Разработка алгоритма автоматизированного проектирования высокоизбирательных усилителей на звеньях четвертого порядка.

**Аппроксимация амплитудно-частотной характеристики полиномами четвертого порядка.**

Традиционно аппроксимация заданных характеристик при единичном уровне усиления осуществляется на основе известных нормированных полиномов с использованием преобразования частоты:

$$\Lambda = \frac{p + \omega_0^2}{2\Delta\omega p}, \tag{1}$$

где, $\Lambda = j\hat{\omega}$, $p = j\omega, \omega_0$ – центральная частота, $\hat{\omega} = \omega/\omega_0$ – нормированная круговая частота, $\omega$ – текущее значение круговой частоты, $2\Delta\omega$ – полоса пропускания.

Однако это длительная процедура вычислений, которая приводит к несколько измененной величине ошибки аппроксимации при изменении величины усиления.

Авторами предлагается решение задачи аппроксимации заданного уровня полиномами четвертого порядка, тогда передаточная функция полосового усилителя будет иметь вид:

$$H(\Lambda) = B\prod_{n=1}^{N} \frac{\Lambda^2}{\left(\Lambda^4 + A_{3n}\Lambda^3 + A_{2n}\Lambda^2 + A_{1n}\Lambda + A_{0n}\right)}, \tag{2}$$

где $N$ – число звеньев четвертого порядка; $B$ – коэффициент, обеспечивающий заданный уровень АЧХ; $A_{3n}, A_{2n}, A_{1n}, A_{0n}$ – нормированные коэффициенты передаточной функции полосового звена четвертого порядка.

Решение задачи аппроксимации сводится в определении вектора варьируемых параметров удовлетворяющему условию:

$$\min_{\vec{A}} \max_{\hat{\omega}} \left| H_0 - H\left(\Lambda, \vec{A}\right) \right| \le \delta \qquad \hat{\omega} \in 1...K_f \tag{3}$$

где $\delta$ –допустимая ошибка аппроксимации; $H_0$ – заданный уровень усиления всей ARLC-цепи, $\vec{A} = \{B, A_{3n}, A_{2n}, A_{1n}, A_{0n}\}$ – вектор варьируемых параметров, определяющий коэффициенты аппроксимирующего полинома.

Определение вектора варьируемых параметров $\vec{A}$ сводится к решению системы уравнений:

$$\left.\begin{array}{l}
\left| H_0 - B\prod_{n=1}^{N} \frac{\hat{\omega}_1^2}{\sqrt{\left(\hat{\omega}_1^4 - A_{2n}\hat{\omega}_1^2 + A_{0n}\right)^2 + \left(A_{3n}\hat{\omega}_1^3 + A_{1n}\hat{\omega}_1\right)^2}} \right| \le \delta \\
\left| H_0 - B\prod_{n=1}^{N} \frac{\hat{\omega}_2^2}{\sqrt{\left(\hat{\omega}_2^4 - A_{2n}\hat{\omega}_2^2 + A_{0n}\right)^2 + \left(A_{3n}\hat{\omega}_2^3 + A_{1n}\hat{\omega}_2\right)^2}} \right| \le \delta \\
\qquad\qquad \ldots\ldots \quad \ldots\ldots \quad \ldots\ldots \\
\left| H_0 - B\prod_{n=1}^{N} \frac{\hat{\omega}_k^2}{\sqrt{\left(\hat{\omega}_k^4 - A_{2n}\hat{\omega}_k^2 + A_{0n}\right)^2 + \left(A_{3n}\hat{\omega}_k^3 + A_{1n}\hat{\omega}_k\right)^2}} \right| \le \delta
\end{array}\right\}. \tag{4}$$

где $\hat{\omega}_1, \hat{\omega}_2, ..., \hat{\omega}_k$ – значения нормированных частот, через которые проходит график АЧХ усилителя.

Для решения системы уравнений (4) первые приближения значений $\hat{\omega}_k$ определены по методике, представленной в [7]. После определения первого приближения вектора $\vec{A}$ определяются точки альтернанса $\hat{\omega}_i$ на основе решения системы уравнений:

$$\frac{dH(\hat{\omega}_i, \vec{A})}{d\hat{\omega}} = 0, \quad i \in 1...k \tag{5}$$

где $k$ – число аппроксимирующих точек, через которые проходит аппроксимирующая функция.

Далее осуществляется решение уравнений (4) с новыми значениями частот $\hat{\omega}_i$, а затем уравнений (5) с новыми значениями $\vec{A}$. Итерации продолжаются до тех пор, пока ошибка вычислений $\hat{\omega}_i$ не достигнет $\xi = \frac{\hat{\omega}_{i+1} - \hat{\omega}_i}{\hat{\omega}_i} = 10^{-6}$.

Для примера, в таблице 1 представлены нормированные значения коэффициентов аппроксимирующей функции, описывающие АЧХ избирательного усилителя четвертым, восьмым двенадцатым и шестнадцатым порядками с требуемыми параметрами ($K_f = 2$, $\Delta a = 1$ дБ). Коэффициент $B$ определяет требуемый коэффициент усиления избирательного усилителя.

Таблица 1.

Коэффициенты аппроксимирующей передаточной функции

| Порядок усилителя | $K_n$ | № звена | Коэффициенты передаточной функции | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | $B/H_0$ | $A_3$ | $A_2$ | $A_1$ | $A_0$ |
| 4 | 3,25 | 1 | 0,519 | 1,098 | 5,103 | 2,195 | 4 |
| 8 | 1,45 | 1 | 0,065 | 0,279 | 4,987 | 0,558 | 4 |
| | | 2 | | 0,674 | 4,279 | 1,347 | 4 |
| 12 | 1,172 | 1 | $8{,}103 \cdot 10^{-3}$ | 0,124 | 4,991 | 0,249 | 4 |
| | | 2 | | 0,34 | 4,558 | 0,68 | 4 |
| | | 3 | | 0,464 | 4,125 | 0,928 | 4 |
| 16 | 1,108 | 1 | $5{,}039 \cdot 10^{-4}$ | 0,07 | 4,994 | 0,14 | 4 |
| | | 2 | | 0,199 | 4,724 | 0,399 | 4 |
| | | 3 | | 0,298 | 4,341 | 0,597 | 4 |
| | | 4 | | 0,352 | 4,07 | 0,704 | 4 |

На рис. 1 представлены результаты аппроксимации АЧХ избирательного усилителя полиномами четвертого порядка.

В результате работы получены коэффициенты аппроксимации избирательного усилителя до двадцатого порядка с коэффициентом перекрытия по частоте $K_f = 1{,}05...3$ и неравномерностью АЧХ в полосе рабочих частот $\Delta a = 0{,}1...5$ дБ для любого значения усиления.

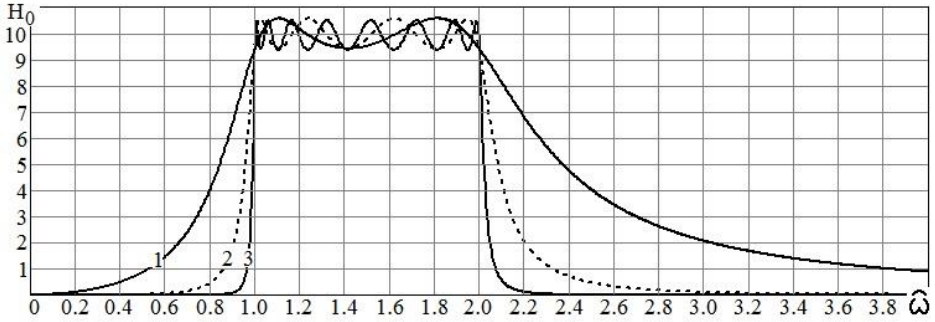



Рис. 1. Аппроксимация АЧХ избирательного усилителя: 1) четвертого порядка; 2) восьмого порядка; 3) шестнадцатого порядка

**Определение оптимальных значений параметров элементов избирательного усилителя, реализующих повышенные показатели качества.**

На основе анализа показателей качества избирательных усилителей в работе установлены следующие соотношения[8]:

$$K_{зу} = \frac{1}{1+\Gamma_0 \dfrac{\omega_p q}{\Pi}}; \quad K_{нст} = S_l^H \delta_l + \Gamma_0 \delta_K$$

$$D = D_A - 40\lg\Gamma_0; \quad \omega_{\max} \approx \frac{2Q\Pi\Delta a}{\Gamma_0} \qquad , \qquad (6)$$

$$Ge_m(\omega) = \left(Ge_n(\omega)h^2(\omega) + Ge_y(\omega)\right)\Gamma^2(\omega)$$

где $K_{зу}$ – коэффициент запаса устойчивости; $K_{нст}$ – коэффициент нестабильности; $S_l^H = \sum_{i=1}^{N_Э} \left| S_{l_i}^{H(j\omega)} \Delta l_i \right|^2$ – среднеквадратичная функция чувствительности передаточной функции к отклонениям параметров пассивных элементов; $\delta_l$ – среднестатистическое отклонение параметров пассивных элементов; $\delta_K$ – среднестатистическое отклонение коэффициента усиления активного элемента; $D$ – динамический диапазон; $\omega_{\max}$ – максимальная частота; $\Delta a \le 3$ дБ – допустимая неравномерность АЧХ в полосе рабочих частот; $q$ – добротность пассивной LRC-цепи; $Q, \Pi$ – добротность и площадь усиления активного элемента соответственно; $Ge_m(\omega)$ – спектральная плотность шумов на выходе избирательного усилителя; $Ge_n(\omega)$ – спектральная плотность шумов пассивной части цепи; $Ge_y(\omega)$ – спектральная плотность шумов широкополосного усилителя; $h(\omega)$ – коэффициент передачи пассивной части цепи; $\Gamma(\omega) = \left| S_K^{H(j\omega)} K \right|$ – критерий оптимальности ARLC-четырехполюсника; $S_K^{H(j\omega)} = \dfrac{\partial H(j\omega)}{\partial K} \cdot \dfrac{K}{H(j\omega)}$ – комплексная функция чувствительности передаточной функции к отклонению величины коэффициента усиления широкополосного усилителя $K$; $\Gamma_0 = \Gamma(\omega_0)$ – значение функции чувствительности на центральной частоте.

В соответствии с выражениями (6) повышение показателей качества можно достичь минимизацией величины $\Gamma(\omega)$ в пространстве параметров элементов на основе решения задачи:

$$\min_{\vec{C}_n}\max_{\omega}\left|S_K^{H(j\omega,\vec{C}_n)}\cdot K\right|\le\Gamma_0 \qquad (7)$$

где $\vec{C}_n=\{L_i,C_i,R_i,K\}$ – вектор, включающий в себя параметры элементов схемы и коэффициент усиления $K$ n-ого звена четвертого порядка.

Функция обратной связи для $n=4$ должна иметь вид $\beta(p)=b\cdot p^2$. В соответствии с выражением (6) снижения спектральной плотности шумов можно добиться уменьшением коэффициента усиления активного элемента, при этом, для обеспечения требуемого усиления на выходе схемы необходимо повышать коэффициент передачи пассивной части цепи. На основе выше перечисленных правил и топологических методов [8] разработана схема ARLC-четырехполюсника четвертого порядка, представленная на рис. 2.

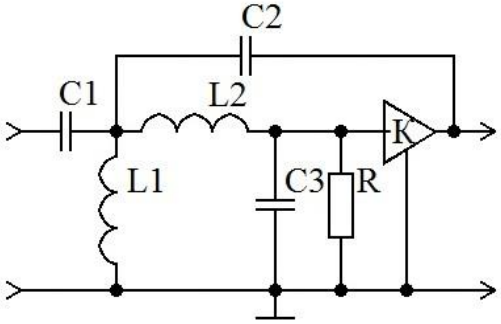



Рис. 2. Принципиальная схема избирательного усилителя четвертого порядка

Операторная передаточная функция представленной схемы будет равна:

$$H(p)=\frac{\frac{KC_1}{(C_1+C_2)L_2C_3}\cdot p^2}{p^4+p^3\cdot\frac{G}{C_3}+p^2\cdot\left(\frac{KC_2+C_1+C_2}{(C_1+C_2)L_2C_3}+\frac{L_1+L_2}{(C_1+C_2)L_1L_2}\right)+p\cdot\frac{G(L_1+L_2)}{(C_1+C_2)C_3L_1L_2}+\frac{1}{(C_1+C_2)C_3L_1L_2}}, \qquad (8)$$

поэтому расчетные соотношения для параметров элементов примут вид:

$$\left.\begin{aligned}
&B_n=\frac{C_1\cdot K}{L_2C_3(C_1+C_2)};\quad A_{0n}=\frac{1}{L_1L_2(C_1+C_2)C_3};\quad A_{1n}=\frac{G(L_1+L_2)}{L_1L_2(C_1+C_2)C_3};\\
&A_{2n}=\frac{L_1\left(C_1+C_2+KC_2\right)+L_2C_3+L_1C_3}{L_1L_2(C_1+C_2)C_3};\quad A_{3n}=\frac{G}{C_3};\\
&\Gamma_{0n}\cong\left|K\cdot\left[\frac{j\omega_{cp}C_3+G}{j\omega_{cp}\cdot\left(C_3+K\cdot C_2\right)+G}\right]\right|.
\end{aligned}\right\} \qquad (9)$$

где $B,A_{3n},A_{2n},A_{1n},A_{0n}$ – коэффициенты, полученные в результате решения системы уравнений (4); $B=\prod_{n=1}^{N}B_n$, $B_n$ – уровень усиления n-го звена четвертого порядка. Значения для $\Gamma_{0n}$ получено в соответствии с выражением[8]:

$$\Gamma_0=\left|\frac{p^4+p^3\cdot\frac{G}{C_3}+p^2\cdot\left(\frac{C_1+C_2}{(C_1+C_2)L_2C_3}+\frac{L_1+L_2}{(C_1+C_2)L_1L_2}\right)+p\cdot\frac{G(L_1+L_2)}{(C_1+C_2)C_3L_1L_2}+\frac{1}{(C_1+C_2)C_3L_1L_2}}{p^4+p^3\cdot\frac{G}{C_3}+p^2\cdot\left(\frac{KC_2+C_1+C_2}{(C_1+C_2)L_2C_3}+\frac{L_1+L_2}{(C_1+C_2)L_1L_2}\right)+p\cdot\frac{G(L_1+L_2)}{(C_1+C_2)C_3L_1L_2}+\frac{1}{(C_1+C_2)C_3L_1L_2}}\right|_{p=j\omega_{cp}=\frac{j}{\sqrt{L_2C_2}}}. \qquad (10)$$

Расчетные соотношения для параметров элементов схемы представлены в нормированном виде. Денормирование параметров элементов схемы осуществляется относительно нижней граничной частоты полосы пропускания $f_{-\chi}$ и нагрузки $R = 1/G$.

Каскадное соединение звеньев, представленных на рис. 2, позволяет реализовать избирательные усилители 8, 12, 16 и д. т. порядков.

На основании решений выше изложенных задач разработан алгоритм автоматизированного проектирования высокоизбирательных усилительных устройств радиоприемной аппаратуры, представленный на рис. 3.

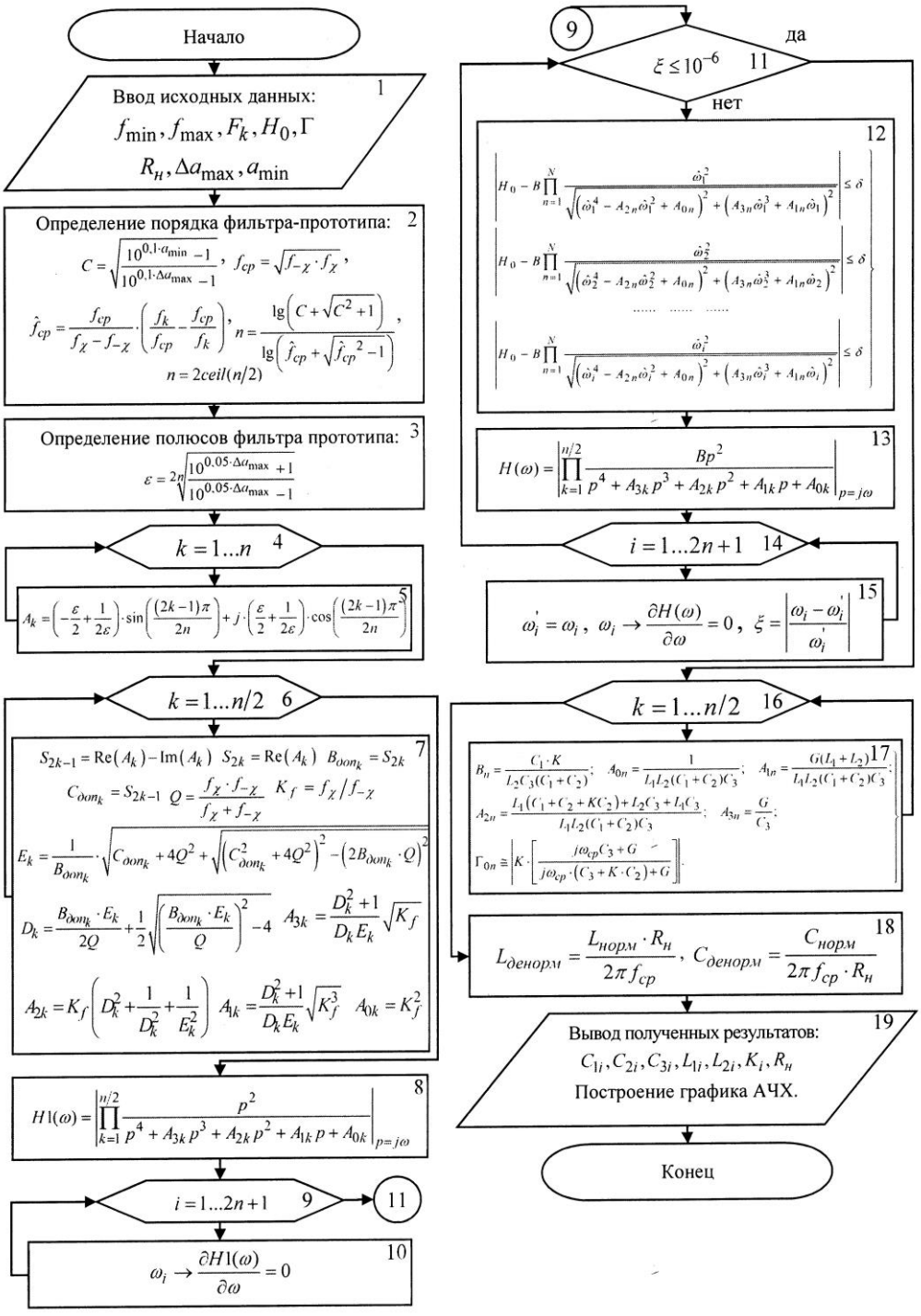



Рис. 3. Алгоритм автоматизированного проектирования высокоизбирательных усилителей

На рис. 4 представлен избирательный усилитель двенадцатого порядка, параметры которого рассчитаны по разработанному алгоритму для следующих исходных данных: $H_0 = 1000$ $f_{-\chi} = 108$ кГц, $f_{\chi} = 138$ кГц, $\Gamma_{0n} = 1{,}5$, $B_n = \sqrt[N]{B}$, $R = 2$ кОм.

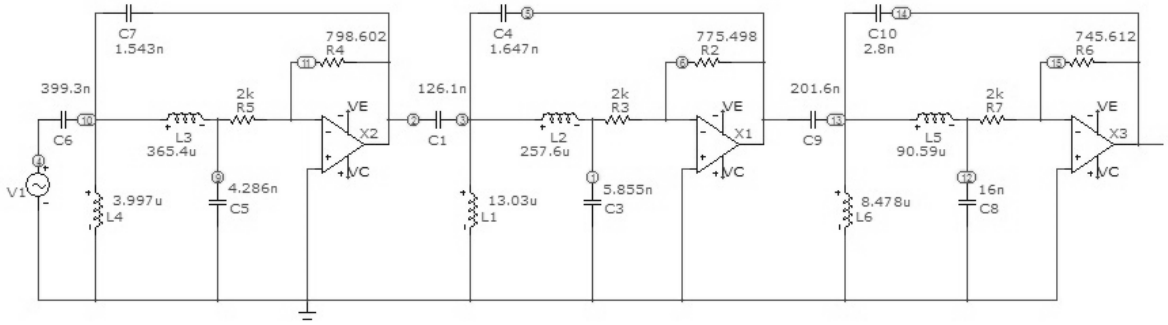



Рис. 4. Реализация избирательного усилителя двенадцатого порядка звеньями четвертого порядка

АЧХ и уровень спектральной плотности шумов представлены на рис. 5 и 6 соответственно.

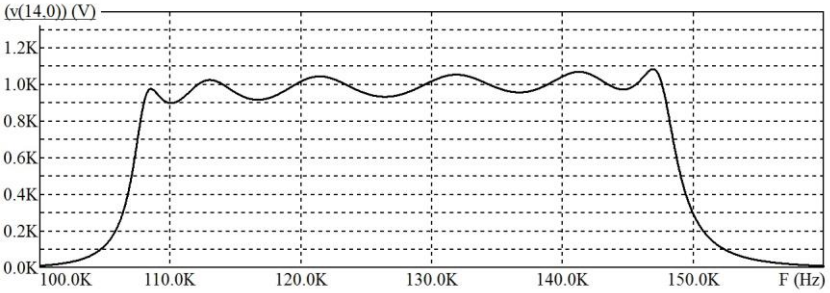



Рис. 5 АЧХ смоделированного усилителя

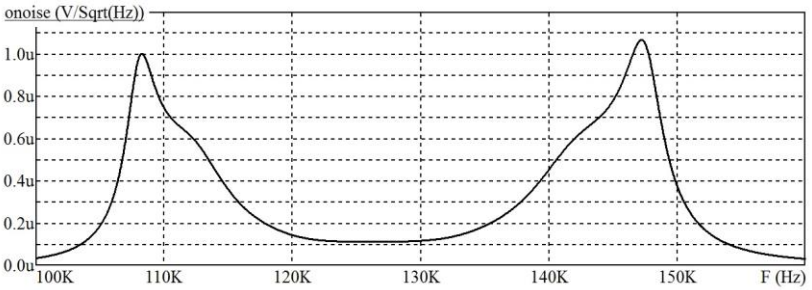



Рис. 6. Распределение спектральной плотности собственных шумов высокоизбирательного усилителя в полосе рабочих частот

Из рис. 6 видно, что полосе рабочих частот ($2\Delta f = 40$ кГц) уровень шума на выходе схемы не превышает 160 мкВ при общем коэффициенте усиления схемы $H_0 = 1000$ (в пересчете на вход: $U_{ш_{вх}} = 0{,}16$ мкВ).

Таким образом, разработанный алгоритм автоматизированного расчета параметров высокоизбирательных усилителей позволяет рассчитать параметры элементов схемы избирательного усилителя до двадцатого порядка, обеспечивающие минимальные значения уровня собственных шумов на выходе усилителя. В отличие от известных, в разработанном алгоритме расчет параметров элементов схемы осуществлен на основе оптимизации функции чувствительности $\Gamma(\omega)$ передаточной функции в пространстве параметров элементов схемы.

## Литература

1. Радиоприемные устройства: Учебник для вузов / Н. Н. Фомин, Н. Н. Буга, О. В. Головин и др.; Под редакцией Н. Н. Фомина. – 3-е издание, стереотип.– М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 520 с.: ил.

2. 1. Симонов Ю. Л. Усилители промежуточной частоты. М.: Сов. радио, 1973. – 384 с.

3. Радиоприемные устройства: Учеб. пособие для радиотехнич. Спец. Вузов / Ю.Т. Давыдов, Ю.С. Данич, А.П. Жуковский и др.; Под ред. А. П. Жуковского. – М.: Высш. шк., 1989. – 342 с., ил.

4. Алимов А. П., Антипенский Р. В., Змий Б. Ф. Токарев С. А. Методика проектирования резонансных усилителей./ Радиолокация, навигация, связь: материалы XXII Международной научно-технической конференции, Воронеж, 19-21 апреля 2016 г.: в 3 т. / АО Концерн «Созвездие», 2016, с. 284 – 293.

5. Алимов А. П., Ананьев А. В., Змий Б. Ф. // Способ уменьшения уровня собственных шумов в избирательных усилителях // Специальная техника 2016 №4, с. 16-21.

6. Алимов А. П., Змий Б. Ф. // Методика синтеза усилителей радиочастоты с повышенным динамическим диапазоном // Успехи современной радиоэлектроники 2016 №12, с. 76-82.

7. Справочник по расчету и проектированию ARC-схем / Букашкин С. А., Власов В. П., Змий Б. Ф. и др.; Под ред. А. А. Ланнэ. – М.: Радио и связь, 1984. – 368 с., ил.

8. Змий Б. Ф. Синтез линейных устройств обработки сигналов на активных четырехполюсниках высших порядков. Монография. – Воронеж: ВАИУ, 2008. – 325 с., ил.

## Сведения об авторах

**Алимов Андрей Павлович** – 1985 г.р. Окончил Воронежское высшее военное авиационное инженерное училище (военный институт) в 2007 году.
В настоящее время научный сотрудник ВУНЦ ВВС «ВВА» г. Воронеж.
Область научных интересов: Автоматизированное проектирование РЭА.
E-mail: Alimov21@mail.ru.

**Змий Борис Филиппович** – 1939 г. р., окончил Военную академию связи г. Ленинград в 1970 году.
Доктор технических наук – 2003 г.
В настоящее время профессор кафедры радиоэлектроники ВУНЦ ВВС «ВВА» г. Воронеж.
Область научных интересов: Автоматизированное проектирование РЭА.
E-mail: BZmij@mail.ru.

**Рахманин Дмитрий Николаевич –** 1977 г. р., окончил Воронежский государственный университет в 1999 году.
Кандидат технических наук – 2005 г.
Начальник отдела АО Концерн «Созвездие» г. Воронеж.
Область научных интересов: Разработка радиотехнических устройств (синтезаторы частоты, приемная и передающая аппаратура)
E-mail: Rax_d@mail.ru

УДК 621.396.66

# ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ДЕМОДУЛЯТОРОВ СИГНАЛОВ С УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ И УСИЛИТЕЛЕЙ ДЛЯ ВАРИАНТОВ ВКЛЮЧЕНИЯ СОГЛАСУЮЩИХ КОМПЛЕКСНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ МЕЖДУ ИСТОЧНИКОМ СИГНАЛА И НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТЬЮ

А.А. Головков, Н. А. Дружинина

Определены взаимосвязи между элементами классической матрицы передачи и частотные характеристики комплексных двухполюсников типовых схем четырёхполюсников от частоты, оптимальные по критерию обеспечения заданных зависимостей модуля и фазы передаточных функций демодуляторов сигналов с угловой модуляцией и усилителей от частоты. Разработаны математические модели квазиоптимальных двухполюсников, реализующих указанные характеристики в ограниченной полосе частот. Показано удовлетворительное совпадение математических расчётов и результатов схемотехнического моделирования исследуемых устройств с различными типами обратных связей.

*Ключевые слова: квазилинейные склоны АЧХ демодуляторов, заданные формы АЧХ усилителей*

# PARAMETRIC SYNTHESIS OF ANGLE DEMODULATORS AND AMPLIFIERS FOR OPTIONS TO CONNECT MATCHING INTEGRATED FOUR-POLE DEVICES BETWEEN SIGNAL SOURCE AND NON-LINEAR PART

A.A. Golovkov, N.A. Druzhinina

There were defined relationships between the elements of classical transfer matrix and frequency-response characteristics of integrated two-terminals within standard four-pole networks, to be optimal by the criterion to provide the preset relations for module and phase of angle demodulator and amplifier transfer functions versus frequency. There were developed mathematical models of quasi-optimal two-terminals to provide implementation of the specified characteristics in limited bandwidth. Mathematical calculations and results of general-circuit simulation of the devices being studied featuring various types of feedback proved satisfactory coincidence.

*Keywords: quasi-linear slops of amplitude-frequency response demodulators, preset modes of amplitude-frequency response amplifiers*

Анализ известной литературы показывает, что в настоящее время уделяется определённое внимание поиску технических решений, способствующих одновременному обеспечению режимов усиления и угловой (частотной или фазовой) демодуляции с помощью одного радиотехнического устройства, содержащего один нелинейный элемент или несколько нелинейных элементов [1-3]. Для этого разрабатываются алгоритмы синтеза устройств по критерию формирования квазилинейного склона амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) высокочастотной части (до фильтра нижних частот) с заданной крутизной и в заданной полосе частот [3] для преобразования частотно-модулированного (ЧМС) или фазомодулированного (ФМС) сигналов в амплитудно-модулированный ЧМС (АЧМС) или ФМС (АФМС). Для частотного демодулятора целесообразно формировать левый склон АЧХ, а для

фазового демодулятора – левый или правый склоны АЧХ с последующим интегрированием или дифференцированием соответственно в низкочастотной части [1,2]. В работе [3] и других работах этих авторов разработаны алгоритмы параметрического синтеза согласующих резистивных или реактивных четырёхполюсников, включаемых каскадно между нелинейной и линейной частями и оптимальных по критерию обеспечения заданной крутизны квазилинейного склона АЧХ частотных и фазовых демодуляторов и заданных форм АЧХ и ФЧХ усилителей.

Недостаток этих алгоритмов состоит в том, что их невозможно использовать в случае применения комплексных четырёхполюсников (КЧ) в качестве согласующих по критерию обеспечения заданных частотных характеристик демодуляторов и усилителей при их включении между источником сигнала и нелинейной частью. Между тем, изменение базиса согласующего четырёхполюсника и места включения относительно нелинейной и линейной частей изменяет границы области физической реализуемости заданных форм АЧХ [3] в пространстве исходных данных (полоса частот, тип нелинейного элемента, комплексные сопротивления нагрузки $z_н$ и источника сигнала $z_0$ и т. д.).

В данной работе в интересах расширения границ областей физической реализуемости делается попытка устранения указанного недостатка. В режиме демодуляции и одновременного усиления рабочая точка выбрана на начальном участке проходной вольт-амперной характеристики трёхполюсного нелинейного элемента (работа в режиме отсечки, позволяющем разрушать спектр АЧМС или АФМС). В режиме только усиления рабочая точка выбрана на середине квазилинейного участка проходной вольт-амперной характеристики трёхполюсного нелинейного элемента.

Пусть требуется определить минимальное количество и значения параметров комплексного четырёхполюсника (КЧ), при которых обеспечиваются заданные зависимости модуля $m$ и фазы $\varphi$ передаточной функции $H$ АФМ в одном из режимов работы нелинейного элемента от частоты (аргументы опущены):

$$H = m(\cos\varphi + \mathrm{j}\sin\varphi). \qquad (1)$$

Для этого выделим в явном виде нелинейную часть в виде цепи прямой передачи (ЦПП) и цепи обратной связи ЦОС, КЧ, сопротивления источника сигнала $z_0$ и нагрузки $z_н$ (рисунки 1а-1г).

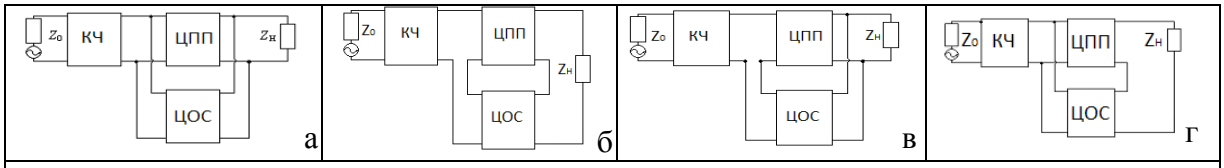



Рисунок 1. Структурные схемы высокочастотных частей демодуляторов и усилителей с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) цепями обратной связи и согласующим КЧ.

Следуя известным рекомендациям по использованию различных матриц параметров для описания соответствующих соединений четырёхполюсников [4] передаточную функцию для структуры исследуемых устройств с параллельной по напряжению ЦОС, показанной на рисунке 1а, можно получить в следующем виде:

$$H = \frac{Y_{21}\,\mathrm{z}_н}{[(\alpha+\gamma\,\mathrm{z}_0)(1-Y_{22}\,\mathrm{z}_н)+(\mathrm{z}_0+\beta)(\mathrm{Y}_{11}-\mathrm{z}_н\,|Y|)]\mathrm{d}}, \qquad (2),$$

где $Y_{11} = y_{11}^{НЭ} + y_{11}^{ОС}$; $Y_{12} = y_{12}^{НЭ} + y_{12}^{ОС}$; $Y_{21} = y_{21}^{НЭ} + y_{21}^{ОС}$; $Y_{22} = y_{22}^{НЭ} + y_{22}^{ОС}$; $|Y| = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}$;

$\alpha = \frac{a}{d}; \beta = \frac{b}{d}; \gamma = \frac{c}{d}$; $a, b, c, d$ - комплексные элементы классической матрицы передачи КЧ; $y_{11}^{НЭ}, y_{12}^{НЭ}, y_{21}^{НЭ}, y_{22}^{НЭ}$ - известные зависимости элементов матрицы проводимостей ЦПП (одиночного трёхполюсного нелинейного элемента или микросхемы) от частоты в одном из режимов; $y_{11}^{ОС}, y_{12}^{ОС}, y_{21}^{ОС}, y_{22}^{ОС}$ - известные зависимости элементов матрицы проводимостей ЦОС от частоты.

Подставим (2) в (1). Получим комплексное уравнение, решение которого приводит к взаимосвязи элементов классической матрицы передачи КЧ, оптимальной по критерию (1):

$$\alpha = (z_0 + \beta)B - \gamma z_0 + \frac{C}{d}, \qquad (3)$$

где $B = \frac{Y_{11} - |Y| z_н}{Y_{22} z_н - 1}$; $C = \frac{Y_{21} z_н}{(1 - Y_{22} z_н)M}$; $M = m(\cos\varphi + j\sin\varphi)$.

Полученную взаимосвязь (3) можно также трактовать как специальное требование к выходной проводимости КЧ :

$$Y_{вых} = \frac{\alpha + \gamma z_0}{z_0 + \beta} = B + \frac{C}{d(z_0 + \beta)}. \qquad (4)$$

При использовании последовательной по току ЦОС (рисунок 1б) передаточную функцию и коэффициенты для (3) или (4) можно представить следующим образом:

$$H = \frac{Z_{21} z_н}{[(z_0 + \beta)(z_н - Z_{22}) - (\alpha + \gamma z_0)(|Z| - Z_{11} z_н)]d}; B = \frac{z_н - Z_{22}}{|Z| - z_н Z_{11}}; C = \frac{Z_{21} z_н}{(z_н Z_{11} - |Z|)M}, \qquad (5)$$

где $Z_{11} = z_{11}^{НЭ} + z_{11}^{ОС}$; $Z_{12} = z_{12}^{НЭ} + z_{12}^{ОС}$; $Z_{21} = z_{21}^{НЭ} + z_{21}^{ОС}$; $Z_{22} = z_{22}^{НЭ} + z_{22}^{ОС}$; $|Z| = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}$; $z_{11}^{НЭ}, z_{12}^{НЭ}, z_{21}^{НЭ}, z_{22}^{НЭ}$ - известные зависимости элементов матрицы сопротивлений ЦПП от частоты в двух состояниях; $z_{11}^{ОС}, z_{12}^{ОС}, z_{21}^{ОС}, z_{22}^{ОС}$ - известные зависимости элементов матрицы сопротивлений ЦОС от частоты.

При использовании последовательной по напряжению обратной связи (рисунок 1в):

$$H = \frac{H_{21} z_н}{[(\alpha + \gamma z_0)(H_{11} - z_н |H|) + (z_0 + \beta)(1 - z_н H_{22})]d}; B = \frac{z_н H_{22} - 1}{H_{11} - |H| z_н}; C = \frac{H_{21} z_н}{(H_{11} - |H| z_н)M}, \qquad (6)$$

где $H_{11} = h_{11}^{НЭ} + h_{11}^{ОС}$; $H_{12} = h_{12}^{НЭ} + h_{12}^{ОС}$; $H_{21} = h_{21}^{НЭ} + h_{21}^{ОС}$; $H_{22} = h_{22}^{НЭ} + h_{22}^{ОС}$; $|H| = H_{11}H_{22} - H_{12}H_{21}$; $h_{11}^{НЭ}, h_{12}^{НЭ}, h_{21}^{НЭ}, h_{22}^{НЭ}$ - известные зависимости элементов смешанной матрицы $H$ ЦПП от частоты в двух состояниях; $h_{11}^{ОС}, h_{12}^{ОС}, h_{21}^{ОС}, h_{22}^{ОС}$ - известные зависимости элементов смешанной матрицы $H$ ЦОС от частоты.

При использовании параллельной по току обратной связи (рисунок 1г):

$$H = \frac{F_{21} z_н}{[(\alpha + \gamma z_0)(z_н - F_{22}) + (z_0 + \beta)(F_{11} z_н - |F|)]d}; B = \frac{|F| - F_{11} z_н}{z_н - F_{22}}; C = \frac{F_{21} z_н}{(z_н - F_{22})M}, \qquad (7)$$

где $F_{11} = f_{11}^{НЭ} + f_{11}^{ОС}$; $F_{12} = f_{12}^{НЭ} + f_{12}^{ОС}$; $F_{21} = f_{21}^{НЭ} + f_{21}^{ОС}$; $F_{22} = f_{22}^{НЭ} + f_{22}^{ОС}$; $|F| = F_{11}F_{22} - F_{12}F_{21}$; $f_{11}^{НЭ}, f_{12}^{НЭ}, f_{21}^{НЭ}, f_{22}^{НЭ}$ - известные зависимости элементов смешанной матрицы $F$ ЦПП от частоты в двух состояниях; $f_{11}^{ОС}, f_{12}^{ОС}, f_{21}^{ОС}, f_{22}^{ОС}$ - известные зависимости элементов смешанной матрицы $F$ ЦОС от частоты.

Полученные взаимосвязи (3)-(4) между элементами классической матрицы передачи можно использовать для формирования и решения уравнений в интересах опре-

деления зависимостей сопротивлений двухполюсников типовых схем КЧ от частоты, оптимальных по критерию (1). Здесь в качестве примера приводятся решения для 11-ти типовых схем КЧ.

Одиночное последовательно включённое сопротивление:

$$z = \frac{1-C}{B} - z_0 . \tag{8}$$

Одиночное параллельно включённое сопротивление:

$$z = \frac{z_0}{Bz_0 + C - 1} . \tag{9}$$

Г-образное звено:

$$z_1 = \frac{z_0(1-\mathrm{B}z_2)}{B(z_0+z_2)+\mathrm{C}-1};\ z_2 = \frac{z_0(1-\mathrm{B}z_1)+z_1(1-C)}{B(z_1+z_0)} . \tag{10}$$

Обратное Г-образное звено:

$$z_1 = \frac{z_2(1-\mathrm{C})}{Bz_2-1} - z_0;\ z_2 = \frac{z_1+z_0}{B(z_1+z_0)+\mathrm{C}-1} . \tag{11}$$

Т-образное звено:

$$z_1 = \frac{z_2(\mathrm{B}z_3+\mathrm{C}-1)}{1-B(z_2+z_3)} - z_0;\ z_2 = \frac{(1-Bz_3)(z_1+z_0)}{B(z_1+z_3+z_0)+\mathrm{C}-1};\ z_3 = \frac{1}{B} - \frac{z_2[\mathrm{B}(z_1+z_0)+\mathrm{C}]}{B(z_1+z_2+z_0)};. \tag{12}$$

П-образное звено:

$$z_1 = \frac{z_0(z_2+z_3-\mathrm{B}z_2z_3)}{(\mathrm{B}z_3-1)(z_2+z_0)+(C-1)z_3};\ z_2 = \frac{(1-\mathrm{C}-\mathrm{B}z_0)z_1z_3+z_0(z_1+z_3)}{(Bz_3-1)(z_1+z_0)};\ z_3 = \frac{z_2(z_1+z_0)+z_1z_0}{z_1(\mathrm{C}+Bz_0)+(Bz_2-1)(z_1+z_0)} . \tag{13}$$

Мостовая схема:

$$z_1 = \frac{z_2(\mathrm{C}-1+Bz_0)-2z_0}{C+1-B(2z_2+z_0)};\ z_2 = \frac{2z_0+z_1(\mathrm{C}+1-Bz_0)}{C-1+B(2z_1+z_0)} . \tag{14}$$

Перекрытое Т-образное звено:

$$z_1 = \frac{(z_3+z_4)(z_2+z_0-Cz_2)-\mathrm{B}[z_2z_3(z_4+z_0)+z_4z_0(z_2+z_3)]}{[\mathrm{C}-1+\mathrm{B}(z_4+z_0)](z_2+z_3)-z_4-z_0};$$

$$z_2 = \frac{(z_3+z_4-Bz_3z_4)(z_1+z_0)-z_1(\mathrm{C}z_3-z_0+\mathrm{B}z_3z_0)}{(\mathrm{C}-1+\mathrm{B}z_0)](z_1+z_3+z_4)+\mathrm{B}z_4(z_1+z_3)};$$

$$z_3 = \frac{[z_0(1-\mathrm{B}z_2)-z_2(\mathrm{C}-1)](z_1+z_4)-z_1z_4(\mathrm{B}z_2-1)}{[\mathrm{C}-1+\mathrm{B}(z_4+z_0)](z_1+z_2)+(\mathrm{B}z_4-1)z_0};$$

$$z_4 = \frac{[(1-\mathrm{B}z_2)z_0-z_2(\mathrm{C}-1)](z_1+z_3)-z_1z_3(\mathrm{C}-1+\mathrm{B}z_0)}{\mathrm{B}[z_2z_3+(z_2+z_3)(z_1+z_0)]+z_2(\mathrm{C}-1)-z_1-z_0} . \tag{15}$$

Два Г-образных звена:

$$z_1 = \frac{z_0\{z_2+z_3-\mathrm{B}[z_2(z_3+z_4)+z_3z_4]\}}{\mathrm{B}[z_3z_4+(z_3+z_4)(z_2+z_0)]+z_3(\mathrm{C}-1)-z_2-z_0};$$

$$z_2 = \frac{z_1z_3[\mathrm{C}-1+B(z_4+z_0)]-z_0(z_1+z_3)(1-Bz_4)}{(z_1+z_0)[1-B(z_3+z_4)]};$$

$$z_3 = \frac{[z_1z_2+z_0(z_1+z_2)](1-\mathrm{B}z_4)}{z_1(\mathrm{C}+z_0\mathrm{B})-(z_1+z_0)[1-\mathrm{B}(z_2+z_4)]};$$

$$z_4 = \frac{[z_3(1-\mathrm{C})-(\mathrm{B}z_3-1)(z_2+z_0)]z_1+z_0(z_2+z_3-\mathrm{B}z_2z_3)}{\mathrm{B}[(z_2+z_3)(z_1+z_0)+z_1z_0]} . \tag{16}$$

Два обратных Г-образных звена:

$$z_1=\frac{[z_2z_0+z_3(z_2+z_0)](\mathrm{B}z_4-1)-z_4(z_2+z_0)+Cz_2z_4}{(1-Bz_4)(z_2+z_3)+\mathrm{z}_4};\ z_2=\frac{[z_4(\mathrm{B}z_3-1)-z_3](z_1+z_0)}{(1-Bz_4)(z_1+z_3+z_0)-(C-1)z_4};$$

$$z_3=\frac{[z_4(\mathrm{B}z_2-1)-z_2](z_1+z_0)+z_2z_4(\mathrm{C}-1)}{(1-Bz_4)(z_1+z_2+z_0)};\ z_4=\frac{z_2z_3+(z_2+z_3)(z_1+z_0)}{\mathrm{B}[z_2z_3+(z_2+z_3)(z_1+z_0)]+z_2(\mathrm{C}-1)-z_0-z_1}. \quad (17)$$

Каскадно-соединённые Г-образное и П-образное звенья:

$$z_1=\frac{z_0\{(\mathrm{B}z_5-1)[z_2z_3+z_4(z_2+z_3)]-z_5(z_2+z_3)\}}{(1-\mathrm{B}z_5)[(z_2+z_0)(z_3+z_4)+z_3z_4]+z_5[z_2+z_0+z_3(1-\mathrm{C})]};$$

$$z_2=\frac{z_0[z_5(\mathrm{B}z_4-1)-z_4](z_1+z_3)+z_1z_3[z_5(\mathrm{C}-1)+(\mathrm{B}z_5-1)(z_4+z_0)]}{(z_1+z_0)[(1-\mathrm{B}z_5)(z_3+z_4)+z_5]};$$

$$z_3=\frac{[z_5(Bz_4-1)-z_4][z_1z_2+z_0(z_1+z_2)]}{(1-C-\mathrm{B}z_0)z_1z_5+z_0(z_1+z_5)-(\mathrm{B}z_5-1)(z_2+z_4)(z_1+z_0)};$$

$$z_4=\frac{[z_0(z_1+z_2)+z_1z_2)](z_3+z_5-\mathrm{B}z_3z_5)+z_3z_5[z_0-z_1(\mathrm{C}-1)]}{(\mathrm{B}z_5-1)[(z_2+z_3)(z_1+z_0)+z_1z_0]};$$

$$z_5=\frac{[z_2(z_3+z_4)+z_3z_4](z_1+z_0)+z_1z_0(z_3+z_4)}{\{[z_2z_3+(z_2+z_3)z_4]\mathrm{B}-z_2\}(z_1+z_0)+z_3[(\mathrm{C}-1)z_1+(\mathrm{B}z_1-1)z_0]+z_1z_0(\mathrm{B}z_4-1)}. \quad (18)$$

Для реализации оптимальных по критерию (1) частотных характеристик типа (8) - (18) надо найти математическое выражение для определения сопротивления выбранного реального комплексного двухполюсника, приравнять его заданным (оптимальным) значениям (8) - (18) на заданном количестве $N$ частот. После разделения действительных и мнимых частей в полученном таким образом комплексном уравнении решение системы алгебраических уравнений осуществляется относительно $2N$ параметров выбранного комплексного двухполюсника. Реализация оптимальных частотных характеристик комплексных двухполюсников КЧ возможна также с помощью обобщённых квазиоптимальных реактивных двухполюсников (рисунок 2).

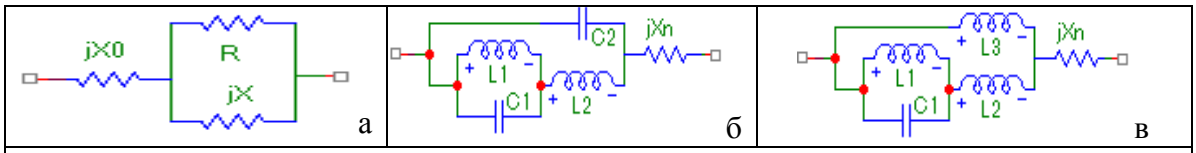



Рисунок 2. Примеры обобщённого квазиоптимального комплексного двухполюсника (а), содержащего вспомогательные обобщённые реактивные двухполюсники с сопротивлениями $X_0$ и $X$, и реализации $X_0$ и $X$ (б), (в).

Определим зависимости сопротивлений $X_0$ и $X$ реактивных вспомогательных двухполюсников от частоты, обеспечивающие реализацию заданных зависимостей типа (8) - (18) комплексного сопротивления $z=\tau+j\nu$ всего обобщённого двухполюсника от частоты. Для этого приравняем оптимальную зависимость комплексного сопротивление $z=\tau+j\nu$ от частоты зависимости сопротивления комплексного реального двухполюсника (рисунок 2а) от частоты :

$$z=\tau+j\nu=jX_0+\frac{RjX}{R+jX}. \quad (19)$$

После разделения в (19) действительной и мнимой частей получим систему двух уравнений, решение которой имеет вид:

$$X=\frac{\pm R\sqrt{\tau(\mathrm{R}-\tau)}}{\tau-R};\ X_0=\nu\pm\sqrt{\tau(\mathrm{R}-\tau)}. \quad (20)$$

Исходная система уравнений для квазиоптимального вспомогательного реактивного двухполюсника в виде последовательного соединения произвольного реактивного двухполюсника, характеризуемого сопротивлением $jX_n$,с параллельным соединением ёмкости $C_2$ и последовательно соединённых параллельного контура $L_1, C_1$ и индуктивности $L_2$ (рисунок 2б):

$$\frac{\left(\frac{\omega_n L_1}{1-\omega_n^2 L_1 C_1}+\omega_n L_2\right)\left(\frac{-1}{\omega_n C_2}\right)}{\frac{\omega_n L_1}{1-\omega_n^2 L_1 C_1}+\frac{-1}{\omega_n C_2}+\omega_n L_2} = x_n;\ n=1,2,3,4;\ \omega_n = 2\pi f_n. \qquad (21)$$

Решение (21) для двух частот интерполяции:

$$L_1 = \frac{(\omega_1^2-\omega_2^2)[\mathrm{L}_2\,\omega_1(\mathrm{C}_2\,\omega_1 x_1+1)-x_1][\mathrm{L}_2\,\omega_2(\mathrm{C}_2\,\omega_2 x_2+1)-x_2]}{[\omega_1\omega_2(\omega_2^2-\omega_1^2)+C_2^2\omega_1^2\omega_2^2(\omega_2^2-\omega_1^2)x_1x_2+\mathrm{C}_2\,\omega_1\omega_2(\omega_2^2-\omega_1^2)(\omega_1 x_1+\omega_2 x_2)]\mathrm{L}_2+\omega_1\omega_2(\omega_1 x_1-\omega_2 x_2)};$$

$$C_1 = \frac{C_2 x_1 x_2(\omega_1^2-\omega_2^2)+\omega_1 x_2-\omega_2 x_1}{(\omega_2^2-\omega_1^2)[\mathrm{L}_2\,\omega_1(\mathrm{C}_2\,\omega_1 x_1+1)-x_1][\mathrm{L}_2\,\omega_2(\mathrm{C}_2\,\omega_2 x_2+1)-x_2]}. \qquad (22)$$

Дополнительная формула к (22) для трёх частот интерполяции:

$$L_2 = \frac{D_3}{A_3C_2^2+B_3C_2+C_3} = \frac{D_4}{A_4C_2^2+B_4C_2+C_4}, \qquad (23)$$

где $\mathrm{A}_3 = x_1x_2x_3(\omega_2^2-\omega_1^2)(\omega_1^2-\omega_3^2)(\omega_2^2-\omega_3^2)$;

$B_3 = x_1x_3\omega_2(\omega_3^2-\omega_1^2)(\omega_1^2-\omega_2^2+\omega_3^2)+x_2x_3\omega_1(\omega_2^2-\omega_3^2)(\omega_2^2-\omega_1^2+\omega_3^2)+x_1x_2\omega_3(\omega_1^2-\omega_2^2)(\omega_1^2+\omega_2^2-\omega_3^2)$;

$C_3 = x_1\omega_2\omega_3(\omega_3^2-\omega_2^2)+x_3\omega_1\omega_2(\omega_2^2-\omega_1^2)+x_2\omega_1\omega_3(\omega_1^2-\omega_3^2)$;

$D_3 = \mathrm{x}_1\,x_3\omega_2(\omega_3^2-\omega_1^2)+\mathrm{x}_1\,x_2\omega_3(\omega_1^2-\omega_2^2)+\mathrm{x}_2\,x_3\omega_1(\omega_2^2-\omega_3^2)$;

$\mathrm{A}_4 = x_1x_2x_4(\omega_2^2-\omega_1^2)(\omega_1^2-\omega_4^2)(\omega_2^2-\omega_4^2)$;

$B_4 = x_1x_4\omega_2(\omega_4^2-\omega_1^2)(\omega_1^2-\omega_2^2+\omega_4^2)+x_2x_4\omega_1(\omega_2^2-\omega_4^2)(\omega_2^2-\omega_1^2+\omega_4^2)+x_1x_2\omega_4(\omega_1^2-\omega_2^2)(\omega_1^2+\omega_2^2-\omega_4^2)$;

$C_4 = x_1\omega_2\omega_4(\omega_4^2-\omega_2^2)+x_4\omega_1\omega_2(\omega_2^2-\omega_1^2)+x_2\omega_1\omega_4(\omega_1^2-\omega_4^2)$;

$D_4 = \mathrm{x}_1\,x_4\omega_2(\omega_4^2-\omega_1^2)+\mathrm{x}_1\,x_2\omega_4(\omega_1^2-\omega_2^2)+\mathrm{x}_2\,x_4\omega_1(\omega_2^2-\omega_4^2)$.

Дополнительная формула к (22) и (23) для четырёх частот интерполяции:

$$C_2 = \frac{(\mathrm{D}_3\mathrm{B}_4-\mathrm{B}_3\mathrm{D}_4)\pm\sqrt{(\mathrm{D}_3\mathrm{B}_4-\mathrm{B}_3\mathrm{D}_4)^2-4(\mathrm{C}_3\mathrm{D}_4-\mathrm{D}_3\,C_4)(\mathrm{A}_3\mathrm{D}_4-\mathrm{D}_3\,A_4)}}{2(\mathrm{A}_3\mathrm{D}_4-\mathrm{D}_3\,A_4)}. \qquad (24)$$

Исходная система уравнений для определения параметров квазиоптимального вспомогательного реактивного двухполюсника в виде последовательного соединения произвольного реактивного двухполюсника, характеризуемого сопротивлением $jX_n$, с параллельным соединением индуктивности $L_3$ и последовательно соединённых параллельного контура $L_1, C_1$ и индуктивности $L_2$ (рисунок 2в):

$$\frac{\left(\frac{\omega_n L_1}{1-\omega_n^2 L_1 C_1}+\omega_n L_2\right)\omega_n L_3}{\frac{\omega_n L_1}{1-\omega_n^2 L_1 C_1}+\omega_n L_2+\omega_n L_3} = x_n;\ n=1,2,3;\ \omega_n = 2\pi f_n. \qquad (25)$$

Решение (25) для двух частот интерполяции:

$$L_1 = \frac{(\omega_2^2-\omega_1^2)[x_1(\mathrm{L}_2+\mathrm{L}_3)-\omega_1\,\mathrm{L}_2\mathrm{L}_3][x_2(\mathrm{L}_2+\mathrm{L}_3)-\omega_2\,\mathrm{L}_2\mathrm{L}_3]}{[\omega_1\omega_2\,\mathrm{L}_2\,L_3^2+x_1x_2(\mathrm{L}_2+\mathrm{L}_3)-\mathrm{L}_2\mathrm{L}_3(\omega_1x_2+\omega_2x_1)](\omega_1^2-\omega_2^2)-L_3^2\omega_1\omega_2(\omega_1x_1-\omega_2x_2)};$$

$$C_1 = \frac{L_3^2(\omega_1 x_2 - \omega_2 x_1)}{(\omega_2^2 - \omega_1^2)[x_1(\mathrm{L}_2 + \mathrm{L}_3) - \omega_1 \mathrm{L}_2\mathrm{L}_3][x_2(\mathrm{L}_2 + \mathrm{L}_3) - \omega_2 \mathrm{L}_2\mathrm{L}_3]}. \quad (26)$$

Дополнительная формула к (26) для трёх частот интерполяции:

$$L_2 = \frac{A_3 L_3}{B_3 L_3 + C_3} = \frac{A_4 L_3}{B_4 L_3 + C_4}, \quad (27)$$

где $\mathrm{A}_3 = \omega_1 x_2 x_3(\omega_2^2 - \omega_3^2) + \omega_2 x_1 x_3(\omega_3^2 - \omega_1^2) + \omega_3 x_1 x_2(\omega_1^2 - \omega_2^2)$;

$B_3 = x_1\omega_2\omega_3(\omega_3^2 - \omega_2^2) + x_2\omega_1\omega_3(\omega_1^2 - \omega_3^2) + x_3\omega_1\omega_2(\omega_2^2 - \omega_1^2)$;

$C_3 = \omega_1 x_2 x_3(\omega_3^2 - \omega_2^2) + \omega_2 x_1 x_3(\omega_1^2 - \omega_3^2) + \omega_3 x_1 x_2(\omega_2^2 - \omega_1^2)$;

$\mathrm{A}_4 = \omega_1 x_2 x_4(\omega_2^2 - \omega_4^2) + \omega_2 x_1 x_4(\omega_4^2 - \omega_1^2) + \omega_4 x_1 x_2(\omega_1^2 - \omega_2^2)$;

$B_4 = x_1\omega_2\omega_4(\omega_4^2 - \omega_2^2) + x_2\omega_1\omega_4(\omega_1^2 - \omega_4^2) + x_4\omega_1\omega_2(\omega_2^2 - \omega_1^2)$;

$C_4 = \omega_1 x_2 x_4(\omega_4^2 - \omega_2^2) + \omega_2 x_1 x_4(\omega_1^2 - \omega_4^2) + \omega_4 x_1 x_2(\omega_2^2 - \omega_1^2)$.

Дополнительная формула к (26), (27) для четырёх частот интерполяции:

$$L_3 = \frac{C_3 A_4 - A_3 C_4}{A_3 B_4 - B_3 A_4}. \quad (28)$$

Использование оптимальных частотных характеристик (8)-(18) и квазиоптимальных двухполюсников (рисунки 2) для их реализации с помощью (21)-(28) позволяет определить значения параметров демодуляторов и усилителей, обеспечивающие критерий (1) при любой нагрузке. Покажем, что существует возможность значительно упростить этот алгоритм и уменьшить объём вычислений.

Величина $B$ из (3) представляет собой входную проводимость (её действительная часть в активном состоянии нелинейного элемента всегда отрицательная) активного узла ЦПП+ЦОС, взятую с противоположным знаком. Это означает, что частное условие из (4) $Y_{вых} = B$ соответствует иммитансному критерию устойчивости для стационарного режима генерации [5], выполнение которого обращает в ноль знаменатель передаточных функций (2), (5) –(7) [6]. Это условие реализуется следующим образом. Вместо сопротивления источника сигнала $z_0$ симметрично относительно КЧ включим ещё один узел ЦПП+ЦОС, идентичный первому, то есть выходная проводимость второго активного узла должна быть равна входной проводимости первого активного узла. Для изменения знака входной проводимости КЧ достаточно между двумя активными узлами в поперечную цепь (параллельно) включить КЧ из одиночного двухполюсника с проводимостью:

$$Y_Д = -2Y_{вх}. \quad (29)$$

Для обеспечения общего условия (3) или (4) с учётом значений элементов классической матрицы передачи такого КЧ [4] и сопротивления источника сигнала $z_0 = \frac{1}{Y_0}$ проводимость этого двухполюсника определяется по формуле:

$$Y_Д = Y_{вх}(C - 2) - Y_0. \quad (30)$$

На рисунке 3а показана структурная схема усилителя-демодулятора (УД) для реализации требования (30), совпадающего при учёте указанных выше условий с (9). После замены двух нагрузок на одну получается кольцевая схемы АФМ (рисунок 3б), которая тоже реализуют описанный частный способ реализации (30), справедливый и для остальных вариантов исследуемых устройств (рисунок 1).

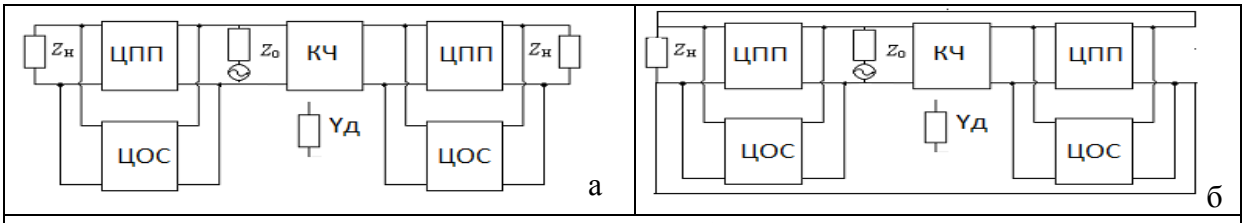



Рисунок 3. Примеры технической реализации требования (29) исследуемых устройств с параллельной по напряжению цепью обратной связи и согласующим КЧ в виде дополнительного параллельно включённого комплексного двухполюсника (а –с двумя нагрузками; б- кольцевая схема с одной нагрузкой).

В интересах проверки возможности использования полученных результатов для технического проектирования исследуемых устройств проведено схемотехническое моделирование всех синтезированных схем. На рисунках 4-6 в качестве примера показаны схема УД с последовательной по току обратной связью и её характеристики, полученные различными путями.

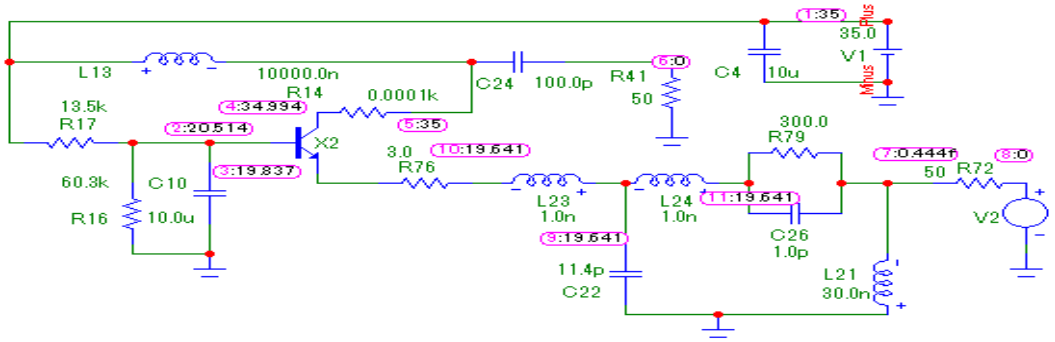



Рисунок 4. Принципиальная схема усилителя с последовательной по току обратной связью, исследуемая в системе «MicroCap».

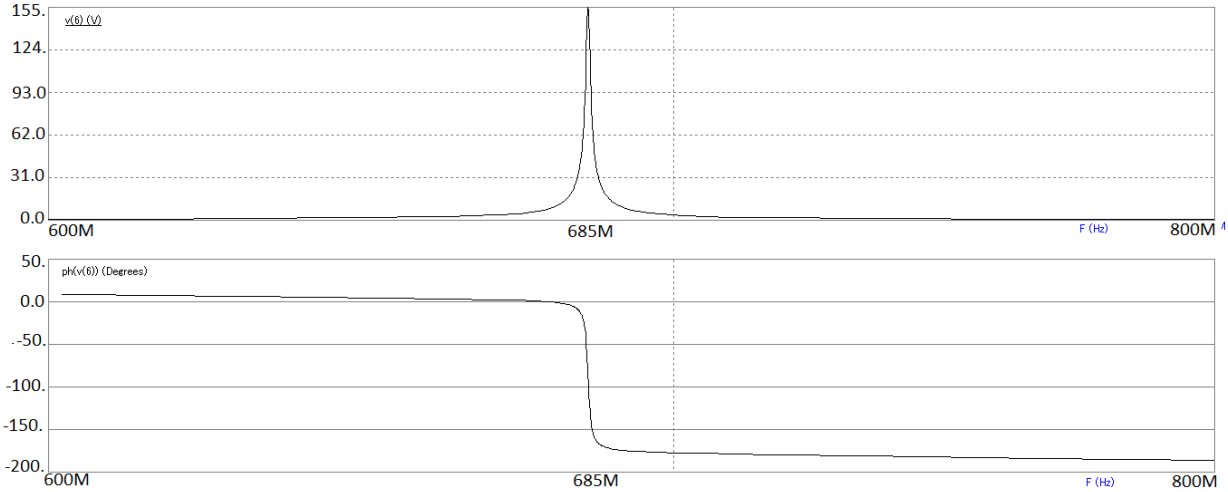
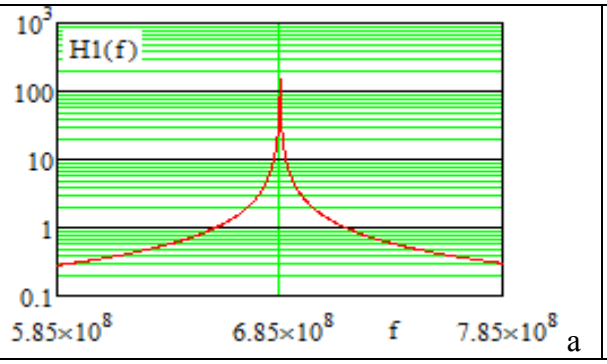



Рисунок 5. Зависимости модуля (а) и фазы (б) передаточной функции УД (рисунок 4) от частоты (АЧХ и ФЧХ) при напряжении питания нелинейного элемента $U = 35.0$ В).



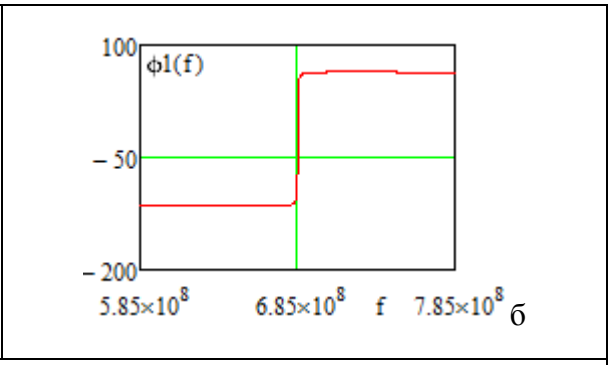




Рисунок 6. Типичные теоретические зависимости модуля (а) и фазы (б) передаточной функции УД (рисунок 4) от частоты и зависимости передаточной функции этого УД от частоты в состоянии, характеризуемым напряжением питания нелинейного элемента ($U = 35.0$ В), полученные в системе «MathCad» для случая $m = 155.0$, $\varphi = -50$ град. на частоте $f = 685$ мГц (1).

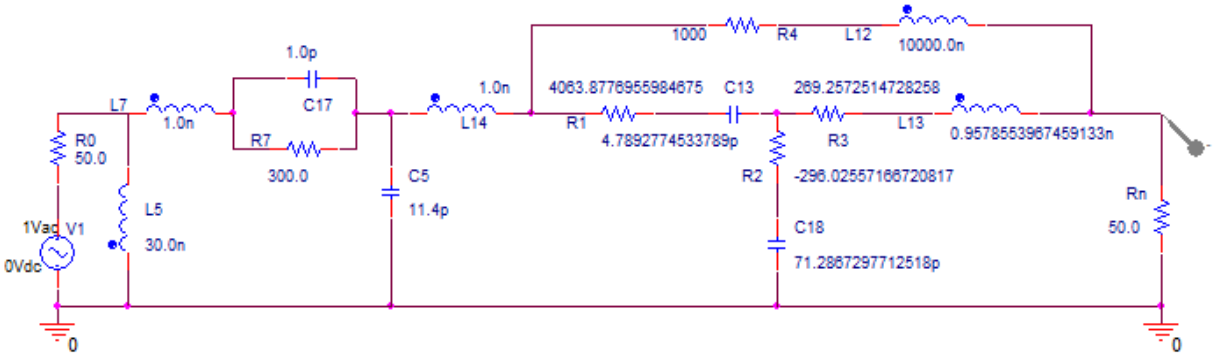



Рисунок 7. Эквивалентная схема исследуемого УД (рисунок 4).

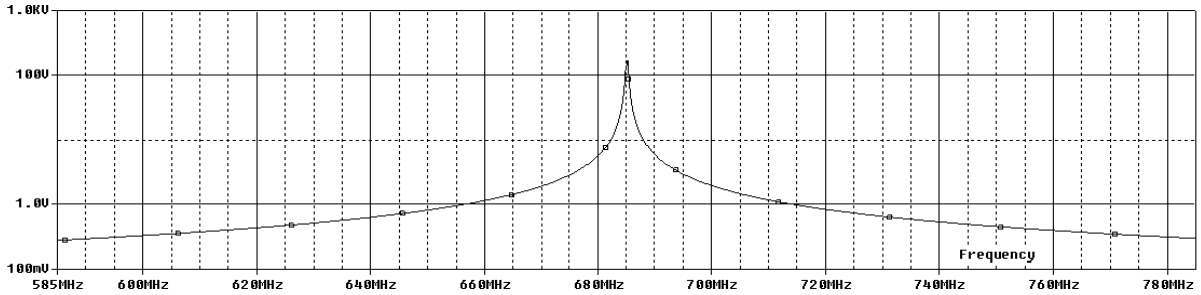



Рисунок 8а. АЧХ эквивалентной схемы (рисунок 7) в одном из состояний исследуемого УД (рисунок 4), полученная в системе «OrCad».

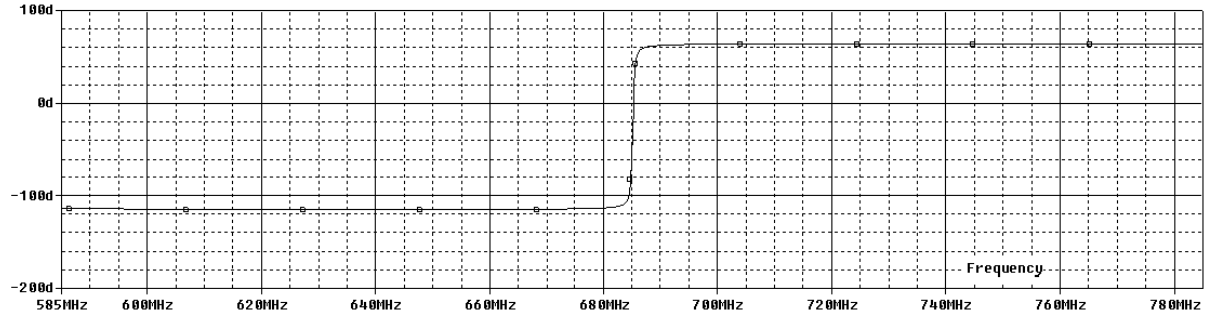



Рисунок 8б. ФЧХ эквивалентной схемы (рисунок 7) в одном из состояний исследуемого УД (рисунок 4), полученная в системе «OrCad».

На рисунках 9-14 показаны схема УД с последовательной по напряжению обратной связью и её характеристики.

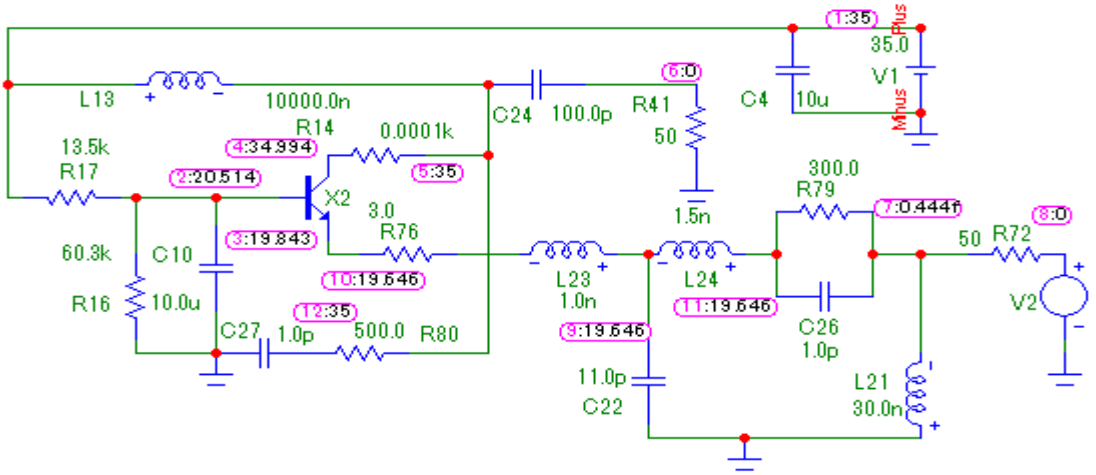



Рисунок 9. Принципиальная схема усилителя с последовательной по напряжению обратной связью, исследуемая в системе «MicroCap».

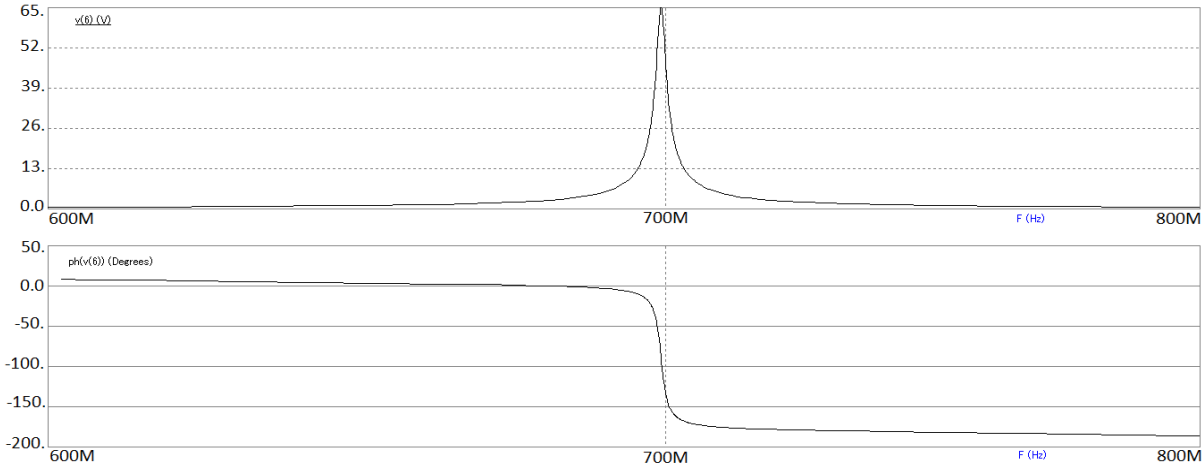
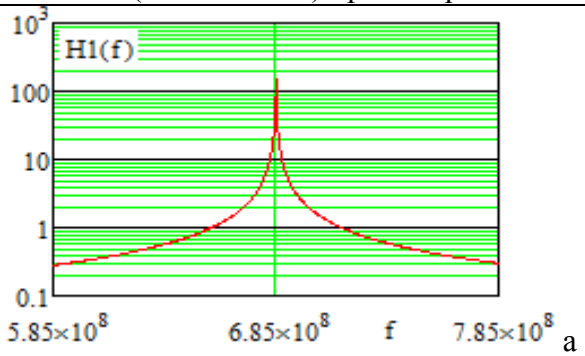
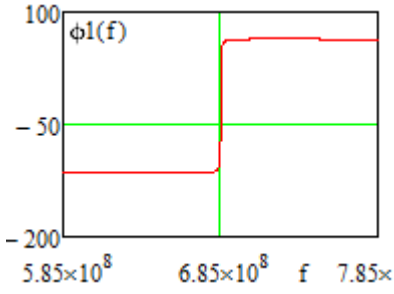



Рисунок 10. Зависимости модуля (а) и фазы (б) передаточной функции УД (рисунок 9) от частоты (АЧХ и ФЧХ) при напряжении питания нелинейного элемента $U = 35.0$ В).




а




б

Рисунок 11. Типичные теоретические зависимости модуля (а) и фазы (б) передаточной функции УД (рисунок 9) от частоты и зависимости передаточной функции этого УД от частоты в состоянии, характеризуемым напряжением питания нелинейного элемента ($U = 35.0$ В), полученные в системе «MathCad» для случая $m = 155.0$, $\varphi = -50$ град. на частоте $f = 685$ мГц (1).

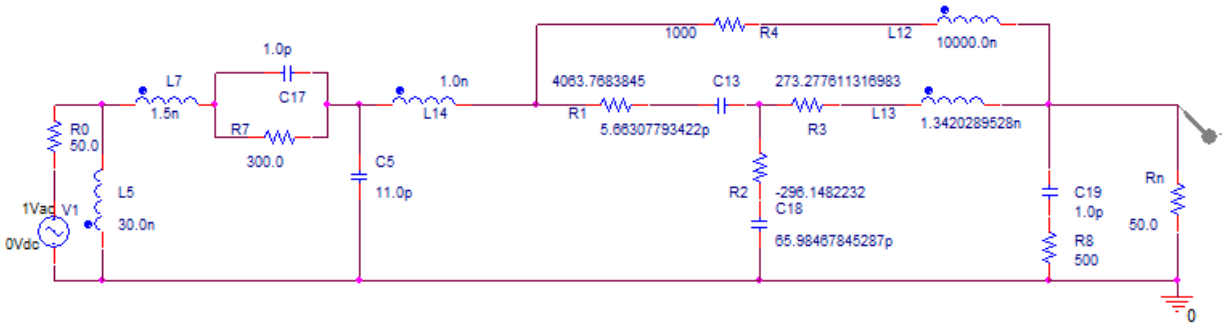



Рисунок 12. Эквивалентная схема исследуемого УД (рисунок 9).

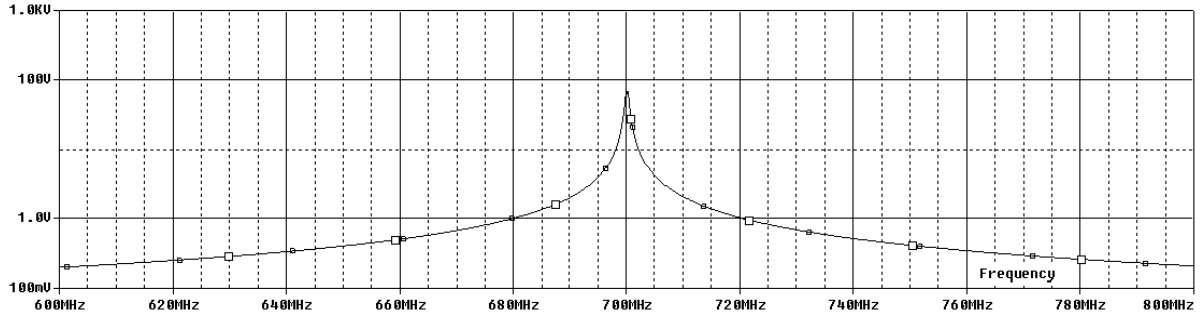



Рисунок 13а. АЧХ эквивалентной схемы (рисунок 12) в одном из состояний исследуемого УД (рисунок 9), полученная в системе «OrCad».

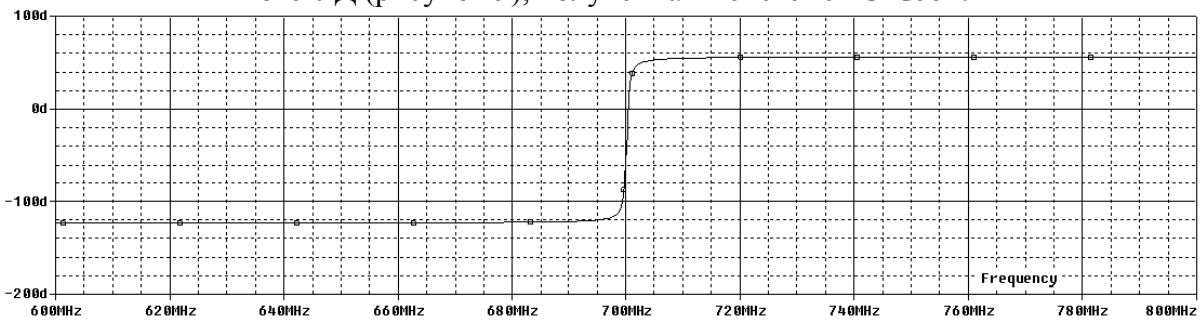



Рисунок 13б. ФЧХ эквивалентной схемы (рисунок 12) в одном из состояний исследуемого УД (рисунок 9), полученная в системе «OrCad».

Сравнительный анализ теоретических результатов, полученных на основе использования разработанных математических моделей демодуляторов и усилителей в системе «MathCad», и экспериментальных результатов, полученных путём их схемотехнического моделирования в системах «OrCad» и «MicroCap», показал их удовлетворительное совпадение. Полученные результаты могут быть использованы специалистами, занимающимися проектированием демодуляторов сигналов с угловой модуляцией, усилителей и генераторов высокочастотных колебаний.

## Литература

1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: «Высшая школа», 1988. -448с.
2. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Сов. радио, 1986г.-512с
3. Головков А.А. Макаров Д.А. Алгоритмы параметрического синтеза демодуляторов сигналов с угловой модуляцией при использовании согласующих устройств на реактивных элементах с сосредоточенными параметрами . Нелинейный мир. №6, т.11, 2013, с. 409-412
4. Гуревич И.В. Основы расчета радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975г, 368 с.

5. Куликовский А.А. Устойчивость активных линеаризованных цепей с усилительными приборами нового типа. М-Л.: ГЭИ, 1962. С. 192.
6. Головков А.А. , Рагозин А.В. Математическое и схемотехническое моделирование генераторов и частотных модуляторов с вариантами включения последовательного соединения трёхполюсного нелинейного элемента и цепи обратной связи перед резистивным четырёхполюсником и после него. Электромагнитные волны и электронные системы .2012. №1. с. 20 – 26.

Сведения об авторах:

**Головков Александр Афанасьевич**: родился 18 мая 1953 г. Окончил ВГУ в 1979г. Область научных интересов: способы и средства формирования и обработки сигналов, приёма, передачи, защиты и разрушения информации. КТН (1986), Доктор технических наук (1997), профессор (2002), Заслуженный изобретатель РФ, профессор кафедры авиационных систем и комплексов радионавигации и радиосвязи Военного учебно-научного центра военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж) (Military Educational and Scientific Center of the Air Force «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)), сокр. название организации: ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)) »);

**Дружинина Наталия Александровна**: родилась 26 апреля 1988 г. Окончила ВИВТ в 2009г. и ВГТУ в 2014г. Область научных интересов: способы и средства формирования и обработки сигналов, приёма, передачи, защиты и разрушения информации. Электроник кафедры радиотехники и антенно-фидерных устройств Военного учебно-научного центра военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж) (Military Educational and Scientific Center of the Air Force «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)), сокр. название организации: ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)) »); Электронный адрес: vvs_vva_dna@bk.ru.

УДК 621.396.66

# МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МОДУЛЯТОРОВ ДЛЯ ВАРИАНТОВ ВКЛЮЧЕНИЯ СОГЛАСУЮЩИХ КОМПЛЕКСНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ МЕЖДУ НЕЛИНЕЙНЫМ ЭЛЕМЕНТОМ С РАЗЛИЧНЫМИ ТИПАМИ ВНЕШНЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ И НАГРУЗКОЙ

А.А. Головков, Н.А. Дружинина

Получены взаимосвязи между элементами классической матрицы передачи комплексных четырёхполюсников и частотные характеристики сопротивлений комплексных двухполюсников типовых схем четырёхполюсников, оптимальные по критерию обеспечения заданных зависимостей отношения модулей и разности фаз передаточных функций модуляторов в двух состояниях от частоты. Разработаны математические модели квазиоптимальных двухполюсников, реализующих указанные характеристики в ограниченной полосе частот. Проведено схемотехническое моделирование исследуемых устройств. Показано удовлетворительное совпадение математических расчётов и результатов схемотехнического моделирования.

*Ключевые слова: отношение модулей и разность фаз передаточных функций в двух состояниях.*

# MATHEMATICAL AND GENERAL-CIRCUIT SIMULATION OF AMPLITUDE-PHASE MODULATORS FOR OPTIONS TO CONNECT MATCHING INTEGRATED FOUR-POLE DEVICES BETWEEN NON-LINEAR ELEMENT WITH VARIOUS TYPES OF EXTERNAL FEEDBACK AND LOADING

A.A. Golovkov, N.A. Druzhinina

There were obtained relationships between the elements of classical matrix for transfer of integrated four-pole devices and impedance frequency response characteristics of integrated two-terminals within standard four-pole networks, to be optimal by the criterion to provide the preset dependences of module relations and phase difference for modulator transfer functions in two states versus frequency. There were developed mathematical models of quasi-optimal two-terminals to implement the specified characteristics in a limited bandwidth. General-circuit simulation of the devices being studied was performed. Mathematical calculations and results of general-circuit simulation proved satisfactory coincidence.

*Keywords: relation of modules and phase difference of transfer functions in two states*

В настоящее время известны алгоритмы параметрического синтеза согласующих реактивных и резистивных четырёхполюсников, включаемых между управляемой и неуправляемой частями амплитудно-фазовых модуляторов (АФМ) высокочастотного сигнала и обеспечивающих заданные отношения и разности фаз передаточных функций в двух состояниях, характеризуемых двумя уровнями амплитуды низкочастотного управляющего сигнала [1-5]. Алгоритмы параметрического синтеза согласующих комплексных четырёхполюсников при тех же условиях в настоящее время отсутствуют.

Между тем, изменение базиса согласующего четырёхполюсника изменяет границы области физической реализуемости АФМ в пространстве исходных данных (заданные отношения модулей и разности фаз передаточных функций в двух состояниях АФМ, определяющие глубину амплитудной модуляции и девиацию фазы выходного высокочастотного сигнала, полоса частот, тип управляемого нелинейного элемента, комплексные сопротивления источника сигнала $z_0$, комплексные сопротивления нагрузки $z_н$ и т. д.)[1-5].

Пусть требуется определить минимальное количество и значения параметров комплексного четырёхполюсника (КЧ), при которых обеспечиваются заданные зависимости отношения модулей $m$ и разности фаз $\varphi$ передаточной функции $H$ АФМ в двух состояниях от частоты (аргументы опущены):

$$H^{I} = m(\cos\varphi + \mathrm{j}\sin\varphi)\,\mathrm{H}^{II}. \qquad (1)$$

Для этого выделим в явном виде управляемую часть в виде цепи прямой передачи (ЦПП), цепь обратной связи ЦОС, КЧ и сопротивления источника сигнала $z_0$ и нагрузки $z_н$ (рисунки 1а-1г). Предполагается, что при изменении амплитуды управляющего воздействия элементы матрицы параметров нелинейного элемента изменяются. Это означает, что нелинейный элемент может работать на любом нелинейном участке вольтамперной характеристики. На линейном участке вольтамперной характеристики элементы матрицы параметров нелинейного элемента от напряжения не зависят. Для этого режима предлагаемый алгоритм синтеза не работает.

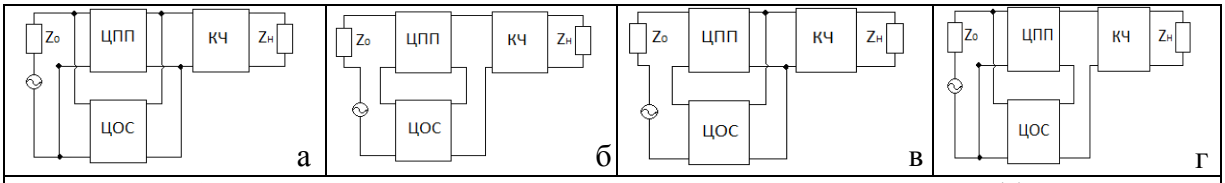



Рисунок 1. Структурные схемы АФМ с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) цепями обратной связи и согласующим КЧ.

Следуя известным рекомендациям по использованию различных матриц параметров для описания соответствующих соединений четырёхполюсников [6] передаточную функцию для структуры АФМ с параллельной по напряжению ЦОС, показанной на рисунке 1а, можно получить в следующем виде:

$$H^{I,II} = \frac{Y_{21}^{I,II}\,\mathrm{z}_н}{[(\alpha+\gamma\,\mathrm{z}_н)(1+Y_{11}^{I,II}\,\mathrm{z}_0)-(\mathrm{z}_н+\beta)(\mathrm{Y}_{22}^{I,II}+\mathrm{z}_0\left|Y^{I,II}\right|)]\mathrm{a}}, \qquad (2)$$

где $Y_{11}^{I,II} = y_{11}^{I,II} + y_{11}^{OC}$; $Y_{12}^{I,II} = y_{12}^{I,II} + y_{12}^{OC}$; $Y_{21}^{I,II} = y_{21}^{I,II} + y_{21}^{OC}$; $Y_{22}^{I,II} = y_{22}^{I,II} + y_{22}^{OC}$;

$\left|Y^{I,II}\right| = Y_{11}^{I,II}Y_{22}^{I,II} - Y_{12}^{I,II}Y_{21}^{I,II}$;

$\alpha = \frac{d}{a}; \beta = \frac{b}{a}; \gamma = \frac{c}{a}$; $a, b, c, d$ - комплексные элементы классической матрицы передачи КЧ; $y_{11}^{I,II}, y_{12}^{I,II}, y_{21}^{I,II}, y_{22}^{I,II}$ - известные зависимости элементов матрицы проводимостей ЦПП (одиночного трёхполюсного нелинейного элемента или микросхемы) от частоты в двух состояниях; $y_{11}^{OC}, y_{12}^{OC}, y_{21}^{OC}, y_{22}^{OC}$ - известные зависимости элементов матрицы проводимостей ЦОС от частоты. Четырёхполюсник ЦОС следует выбирать с учётом принципа регулярности [7].

Подставим (2) в (1). Получим комплексное уравнение, решение которого приводит к взаимосвязи элементов классической матрицы передачи КЧ, оптимальной по критерию (1):

$$\alpha = (z_н + \beta)B - \gamma z_н, \qquad (3)$$

где $B = \dfrac{Y_{21}^I Y_{22}^{II} - MY_{21}^{II} Y_{22}^I + z_0(Y_{21}^I \left|Y^{II}\right| - \mathrm{M}Y_{21}^{II} \left|Y^I\right|)}{Y_{21}^I - MY_{21}^{II} + z_0(Y_{21}^I Y_{11}^{II} - \mathrm{M}Y_{11}^I Y_{21}^{II})}$; $M = m(\cos\varphi + \mathrm{j}\sin\varphi)$.

Физический смысл коэффициента $B$ состоит в том, что по размерности и величине он совпадает с входной проводимостью КЧ:

$$Y_{вх} = \frac{\alpha + \gamma z_н}{z_н + \beta} = B. \qquad (4)$$

Таким образом, для обеспечения (1) необходимо реализовать взаимосвязь (3), которая означает специальное требование к входной проводимости КЧ (4).

Аналогичным образом получим передаточную функцию и коэффициент $B$ для (3) при использовании последовательной по току ЦОС (рисунок 1б):

$$H^{I,II} = \frac{Z_{21}^{I,II} \mathrm{z}_н}{[(\mathrm{z}_н + \beta)(\mathrm{Z}_{11}^{I,II} + \mathrm{z}_0) - (\alpha + \gamma \mathrm{z}_н)(\left|Z^{I,II}\right| + Z_{22}^{I,II} \mathrm{z}_0)]\mathrm{a}};$$

$$B = \frac{Z_{21}^I Z_{11}^{II} - MZ_{21}^{II} Z_{11}^I + z_0(\mathrm{Z}_{21}^I - \mathrm{M}\mathrm{Z}_{21}^{II})}{Z_{21}^I \left|Z^{II}\right| - MZ_{21}^{II} \left|Z^I\right| + z_0(\mathrm{Z}_{21}^I Z_{22}^{II} - \mathrm{M}Z_{22}^I Z_{21}^{II})}, \qquad (5)$$

где $Z_{11}^{I,II} = z_{11}^{I,II} + z_{11}^{OC}$; $Z_{12}^{I,II} = z_{12}^{I,II} + z_{12}^{OC}$; $Z_{21}^{I,II} = z_{21}^{I,II} + z_{21}^{OC}$; $Z_{22}^{I,II} = z_{22}^{I,II} + z_{22}^{OC}$;

$\left|Z^{I,II}\right| = Z_{11}^{I,II} Z_{22}^{I,II} - Z_{12}^{I,II} Z_{21}^{I,II}$; $Z_{11}^{I,II}, Z_{12}^{I,II}, Z_{21}^{I,II}, Z_{22}^{I,II}$ - известные зависимости элементов матрицы сопротивлений ЦПП от частоты в двух состояниях; $z_{11}^{OC}, z_{12}^{OC}, z_{21}^{OC}, z_{22}^{OC}$ - известные зависимости элементов матрицы сопротивлений ЦОС от частоты.

При использовании последовательной по напряжению обратной связи (рисунок 1в) :

$$H^{I,II} = \frac{H_{21}^{I,II} \mathrm{z}_н}{[(\alpha + \gamma \mathrm{z}_н)(H_{11}^{I,II} + \mathrm{z}_0) - (\mathrm{z}_н + \beta)(\mathrm{z}_0 \mathrm{H}_{22}^{I,II} + \left|H^{I,II}\right|)]\mathrm{a}}; B = \frac{z_0(\mathrm{H}_{21}^I H_{22}^{II} - MH_{21}^{II} H_{22}^I) + H_{21}^I \left|H^{II}\right| - MH_{21}^{II} \left|H^I\right|}{z_0(\mathrm{H}_{21}^I - MH_{21}^{II}) + H_{21}^I H_{11}^{II} - \mathrm{M}\mathrm{H}_{11}^I H_{21}^{II}}, \qquad (6)$$

где $H_{11}^{I,II} = h_{11}^{I,II} + h_{11}^{OC}$; $H_{12}^{I,II} = h_{12}^{I,II} + h_{12}^{OC}$; $H_{21}^{I,II} = h_{21}^{I,II} + h_{21}^{OC}$; $H_{22}^{I,II} = h_{22}^{I,II} + h_{22}^{OC}$;

$\left|H^{I,II}\right| = H_{11}^{I,II} H_{22}^{I,II} - H_{12}^{I,II} H_{21}^{I,II}$;

$h_{11}^{I,II}, h_{12}^{I,II}, h_{21}^{I,II}, h_{22}^{I,II}$ - известные зависимости элементов смешанной матрицы $H$ ЦПП от частоты в двух состояниях; $h_{11}^{OC}, h_{12}^{OC}, h_{21}^{OC}, h_{22}^{OC}$ - известные зависимости элементов смешанной матрицы $H$ ЦОС от частоты.

При использовании параллельной по току обратной связи (рисунок 1г):

$$H^{I,II} = \frac{F_{21}^{I,II} \mathrm{z}_н}{[(1 + F_{11}^{I,II} \mathrm{z}_0)(\mathrm{z}_н + \beta) - (\alpha + \gamma \mathrm{z}_н)(\mathrm{F}_{22}^{I,II} + \mathrm{z}_0 \left|F^{I,II}\right|)]\mathrm{a}};$$

$$B = \frac{F_{21}^I - MF_{21}^{II} + z_0(\mathrm{F}_{21}^I F_{11}^{II} - MF_{11}^I F_{21}^{II})}{z_0(\mathrm{F}_{21}^I \left|F^{II}\right| - MF_{21}^{II} \left|F^I\right|) + F_{21}^I F_{22}^{II} - \mathrm{M}\mathrm{F}_{22}^I F_{21}^{II}}, \qquad (7)$$

где $F_{11}^{I,II} = f_{11}^{I,II} + f_{11}^{OC}$; $F_{12}^{I,II} = f_{12}^{I,II} + f_{12}^{OC}$; $F_{21}^{I,II} = f_{21}^{I,II} + f_{21}^{OC}$; $F_{22}^{I,II} = f_{22}^{I,II} + f_{22}^{OC}$;

$\left|F^{I,II}\right| = F_{11}^{I,II} F_{22}^{I,II} - F_{12}^{I,II} F_{21}^{I,II}$;

$f_{11}^{I,II}, f_{12}^{I,II}, f_{21}^{I,II}, f_{22}^{I,II}$ - известные зависимости элементов смешанной матрицы $F$ ЦПП от частоты в двух состояниях; $f_{11}^{OC}, f_{12}^{OC}, f_{21}^{OC}, f_{22}^{OC}$ - известные зависимости элементов смешанной матрицы $F$ ЦОС от частоты.

Полученные взаимосвязи (3) между элементами классической матрицы передачи можно использовать для определения зависимостей сопротивлений двухполюсников типовых схем КЧ от частоты, оптимальных по критерию (1). Для этого необходимо выбрать тип и схему КЧ, найти элементы её классической матрицы передачи, подставить их в (3) или (4) и решить полученное таким образом уравнение относительно сопротивления выбранного одного двухполюсника. Если количество $N$ двухполюсников в схеме ОС больше одного, то сопротивления $N-1$ двухполюсников могут быть выбраны произвольно или исходя из каких- либо физических соображений, например, из условия обеспечения максимальной полосы частот.

В данной статье в качестве примера приводятся решения подобных уравнений для 11-ти типовых схем КЧ.

Одиночное последовательно включённое сопротивление:

$$z = \frac{1}{B} - z_н. \tag{8}$$

Одиночное параллельно включённое сопротивление:

$$z = \frac{z_н}{Bz_н - 1}. \tag{9}$$

Г-образное звено:

$$z_1 = \frac{z_н + z_2}{B(z_н + z_2) - 1};\ z_2 = \frac{z_1}{Bz_1 - 1} - z_н. \tag{10}$$

Обратное Г-образное звено:

$$z_1 = \frac{1}{B} - \frac{z_2 z_н}{z_2 + z_н};\ z_2 = \frac{z_н(1 - Bz_1)}{B(z_1 + z_н) - 1}. \tag{11}$$

Т-образное звено:

$$z_1 = \frac{1}{B} - \frac{z_2(z_3 + z_н)}{z_2 + z_3 + z_н};\ z_2 = \frac{(1 - Bz_1)(z_3 + z_н)}{B(z_1 + z_3 + z_н) - 1};\ z_3 = \frac{Bz_2^2}{B(z_1 + z_2) - 1} - z_н - z_2. \tag{12}$$

П-образное звено:

$$z_1 = \frac{z_2 z_3 + z_н(z_2 + z_3)}{[z_2 z_3 + z_н(z_2 + z_3)]B - z_3 - z_н};\ z_2 = \frac{z_н(z_1 + z_3 - Bz_1 z_3) + z_1 z_3}{(Bz_1 - 1)(z_н + z_3)};\ z_3 = \frac{z_н(z_1 + z_2 - Bz_1 z_2)}{z_1 + (1 - Bz_1)(z_2 + z_н)}. \tag{13}$$

Мостовая схема:

$$z_1 = \frac{z_2 + z_н(2 - Bz_2)}{B(2z_2 + z_н) - 1};\ z_2 = \frac{z_1 + z_н(2 - Bz_1)}{B(2z_1 + z_н) - 1}\ . \tag{14}$$

Перекрытое Т-образное звено:

$$z_1 = \frac{[z_2 + z_н(1 - \mathrm{B}z_2)](z_3 + z_4) + z_3 z_4(1 - \mathrm{B}z_2)}{(\mathrm{B}z_4 - 1)(z_2 + z_3 + z_н) + \mathrm{B}z_н(z_2 + z_3)};\ z_2 = \frac{(z_1 + z_4)(z_3 + z_н) + z_3 z_н - \mathrm{B}z_1[z_3 z_4 + (z_3 + z_4)z_н]}{(1 - \mathrm{B}z_н)](z_1 + z_3 + z_4) - \mathrm{B}z_4(z_1 + z_3)};$$

$$z_3 = \frac{[z_2 + z_н(1 - \mathrm{B}z_2)](z_1 + z_4) - \mathrm{B}z_1 z_4(z_2 + z_н)}{\mathrm{B}(z_1 + z_2)(z_4 + z_н) - (z_1 + z_2 + z_4 + z_н)};\ z_4 = \frac{[z_2(z_1 + z_3) + z_1 z_3](\mathrm{B}z_н - 1) - z_н(z_1 + z_3)}{(1 - \mathrm{B}z_1)(z_2 + z_3 + z_н) - \mathrm{B}z_2(z_3 + z_н)}. \tag{15}$$

Два Г-образных звена:

$$z_1 = \frac{z_2 z_3 + (z_2 + z_3)(z_4 + z_н)}{\mathrm{B}[z_2 z_3 + (z_2 + z_3)(z_4 + z_н)] - (z_3 + z_4 + z_н)};\ z_2 = \frac{z_1 z_3 + (z_1 + z_3 - \mathrm{B}z_1 z_3)(z_4 + z_н)}{(Bz_1 - 1)(z_3 + z_4 + z_н)};$$

$$z_3 = \frac{(z_1 + z_2 - \mathrm{B}z_1 z_2)(z_4 + z_н)}{(\mathrm{B}z_1 - 1)(z_2 + z_4 + z_н)] - z_1};\ z_4 = \frac{z_3 z_н(\mathrm{B}z_1 - 1) - (z_3 + z_н)(z_1 + z_2 - \mathrm{B}z_1 z_2)}{z_1 - (\mathrm{B}z_1 - 1)(z_2 + z_3)}. \tag{16}$$

Два обратных Г-образных звена:

$$z_1=\frac{1}{B}-\frac{z_2[z_3z_4+z_н(z_3+z_4)]}{(z_4+z_н)(z_2+z_3)+z_4z_н};\ z_2=\frac{(1-\mathrm{B}z_1)[z_3z_4+z_н(z_3+z_4)]}{(z_4+z_н)[\mathrm{B}(z_1+z_3)-1]+\mathrm{B}z_4z_н};$$

$$z_3=\frac{(1-\mathrm{B}z_1)[z_2z_4+z_н(z_2+z_4)]-\mathrm{B}z_2z_4z_н}{(z_4+z_н)[\mathrm{B}(z_1+z_2)-1]};\ z_4=\frac{z_н[(1-\mathrm{B}z_1)(z_2+z_3)-\mathrm{B}z_2z_3]}{(\mathrm{B}z_1-1)(z_2+z_3+z_н)+\mathrm{B}z_2(z_3+z_н)}. \qquad (17)$$

Каскадно-соединённые Г-образное и П-образное звенья:

$$z_1=\frac{(z_5+z_н)[z_2z_3+z_4(z_2+z_3)]+z_5z_н(z_2+z_3)}{[(\mathrm{B}z_2-1)(z_3+z_4)+Bz_3z_4](z_5+z_н)+z_5z_н[\mathrm{B}(z_2+z_3)-1]};$$

$$z_2=\frac{[z_4(z_5+z_н)+z_5z_н](z_1+z_3-Bz_1z_3)+z_1z_3(z_5+z_н)}{(\mathrm{B}z_1-1)[(z_5+z_н)(z_3+z_4)+z_нz_5]};$$

$$z_3=\frac{[z_4z_5+z_н(z_4+z_5)](z_1+z_2-Bz_1z_2)}{(z_5+z_н)[(\mathrm{B}z_1-1)(z_2+z_4)-z_1]+z_5z_н(\mathrm{B}z_1-1)};$$

$$z_4=\frac{z_н(z_1+z_2-Bz_1z_2)(z_3+z_5)+z_3z_5[z_1+(1-Bz_1)(z_2+z_н)]}{(z_5+z_н)[(Bz_1-1)(z_2+z_3)-z_1]};$$

$$z_5=\frac{z_н\{(1-Bz_1)[z_2(z_3+z_4)+z_3z_4]+z_1(z_3+z_4)\}}{[z_2z_3+(z_2+z_3)(z_4+z_н)]\mathrm{B}z_1-(z_4+z_н)(z_1+z_2+z_3)-z_3(z_1+z_2)}. \qquad (18)$$

В выбранном базисе $R,L,C$ областями физической реализуемости оптимальных частотных характеристик (8) - (18) являются области изменения исходных данных, в пределах которых действительные части (8) - (18) являются положительными.

Для реализации оптимальных по критерию (1) частотных характеристик типа (8) - (18) надо найти математическое выражение для определения сопротивления выбранного реального комплексного двухполюсника, приравнять его заданным (оптимальным) значениям (8) - (18) на заданном количестве $N$ частот. После разделения действительных и мнимых частей в полученном таким образом комплексном уравнении решение системы алгебраических уравнений осуществляется относительно $2N$ параметров выбранного комплексного двухполюсника. Реализация оптимальных частотных характеристик комплексных двухполюсников КЧ возможна также с помощью обобщённых квазиоптимальных реактивных двухполюсников (рисунок 2).

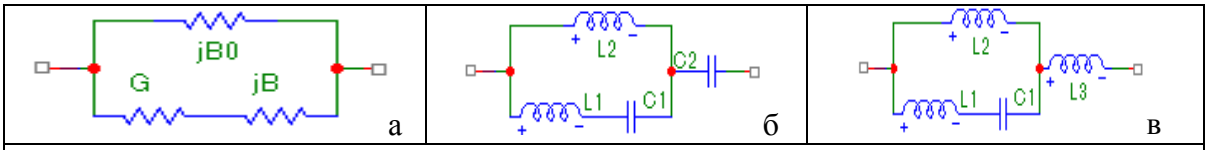



Рисунок 2. Примеры обобщённого квазиоптимального комплексного двухполюсника (а), содержащего вспомогательные обобщённые реактивные двухполюсники с проводимостями $jB_0$ и $jB$, и реализации $jB_0$ и $jB$ (б), (в).

Пусть требуется определить зависимости проводимостей $jB_0$ и $jB$ реактивных вспомогательных двухполюсников от частоты, оптимальные по критерию обеспечения заданной зависимости комплексного сопротивления $z=r+jx$ от частоты всего обобщённого двухполюсника. При использовании схем реализации $jB_0$ и $jB$, показанных на рисунке 2, в интересах сокращения объёма вычислений целесообразно перейти к оптимальной зависимости проводимости от частоты:

$$y=g+jb=\frac{1}{r+jx}=\frac{r}{r^2+x^2}+j\frac{-x}{r^2+x^2} \qquad (19)$$

Приравняем оптимальную зависимость комплексной проводимости $y = g + jb$ от частоты зависимости проводимости комплексного реального двухполюсника (рисунок 2а) от частоты:

$$y = g + jb = jB_0 + \frac{GjB}{G + jB}. \tag{20}$$

После разделения в (20) действительной и мнимой частей получим систему двух уравнений, решение которой имеет вид:

$$B = \frac{\pm G\sqrt{\mathrm{g(G}-g)}}{g - G};\quad B_0 = b \pm \sqrt{\mathrm{g(G}-g)}\,. \tag{21}$$

Пусть квазиоптимальный вспомогательный реактивный двухполюсник выполнен в виде последовательного соединения ёмкости $C_2$ и параллельно соединённых последовательного контура $L_1, C_1$ и индуктивности $L_2$ (рисунок 2б).

Исходная система уравнений:

$$\frac{\left(\dfrac{\omega_n C_1}{1-\omega_n^2 L_1 C_1} + \dfrac{-1}{\omega_n L_2}\right)\omega_n C_2}{\dfrac{\omega_n C_1}{1-\omega_n^2 L_1 C_1} + \dfrac{-1}{\omega_n L_2} + \omega_n C_2} = b_n;\ n = 1,2,3,4;\ \omega_n = 2\pi f_n, \tag{22}$$

где $b_{1,2,3,4}$-заданные значения реактивных проводимостей, совпадающие с оптимальными значениями реактивных проводимостей $B_0$ или $B$ на заданных частотах $f_{1,2,3,4}$.

Решение (22) для двух частот интерполяции:

$$L_1 = \frac{L_2(\mathrm{b}_1 - C_2\omega_1)(\mathrm{b}_2 - C_2\omega_2)(\omega_1^2 - \omega_2^2) + \mathrm{C}_2^2\mathrm{L}_2^2\,\omega_1^2\omega_2^2(\omega_1 b_2 - \omega_2 b_1)}{(\omega_2^2 - \omega_1^2)[\mathrm{C}_2\,\omega_1(\mathrm{L}_2\,\omega_1 b_1 + 1) - b_1][\mathrm{C}_2\,\omega_2(\mathrm{L}_2\,\omega_2 b_2 + 1) - b_2]}.$$

$$C_1 = \frac{(\omega_2^2 - \omega_1^2)[\mathrm{C}_2\,\omega_1(\mathrm{L}_2\,\omega_1 b_1 + 1) - b_1][\mathrm{C}_2\,\omega_2(\mathrm{L}_2\,\omega_2 b_2 + 1) - b_2]}{L_2^2 C_2 \omega_1^2\omega_2^2[(\omega_1^2 - \omega_2^2)\,\mathrm{b}_1\,b_2 - C_2\omega_1\omega_2(\omega_1 b_1 - \omega_2 b_2)]}; \tag{23}$$

Дополнительная формула к (23) для трёх частот интерполяции:

$$L_2 = \frac{A_3C_2^2 + B_3C_2 + C_3}{D_3C_2^2} = \frac{A_4C_2^2 + B_4C_2 + C_4}{D_4C_2^2}, \tag{24}$$

где $\mathrm{A}_3 = \omega_1\omega_2\omega_3[(\omega_1^2 - \omega_3^2)\omega_2^3 b_2 - (\omega_2^2 - \omega_3^2)\omega_1^3 b_1 - (\omega_1^2 - \omega_2^2)\omega_3^3 b_3]$;

$B_3 = b_1 b_3[\omega_2(\omega_1^2 - \omega_3^2)[\omega_1^2(\omega_2^2 - \omega_3^2) + \omega_2^2\omega_3^2] - b_2 b_3[\omega_1(\omega_2^2 - \omega_3^2)[\omega_3^2(\omega_1^2 - \omega_2^2) + \omega_1^2\omega_2^2] -$

$-b_1 b_2[\omega_3(\omega_1^2 - \omega_2^2)[\omega_2^2(\omega_3^2 - \omega_1^2) + \omega_1^2\omega_3^2]$;

$C_3 = b_1 b_2 b_3(\omega_2^2 - \omega_1^2)(\omega_1^2 - \omega_3^2)(\omega_2^2 - \omega_3^2)$;

$D_3 = \omega_1^2\omega_2^2\omega_3^2[\mathrm{b}_1\,b_3\omega_2(\omega_1^2 - \omega_3^2) - b_1 b_2\omega_3(\omega_1^2 - \omega_2^2) - b_2 b_3\omega_1(\omega_2^2 - \omega_3^2)]$;

$\mathrm{A}_4 = \omega_1\omega_2\omega_4[(\omega_1^2 - \omega_4^2)\omega_2^3 b_2 - (\omega_2^2 - \omega_4^2)\omega_1^3 b_1 - (\omega_1^2 - \omega_2^2)\omega_4^3 b_4]$;

$B_4 = b_1 b_4[\omega_2(\omega_1^2 - \omega_4^2)[\omega_1^2(\omega_2^2 - \omega_4^2) + \omega_2^2\omega_4^2] - b_2 b_4[\omega_1(\omega_2^2 - \omega_4^2)[\omega_4^2(\omega_1^2 - \omega_2^2) + \omega_1^2\omega_2^2] -$

$-b_1 b_2[\omega_4(\omega_1^2 - \omega_2^2)[\omega_2^2(\omega_4^2 - \omega_1^2) + \omega_1^2\omega_4^2]$;

$C_4 = b_1 b_2 b_4(\omega_2^2 - \omega_1^2)(\omega_1^2 - \omega_4^2)(\omega_2^2 - \omega_4^2)$;

$D_4 = \omega_1^2\omega_2^2\omega_4^2[\mathrm{b}_1\,b_4\omega_2(\omega_1^2 - \omega_4^2) - b_1 b_2\omega_4(\omega_1^2 - \omega_2^2) - b_2 b_4\omega_1(\omega_2^2 - \omega_4^2)]$.

Дополнительная формула к (23) и (24) для четырёх частот интерполяции:

$$C_2 = \frac{(\mathrm{D_3B_4 - B_3D_4}) \pm \sqrt{(\mathrm{D_3B_4 - B_3D_4})^2 - 4(\mathrm{C_3D_4 - D_3}\,C_4)(\mathrm{A_3D_4 - D_3}\,A_4)}}{2(\mathrm{A_3D_4 - D_3}\,A_4)}. \tag{25}$$

Исходная система уравнений для определения параметров квазиоптимального вспомогательного реактивного двухполюсника, выполненного в виде последовательного соединения индуктивности $L_3$ и параллельно соединённых последовательного контура $L_1, C_1$ и индуктивности $L_2$ (рисунок 2в):

$$\frac{\left(\frac{\omega_n C_1}{1-\omega_n^2 L_1 C_1}+\frac{-1}{\omega_n L_2}\right)\left(\frac{-1}{\omega_n L_3}\right)}{\frac{\omega_n C_1}{1-\omega_n^2 L_1 C_1}+\frac{-1}{\omega_n L_2}+\frac{-1}{\omega_n L_3}} = b_n ; n = 1,2,3 ; \omega_n = 2\pi f_n . \qquad (26)$$

Решение (26) для двух частот интерполяции при использовании второго квазиоптимального двухполюсника (рисунок 2в):

$$L_1 = \frac{L_2\{L_3(b_1\omega_1^3 - b_2\omega_2^3) + \omega_1^2 - \omega_2^2 + \omega_1\omega_2(L_2+L_3)[\omega_1 b_2 - \omega_2 b_1 + b_1 b_2 L_3(\omega_1^2-\omega_2^2)]\}}{(\omega_2^2-\omega_1^2)[\omega_1 b_1(L_2+L_3)+1][\omega_2 b_2(L_2+L_3)+1]};$$

$$C_1 = \frac{(\omega_1^2-\omega_2^2)[\omega_1 b_1(L_2+L_3)+1][\omega_2 b_2(L_2+L_3)+1]}{L_2^2\omega_1^2\omega_2^2(\omega_1 b_1 - \omega_2 b_2)]}; \qquad (27)$$

Дополнительная формула к (27) для трёх частот интерполяции:

$$L_2 = \frac{\omega_1^3(\omega_3^2-\omega_2^2)b_1 + \omega_3^3(\omega_2^2-\omega_1^2)b_3 + \omega_2^3(\omega_1^2-\omega_3^2)b_2}{\omega_1\omega_2\omega_3[\omega_2(\omega_1^2-\omega_3^2)b_1 b_3 + \omega_3(\omega_2^2-\omega_1^2)b_1 b_2 + \omega_1(\omega_3^2-\omega_2^2)b_2 b_3]} - L_3 . \qquad (28)$$

На рисунках 3-8 изображены схема исследуемого АФМ на одном нелинейном элементе с последовательной по току обратной связью и её характеристики. Изменение амплитуды и фазы производилось путём изменения напряжения питания, которое приводило к изменению только параметров нелинейного элемента. В исследуемой схемотехнической модели АФМ использовался транзистор типа $BFQ17-PH$ (на рисунке 3а-элемент $X_2$) с общей базой. Эквивалентная схема трёхполюсного нелинейного элемента собрана в виде перекрытого Т-образного звена на элементах $R_1, L_{16}, R_2, C_{24}, R_3, C_{19}, R_4, L_{12}$ (рисунки 6а, 7а). Левому плечу звена соответствует эмиттер, правому- коллектор. Параметры этой схемы выбирались из условия совпадения её выходного сопротивления с выходным сопротивлением нелинейного сопротивления в заданной полосе частот. Поэтому замещение нелинейного элемента взаимным четырёхполюсником правомочно.

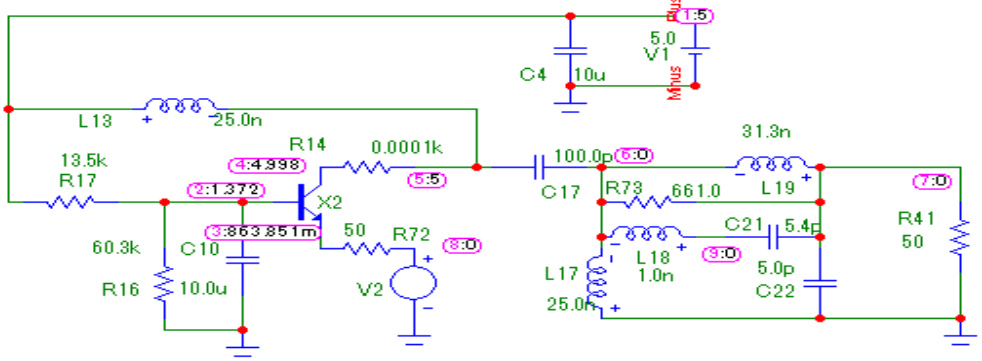



Рисунок 3. Принципиальная схема амплитудно-фазового модулятора с последовательной по току обратной связью, исследуемая в системе «MicroCap».

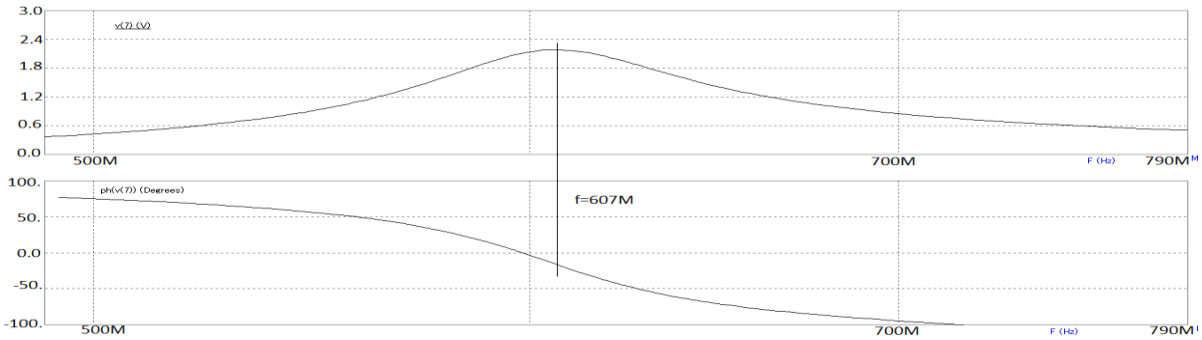



Рисунок 4. Зависимости модуля (а) и фазы (б) передаточной функции АФМ (рисунок 3) от частоты (АЧХ и ФЧХ) при напряжении питания нелинейного элемента $U = 5.0$ В).

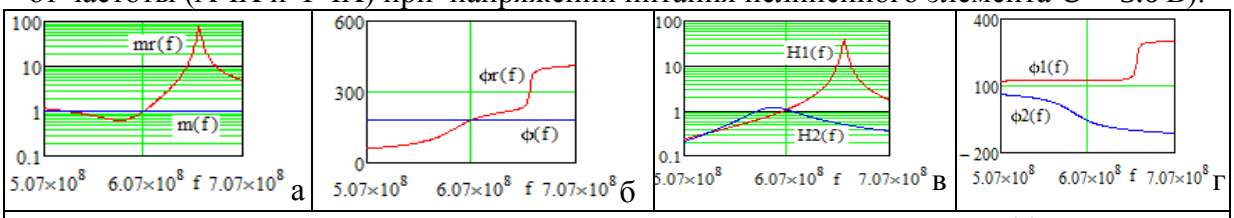



Рисунок 5. Типичные теоретические зависимости отношения модулей (а) и разности фаз (б) передаточной функции АФМ (рисунок 3) в двух состояниях от частоты и зависимости модулей (в) и фаз (г) передаточной функции этого АФМ от частоты в двух состояниях, характеризуемых двумя напряжениями питания нелинейного элемента ($U_1 = 2.0$ В; $U_2 = 45.0$ В), полученные в системе «MathCad» для случая $m = 1.0$, $\varphi = 180$ град. на частоте $f = 607$ мГц (1).

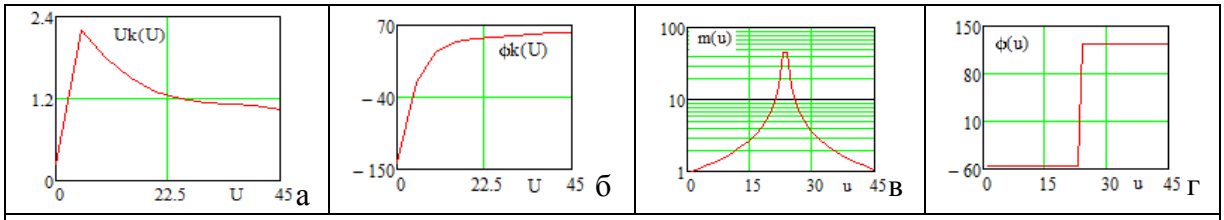



Рисунок 6. Зависимости модуля (а,в) и фазы (б,г) передаточной функции АФМ с параллельной по напряжению обратной связью (рисунок 3) от напряжения ($U$ ,В) питания нелинейного элемента (амплитудная и фазовая модуляционные характеристики) на частоте $f = 607$ мГц, (а,б)-экспериментальные (получены в системе «MicroCap»); (в,г)-расчётные (получены в системе «MathCad»).

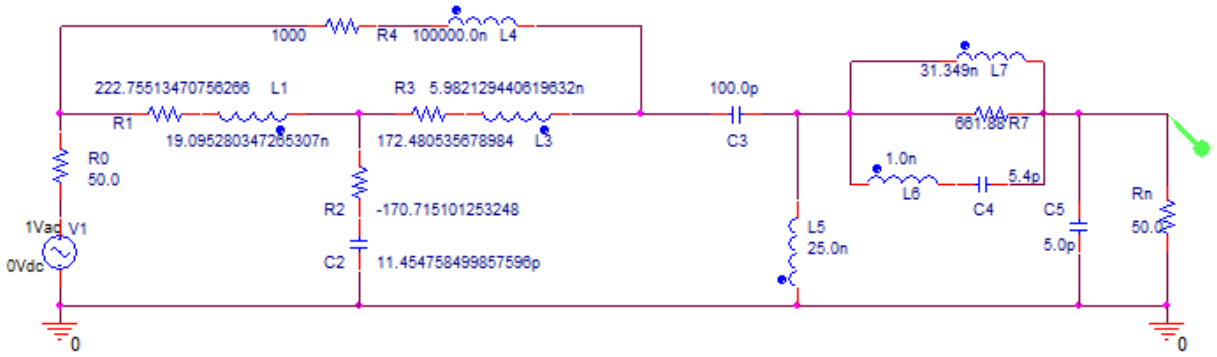



Рисунок 7. Эквивалентная схема исследуемого АФМ (рисунок 3).

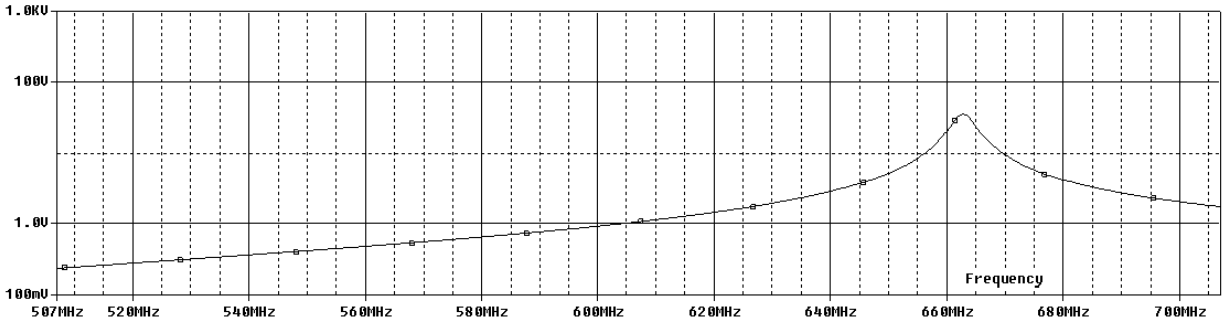



Рисунок 8а. АЧХ эквивалентной схемы (рисунок 7) в одном из состояний исследуемого АФМ (рисунок 3), полученная в системе «OrCad».

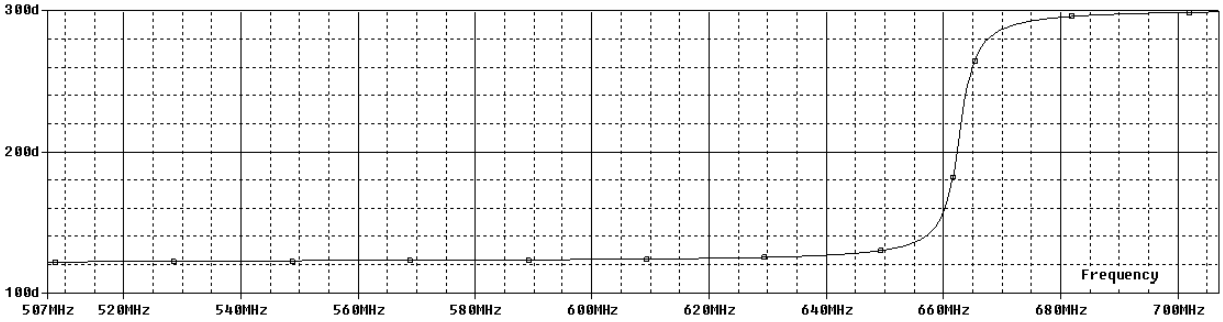



Рисунок 8б. ФЧХ эквивалентной схемы (рисунок 7) в одном из состояний исследуемого АФМ (рисунок 3), полученная в системе «OrCad».

На рисунках 9-14 представлена схема с последовательной по напряжению обратной связью и её характеристики.

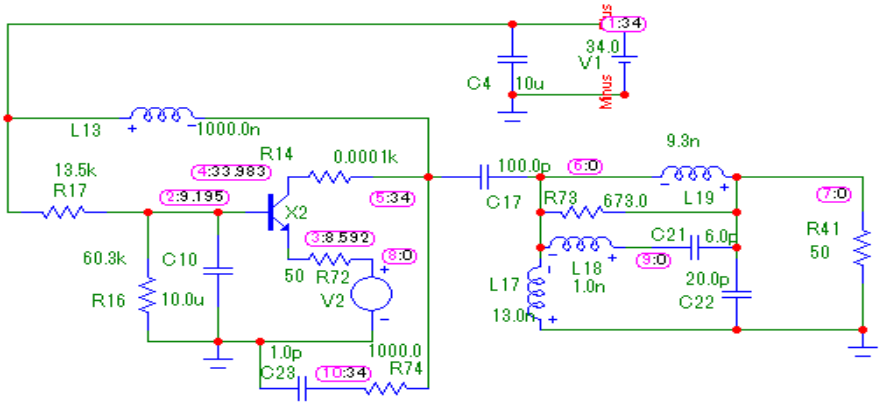



Рисунок 9. Принципиальная схема амплитудно-фазового модулятора с последовательной по напряжению обратной связью, исследуемая в системе «MicroCap».

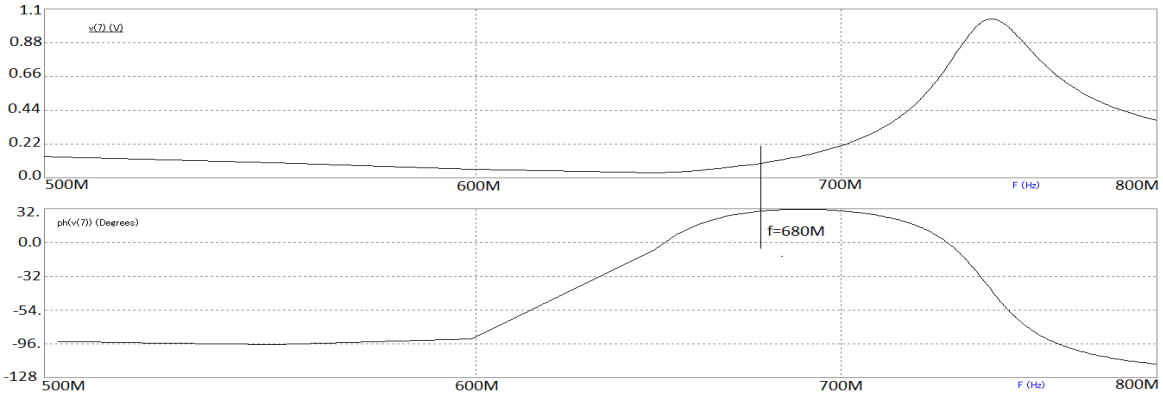



Рисунок 10. Зависимости модуля (а) и фазы (б) передаточной функции АФМ (рисунок 9) от частоты (АЧХ и ФЧХ) при напряжении питания нелинейного элемента $U = 34.0$ В).

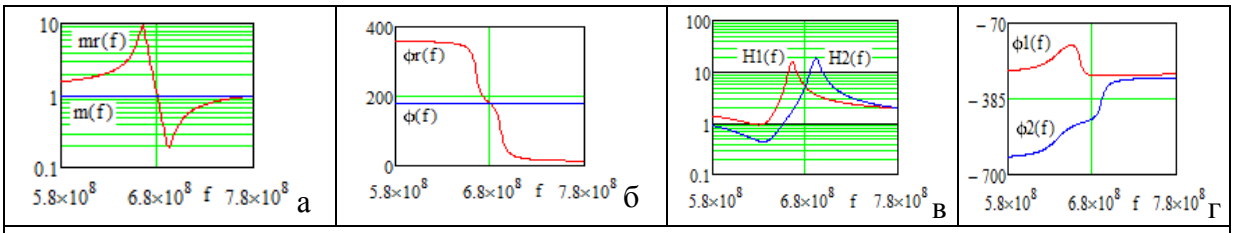



Рисунок 11. Типичные теоретические зависимости отношения модулей (а) и разности фаз (б) передаточной функции АФМ (рисунок 9) в двух состояниях от частоты и зависимости модулей (в) и фаз (г) передаточной функции этого АФМ от частоты в двух состояниях, характеризуемых двумя напряжениями питания нелинейного элемента ($U_1 = 2.0$ В; $U_2 = 34.0$ В), полученные в системе «MathCad» для случая $m = 1.0$, $\varphi = 180$ град. на частоте $f = 680$ мГц (1).

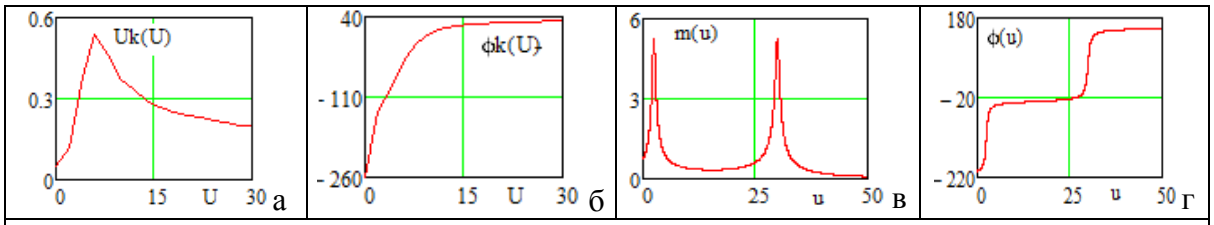



Рисунок 12. Зависимости модуля (а,в) и фазы (б,г) передаточной функции АФМ с параллельной по напряжению обратной связью (рисунок 9) от напряжения ($U$ ,В) питания нелинейного элемента (амплитудная и фазовая модуляционные характеристики) на частоте $f = 680$ мГц, (а,б)-экспериментальные (получены в системе «MicroCap»); (в,г)-расчётные (получены в системе «MathCad»).

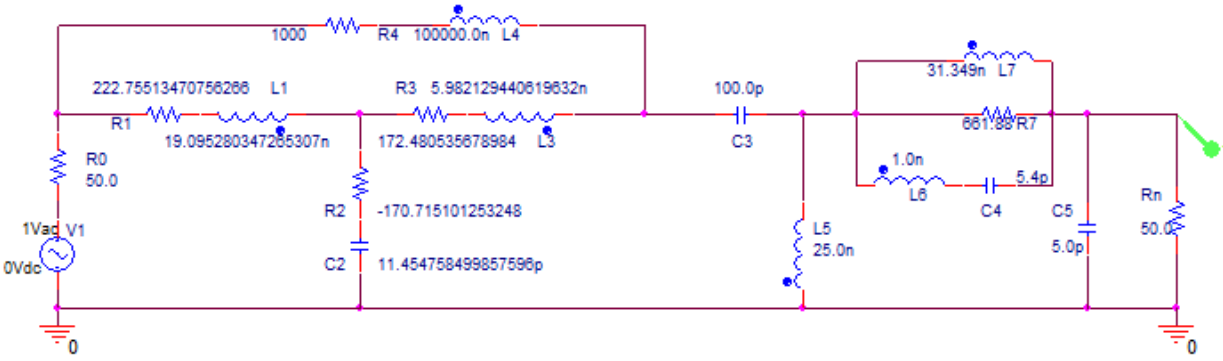



Рисунок 13. Эквивалентная схема исследуемого АФМ (рисунок 9).

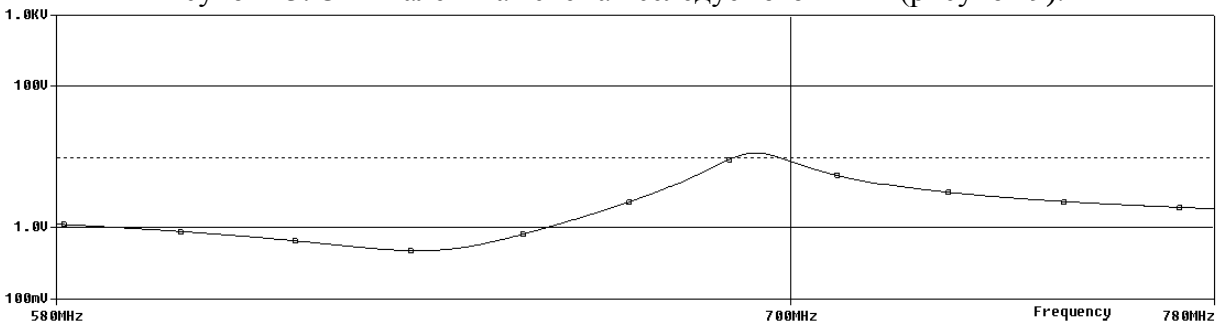



Рисунок 14а. АЧХ эквивалентной схемы (рисунок 13) в одном из состояний исследуемого АФМ (рисунок 9), полученная в системе «OrCad».

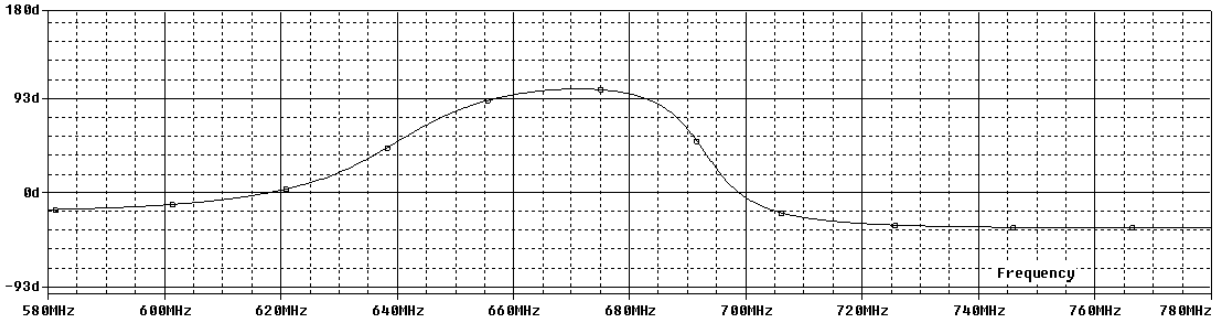



Рисунок 14б. ФЧХ эквивалентной схемы (рисунок 13) в одном из состояний исследуемого АФМ (рисунок 9), полученная в системе «OrCad».

На рисунках 14-19 представлена схема АФМ с параллельной по току обратной связью и её характеристики.

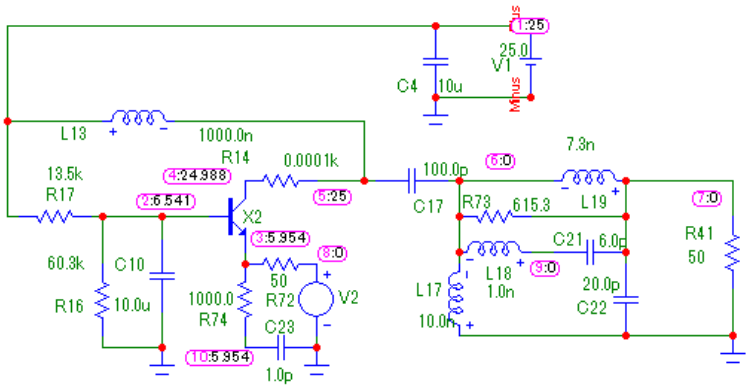



Рисунок 14. Принципиальная схема амплитудно-фазового модулятора с параллельной по току обратной связью, исследуемая в системе «MicroCap».

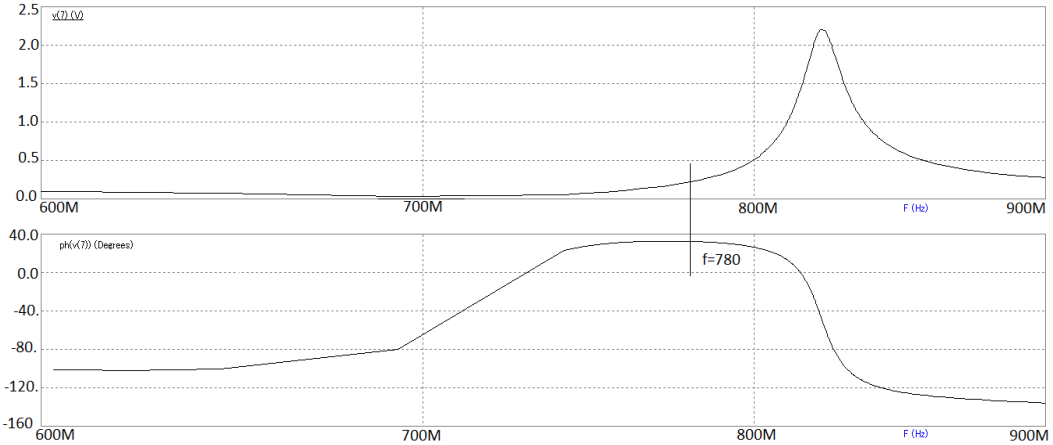



Рисунок 15. Зависимости модуля (а) и фазы (б) передаточной функции АФМ (рисунок 14) от частоты (АЧХ и ФЧХ) при напряжении питания нелинейного элемента $U = 25.0$ В).

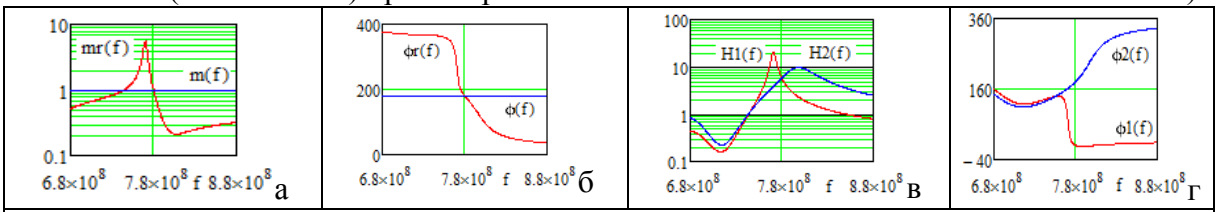



Рисунок 16. Типичные теоретические зависимости отношения модулей (а) и разности фаз (б) передаточной функции АФМ (рисунок 14) в двух состояниях от частоты и зависимости модулей (в) и фаз (г) передаточной функции этого АФМ от частоты в двух состояниях, характеризуемых двумя напряжениями питания нелинейного элемента

($U_1 = 3.0$ В; $U_2 = 25.0$ В), полученные в системе «MathCad» для случая $m = 1.0$, $\varphi = 180$ град. на частоте $f = 780$ мГц (1).

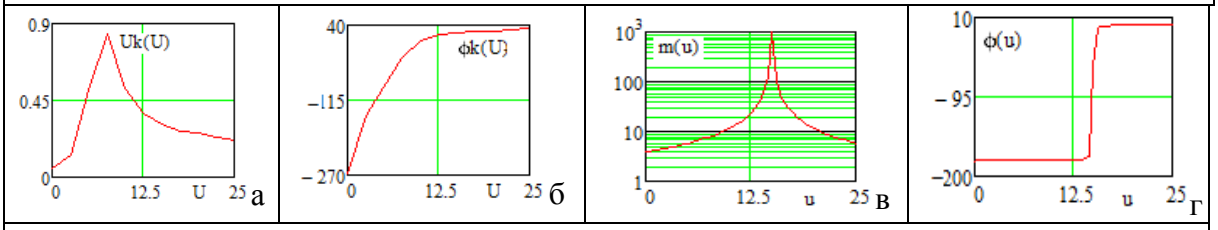



Рисунок 17. Зависимости модуля (а,в) и фазы (б,г) передаточной функции АФМ с параллельной по напряжению обратной связью (рисунок 14) от напряжения ($U$ ,В) питания нелинейного элемента (амплитудная и фазовая модуляционные характеристики) на частоте $f = 780$ мГц, (а,б)-экспериментальные (получены в системе «MicroCap»); (в,г)-расчётные (получены в системе «MathCad»).

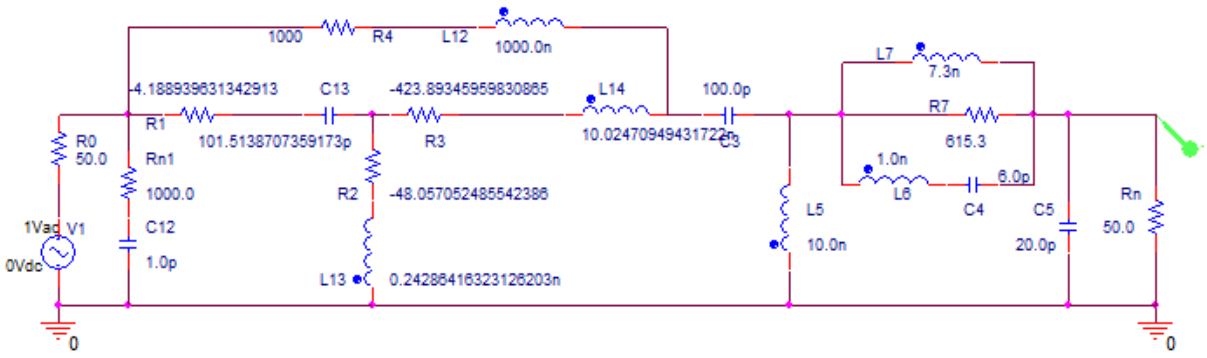



Рисунок 18. Эквивалентная схема исследуемого АФМ (рисунок 14).

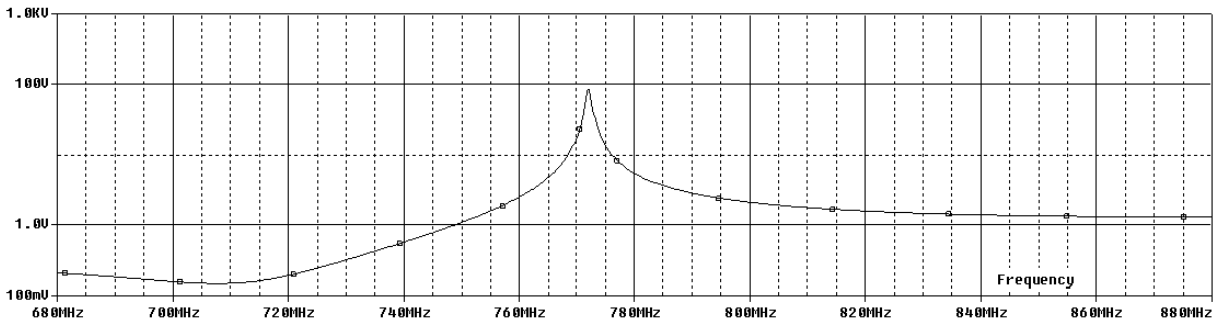



Рисунок 19а. АЧХ эквивалентной схемы (рисунок 18) в одном из состояний исследуемого АФМ (рисунок 14), полученная в системе «OrCad».

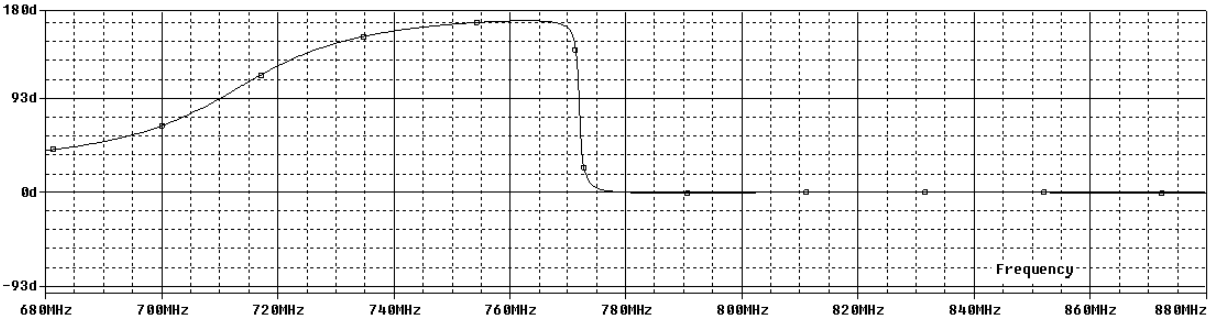



Рисунок 19б. ФЧХ эквивалентной схемы (рисунок 18) в одном из состояний исследуемого АФМ (рисунок 14), полученная в системе «OrCad».

Анализ показывает, что теоретические и экспериментальные частотные характеристики удовлетворительно совпадают. Некоторые различия теоретических и экспериментальных амплитудных и фазовых модуляционных характеристик можно объяснить тем, что полная зависимость элементов матрицы параметров используемого нелинейного элемента от амплитуды управляющего низкочастотного сигнала специально не исследовалась, а в расчётах априори была выбрана линейной. Установлено, что изменение амплитуды и фазы передаточной функции исследуемых вариантов АФМ на заданной частоте от изменения амплитуды управляющего сигнала на нелинейном элементе происходит при одновременном изменении резонансной частоты устройства.

Полученные результаты могут быть использованы специалистами, занимающимися проектированием не только амплитудно-фазовых модуляторов, но и амплитудно-фазовых манипуляторов высокочастотных колебаний и других радиотехнических устройств.

## Литература


1. Головков А.А. Михайлов Г.Д. Синтез плоскослоистой среды, усиливающей отраженную электромагнитную волну. Радиотехника и электроника. 1984. №3. С.579-585.
2. Головков А.А. Синтез амплитудных и фазовых манипуляторов отраженного сигнала на резистивных элементах с сосредоточенными параметрами. Радиотехника и электроника. 1992. №9. С. 1616-1622.
3. Головков А.А., Минаков В.Г. Синтез согласующе – фильтрующих устройств амплитудно-фазовых манипуляторов при включении управляемого элемента последовательно источнику сигнала. Телекоммуникации, №3, 2005. С. 33-37.
4. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез амплитудно-фазовых модуляторов с различными вариантами включения нелинейного элемента относительно резистивного четырёхполюсника //. Радиотехника и электроника, 2013. №8, стр. 609-618.
5. Головков А.А., Семёнов А. А. Математическое и схемотехническое моделирование амплитудно-фазовых модуляторов с использованием резистивного согласующего устройства при последовательном соединении трёхполюсного нелинейного элемента и цепи обратной связи. Нелинейный мир. №6, т.11, 2013, с. 417-422.
6. Гуревич И.В. Основы расчета радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975, 368 с.
7. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. М.: Гардарики, 2002, 638с.

**Сведения об авторах:**

**Головков Александр Афанасьевич**: родился 18 мая 1953 г. Окончил ВГУ в 1979г. Область научных интересов: способы и средства формирования и обработки сигналов, приёма, передачи, защиты и разрушения информации. КТН (1986), Доктор технических наук (1997), профессор (2002), Заслуженный изобретатель РФ, профессор кафедры авиационных систем и комплексов радионавигации и радиосвязи Военного учебно-научного центра военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж) (Military Educational and Scientific Center of the Air Force «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)), сокр. название организации: ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)) »);

**Дружинина Наталия Александровна**: родилась 26 апреля 1988 г. Окончила ВИВТ в 2009г. и ВГТУ в 2014г. Область научных интересов: способы и средства формирования и обработки сигналов, приёма, передачи, защиты и разрушения информации. Электроник кафедры радиотехники и антенно-фидерных устройств Военного учебно-научного центра военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж) (Military Educational and Scientific Center of the Air Force «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)), сокр. название организации: ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)) »); Электронный адрес: vvs_vva_dna@bk.ru.

УДК 621.396.66

# МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МОДУЛЯТОРОВ С ВАРИАНТАМИ ВКЛЮЧЕНИЯ НЕЛИНЕЙНОГО ЭЛЕМЕНТА И РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ ВНЕШНЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ ПЕРЕД НАГРУЗКОЙ

А.А. Головков, Н.А. Дружинина

Определены взаимосвязи между элементами классической матрицы передачи комплексных четырёхполюсников и зависимости сопротивлений комплексных двухполюсников типовых схем четырёхполюсников от частоты, оптимальные по критерию обеспечения заданных зависимостей отношения модулей и разности фаз передаточных функций модуляторов в двух состояниях от частоты. Разработаны математические модели квазиоптимальных двухполюсников, реализующих указанные характеристики в ограниченной полосе частот. Показано удовлетворительное совпадение математических расчётов и результатов схемотехнического моделирования исследуемых устройств.

*Ключевые слова: отношение модулей и разность фаз передаточных функций в двух состояниях.*

# MATHEMATICAL AND GENERAL-CIRCUIT SIMULATION OF AMPLITUDE-PHASE MODULATORS WITH OPTIONS TO CONNECT NON-LINEAR ELEMENT AND VARIOUS TYPES OF EXTERNAL FEEDBACK BEFORE LOADING

A.A. Golovkov, N.A. Druzhinina

There were defined relationships between the elements of classical matrix for transfer of integrated four-pole devices and impedance-versus-frequency dependences of integrated two-terminals within standard four-pole networks, to be optimal by the criterion to provide the preset module relations and phase difference for modulator transfer functions in two states versus frequency. There were developed mathematical models of quasi-optimal two-terminals to implement the specified characteristics in limited bandwidth. Mathematical calculations and results of general-circuit simulation of the devices being studied proved satisfactory coincidence.

*Keywords: relation of modules and phase difference of transfer functions in two states*

Анализ известной литературы показывает, что в настоящее время известны алгоритмы параметрического синтеза согласующих реактивных и резистивных четырёхполюсников с сосредоточенными и распределёнными параметрами, оптимальных по критерию обеспечения заданных зависимостей отношения $m$ и разности фаз $\varphi$ передаточных функций $H$ амплитудно-фазовых модуляторов (АФМ) в двух состояниях управляемого нелинейного элемента, характеризуемых двумя уровнями амплитуды низкочастотного управляющего сигнала [1-5], от частоты. Алгоритмы параметрического синтеза согласующих комплексных четырёхполюсников (КЧ) для вариантов АФМ (рисунки 1а-1г), характеризуемых местом включения КЧ между источником сигнала и узлом, содержащим нелинейный элемент и различные типы внешней обратной связи, в настоящее время отсутствуют. Целесообразность осуществляемой в данной работе попытки решения задач определения минимального

количества и значений параметров КЧ этих вариантов АФМ состоит в отличии границ их областей физической реализуемости в пространстве исходных данных от областей физической реализуемости известных вариантов построения АФМ.

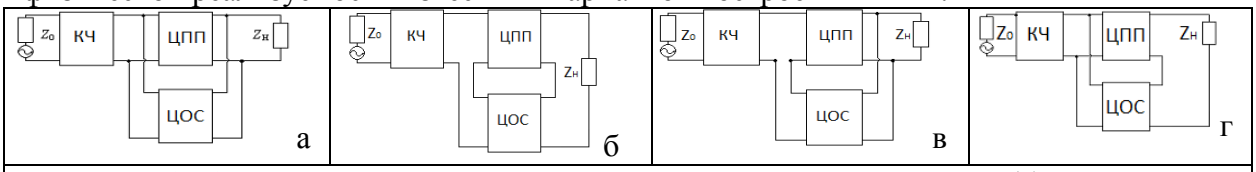



Рисунок 1. Структурные схемы АФМ с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) цепями обратной связи и согласующим КЧ.

При этом указанный критерий записывается следующим образом (аргументы опущены):

$$H^{I} = m(\cos\varphi + \mathrm{j}\sin\varphi)\,\mathrm{H}^{II}. \qquad (1)$$

Предполагается, что частотные характеристики цепи прямой передачи (ЦПП), цепи обратной связи (ЦОС), сопротивления источника сигнала $z_0$ и нагрузки $z_н$ известны (рисунки 1а-1г).

В соответствии с рекомендациям по использованию различных матриц параметров для описания соответствующих соединений четырёхполюсников [5] передаточную функцию для структуры АФМ с параллельной по напряжению ЦОС, показанной на рисунке 1а, можно получить в следующем виде:

$$H^{I,II} = \frac{Y_{21}^{I,II}\,\mathrm{z}_н}{[(\alpha+\gamma\,\mathrm{z}_0)(1-Y_{22}^{I,II}\,\mathrm{z}_н)+(\mathrm{z}_0+\beta)(\mathrm{Y}_{11}^{I,II}-\mathrm{z}_н\left|Y^{I,II}\right|)]\mathrm{d}}, \qquad (2)$$

где $Y_{11}^{I,II} = y_{11}^{I,II} + y_{11}^{OC}$; $Y_{12}^{I,II} = y_{12}^{I,II} + y_{12}^{OC}$; $Y_{21}^{I,II} = y_{21}^{I,II} + y_{21}^{OC}$; $Y_{22}^{I,II} = y_{22}^{I,II} + y_{22}^{OC}$;

$\left|Y^{I,II}\right| = Y_{11}^{I,II}Y_{22}^{I,II} - Y_{12}^{I,II}Y_{21}^{I,II}$;

$\alpha = \frac{a}{d}; \beta = \frac{b}{d}; \gamma = \frac{c}{d}$; $a, b, c, d$ - комплексные элементы классической матрицы передачи КЧ; $y_{11}^{I,II}, y_{12}^{I,II}, y_{21}^{I,II}, y_{22}^{I,II}$ - известные зависимости элементов матрицы проводимостей ЦПП (одиночного трёхполюсного нелинейного элемента или микросхемы) от частоты в двух состояниях; $y_{11}^{OC}, y_{12}^{OC}, y_{21}^{OC}, y_{22}^{OC}$ - известные зависимости элементов матрицы проводимостей ЦОС от частоты.

Подставим (2) в (1). Получим комплексное уравнение, решение которого приводит к взаимосвязи элементов классической матрицы передачи КЧ, оптимальной по критерию (1):

$$\alpha = (z_0 + \beta)B - \gamma z_0, \qquad (3)$$

где $B = \frac{z_н(Y_{21}^{I}\left|Y^{II}\right| - \mathrm{M}\,Y_{21}^{II}\left|Y^{I}\right|) - Y_{21}^{I}Y_{11}^{II} + MY_{21}^{II}Y_{11}^{I}}{Y_{21}^{I} - MY_{21}^{II} - z_н(Y_{21}^{I}Y_{22}^{II} - \mathrm{M}\,Y_{22}^{I}Y_{21}^{II})}$; $M = m(\cos\varphi + \mathrm{j}\sin\varphi)$.

Физический смысл коэффициента $B$ состоит в том, что по размерности и величине он совпадает с выходной проводимостью КЧ, оптимальной по критерию (1):

$$Y_{вых} = \frac{\alpha + \gamma z_0}{z_0 + \beta} = B. \qquad (4)$$

Таким образом, для обеспечения (1) необходимо реализовать взаимосвязь (3), которая означает специальное требование к выходной проводимости КЧ (4).Этот вывод справедлив для всех вариантов (рисунок 1).

При использовании последовательной по току ЦОС (рисунок 1б) передаточную функцию в двух состояниях и коэффициент $B$ для (3) удобно представить следующим образом:

$$H^{I,II}=\frac{Z_{21}^{I,II}\,\mathrm{z}_н}{[(\mathrm{z}_н-\mathrm{Z}_{22}^{I,II})(\mathrm{z}_0+\beta)-(\alpha+\gamma\,\mathrm{z}_0)(\left|Z^{I,II}\right|-Z_{11}^{I,II}\,\mathrm{z}_н)]\mathrm{d}};\ B=\frac{Z_{21}^{I}Z_{22}^{II}-MZ_{21}^{II}Z_{22}^{I}-\mathrm{z}_н(\mathrm{Z}_{21}^{I}-\mathrm{MZ}_{21}^{II})}{\mathrm{z}_н(\mathrm{Z}_{21}^{I}Z_{11}^{II}-\mathrm{MZ}_{11}^{I}Z_{21}^{II})-Z_{21}^{I}\left|Z^{II}\right|+MZ_{21}^{II}\left|Z^{I}\right|},\qquad(5)$$

где $Z_{11}^{I,II}=z_{11}^{I,II}+z_{11}^{OC};\quad Z_{12}^{I,II}=z_{12}^{I,II}+z_{12}^{OC};\quad Z_{21}^{I,II}=z_{21}^{I,II}+z_{21}^{OC};\quad Z_{22}^{I,II}=z_{22}^{I,II}+z_{22}^{OC};$

$\left|Z^{I,II}\right|=Z_{11}^{I,II}Z_{22}^{I,II}-Z_{12}^{I,II}Z_{21}^{I,II};\ Z_{11}^{I,II},Z_{12}^{I,II},Z_{21}^{I,II},Z_{22}^{I,II}$ - известные зависимости элементов матрицы сопротивлений ЦПП от частоты в двух состояниях; $z_{11}^{OC},z_{12}^{OC},z_{21}^{OC},z_{22}^{OC}$ - известные зависимости элементов матрицы сопротивлений ЦОС от частоты.

При использовании последовательной по напряжению обратной связи (рисунок 1в) передаточная функция в двух состояниях и коэффициент $B$ для (3) имеют вид:

$$H^{I,II}=\frac{H_{21}^{I,II}\,\mathrm{z}_н}{[(\alpha+\gamma\,\mathrm{z}_0)(H_{11}^{I,II}-\mathrm{z}_н\left|H^{I,II}\right|)+(\mathrm{z}_0+\beta)(1-\mathrm{z}_н\mathrm{H}_{22}^{I,II})]\mathrm{d}};$$

$$B=\frac{\mathrm{H}_{21}^{I}-MH_{21}^{II}-\mathrm{z}_н(\mathrm{H}_{21}^{I}H_{22}^{II}-MH_{21}^{II}H_{22}^{I})}{\mathrm{z}_н(H_{21}^{I}\left|H^{II}\right|-MH_{21}^{II}\left|H^{I}\right|)-H_{21}^{I}H_{11}^{II}+\mathrm{MH}_{11}^{I}H_{21}^{II}},\qquad(6)$$

где $H_{11}^{I,II}=h_{11}^{I,II}+h_{11}^{OC};\ H_{12}^{I,II}=h_{12}^{I,II}+h_{12}^{OC};\ H_{21}^{I,II}=h_{21}^{I,II}+h_{21}^{OC};\ H_{22}^{I,II}=h_{22}^{I,II}+h_{22}^{OC};$

$\left|H^{I,II}\right|=H_{11}^{I,II}H_{22}^{I,II}-H_{12}^{I,II}H_{21}^{I,II};$

$h_{11}^{I,II},h_{12}^{I,II},h_{21}^{I,II},h_{22}^{I,II}$ - известные зависимости элементов смешанной матрицы $H$ ЦПП от частоты в двух состояниях; $h_{11}^{OC},h_{12}^{OC},h_{21}^{OC},h_{22}^{OC}$ - известные зависимости элементов смешанной матрицы $H$ ЦОС от частоты.

Передаточная функция АФМ в двух состояниях и коэффициент $B$ для (3) при использовании параллельной по току обратной связи (рисунок 1г):

$$H^{I,II}=\frac{F_{21}^{I,II}\,\mathrm{z}_н}{[(\alpha+\gamma\,\mathrm{z}_0)(\mathrm{z}_н-\mathrm{F}_{22}^{I,II})+(\mathrm{z}_0+\beta)(\mathrm{z}_н F_{11}^{I,II}-\left|F^{I,II}\right|)]\mathrm{d}};$$

$$B=\frac{\mathrm{z}_н(\mathrm{F}_{21}^{I}F_{11}^{II}-MF_{11}^{I}F_{21}^{II})-\mathrm{F}_{21}^{I}\left|F^{II}\right|+MF_{21}^{II}\left|F^{I}\right|}{F_{21}^{I}F_{22}^{II}-\mathrm{MF}_{22}^{I}F_{21}^{II}-\mathrm{z}_н(F_{21}^{I}-MF_{21}^{II})},\quad(7)$$

где $F_{11}^{I,II}=f_{11}^{I,II}+f_{11}^{OC};\ F_{12}^{I,II}=f_{12}^{I,II}+f_{12}^{OC};\ F_{21}^{I,II}=f_{21}^{I,II}+f_{21}^{OC};\ F_{22}^{I,II}=f_{22}^{I,II}+f_{22}^{OC};$

$\left|F^{I,II}\right|=F_{11}^{I,II}F_{22}^{I,II}-F_{12}^{I,II}F_{21}^{I,II};$

$f_{11}^{I,II},f_{12}^{I,II},f_{21}^{I,II},f_{22}^{I,II}$ - известные зависимости элементов смешанной матрицы $F$ ЦПП от частоты в двух состояниях; $f_{11}^{OC},f_{12}^{OC},f_{21}^{OC},f_{22}^{OC}$ - известные зависимости элементов смешанной матрицы $F$ ЦОС от частоты.

Полученные взаимосвязи (3) между элементами классической матрицы передачи можно использовать как исходные уравнения для определения зависимостей сопротивлений двухполюсников типовых схем КЧ от частоты, оптимальных по критерию (1). В данной статье в качестве примера приводятся решения таких уравнений для 11-ти типовых схем КЧ.

Одиночное последовательно включённое сопротивление:

$$z=\frac{1}{B}-\mathrm{z}_0.\qquad(8)$$

Одиночное параллельно включённое сопротивление:

$$z=\frac{\mathrm{z}_0}{B\mathrm{z}_0-1}.\qquad(9)$$

Г-образное звено:

$$z_1 = \frac{z_0(1-Bz_2)}{B(z_0+z_2)-1};\ z_2 = \frac{1}{B} - \frac{z_1 z_0}{z_1+z_0}. \qquad (10)$$

Обратное Г-образное звено:

$$z_1 = \frac{z_2}{Bz_2-1} - z_0;\ z_2 = \frac{z_1+z_0}{B(z_1+z_0)-1}. \qquad (11)$$

Т-образное звено:

$$z_1 = \frac{z_2(1-\mathrm{B}z_3)}{B(z_2+z_3)-1} - z_0;\ z_2 = \frac{(1-Bz_3)(z_1+z_0)}{B(z_1+z_3+z_0)-1};\ z_3 = \frac{1}{B} - \frac{z_2(z_1+z_0)}{z_1+z_2+z_0}. \qquad (12)$$

П-образное звено:

$$z_1 = \frac{z_0(z_2+z_3-Bz_2z_3)}{z_2+z_3+z_0-Bz_3(z_2+z_0)};\ z_2 = \frac{z_0(z_1+z_3-Bz_1z_3)+z_1z_3}{(Bz_3-1)(z_1+z_0)};\ z_3 = \frac{z_1z_2+z_0(z_1+z_2)}{[z_1z_2+z_0(z_1+z_2)]B-z_1-z_0}. \qquad (13)$$

Мостовая схема:

$$z_1 = \frac{z_2(1-\mathrm{B}z_0)+2z_0}{B(2z_2+z_0)-1};\ z_2 = \frac{z_1(1-\mathrm{B}z_0)+2z_0}{B(2z_1+z_0)-1}\ . \qquad (14)$$

Перекрытое Т-образное звено:

$$z_1 = \frac{Bz_3z_4(z_2+z_0)+[z_0(\mathrm{B}z_2-1)-z_2](z_3+z_4)}{[1-\mathrm{B}(z_4+z_0)](z_2+z_3)+z_4+z_0};\ z_2 = \frac{[z_4(z_1+z_0)+z_1z_0](\mathrm{B}z_3-1)-z_3(z_1+z_0)}{(1-\mathrm{B}z_0)](z_1+z_3+z_4)-\mathrm{B}z_4(z_1+z_3)};$$

$$z_3 = \frac{(1-\mathrm{B}z_2)[z_1z_4+z_0(z_1+z_4)]+z_2(z_1+z_4)}{\mathrm{B}(z_1+z_2)z_0+(\mathrm{B}z_4-1)(z_1+z_2+z_0)};\ z_4 = \frac{[z_2(z_1+z_3)+z_1z_3](1-\mathrm{B}z_0)+z_0(z_1+z_3)}{(\mathrm{B}z_3-1)(z_1+z_2+z_0)+\mathrm{B}z_2(z_1+z_0)}. \qquad (15)$$

Два Г-образных звена:

$$z_1 = \frac{z_0\{B[z_2(z_3+z_4)+z_3z_4]-z_2-z_3\}}{[1-\mathrm{B}(z_3+z_4)](z_2+z_0)-z_3(Bz_4-1)};\ z_2 = \frac{z_1z_3[\mathrm{B}(z_4+z_0)-1]+z_0(Bz_4-1)(z_1+z_3)}{(z_1+z_0)[1-B(z_3+z_4)]};$$

$$z_3 = \frac{(1-\mathrm{B}z_4)[z_1z_2+z_0(z_1+z_2)]}{[\mathrm{B}(z_2+z_4)-1](z_1+z_0)+\mathrm{B}z_1z_0};\ z_4 = \frac{1}{B} - \frac{z_3[z_1z_2+z_0(z_1+z_2)]}{(z_1+z_0)(z_2+z_3)+z_1z_0}. \qquad (16)$$

Два обратных Г-образных звена:

$$z_1 = \frac{(\mathrm{B}z_4-1)[z_2z_0+z_3(z_2+z_0)]-z_4(z_2+z_0)}{(1-\mathrm{B}z_4)(z_2+z_3)+z_4};\ z_2 = \frac{(z_1+z_0)(z_3+z_4-Bz_3z_4)}{(\mathrm{B}z_4-1)(z_1+z_3+z_0)-z_4};$$

$$z_3 = \frac{(z_2+z_4-\mathrm{B}z_2z_4)(z_1+z_0)+z_2z_4}{(\mathrm{B}z_4-1)(z_1+z_2+z_0)};\ z_4 = \frac{(z_1+z_0)(z_2+z_3)+z_2z_3}{(\mathrm{B}z_3-1)(z_1+z_2+z_0)+\mathrm{B}z_2(z_1+z_0)}. \qquad (17)$$

Каскадно-соединённые Г-образное и П-образное звенья:

$$z_1 = \frac{z_0\{(1-Bz_5)[z_2z_3+z_4(z_2+z_3)]+z_5(z_2+z_3)\}}{(Bz_5-1)[(z_3+z_4)(z_2+z_0)+z_3z_4]-z_5(z_2+z_3+z_0)};$$

$$z_2 = \frac{[z_0z_1(z_3+z_4)+z_3z_4(z_0+z_1)](\mathrm{B}z_5-1)-z_5[z_1z_3+z_0(z_1+z_3)]}{(z_1+z_0)[(1-\mathrm{B}z_5)(z_3+z_4)+z_5]};$$

$$z_3 = \frac{[z_1z_2+z_0(z_1+z_2)](z_4+z_5-Bz_4z_5)}{[(z_1+z_0)(z_2+z_4)+z_1z_0](\mathrm{B}z_5-1)-z_5(z_1+z_0)};$$

$$z_4 = \frac{z_5[(z_1+z_0)(z_2+z_3)+z_1z_0]-z_3(Bz_5-1)[z_0(z_1+z_2)+z_1z_2]}{(Bz_5-1)[(z_1+z_0)(z_2+z_3)+z_1z_0]};$$

$$z_5 = \frac{(z_1+z_0)[z_2(z_3+z_4)+z_3z_4]+z_1z_0(z_3+z_4)}{\{\mathrm{B}[z_2(z_3+z_4)+z_3z_4]-z_2-z_3\}(z_1+z_0)+z_1z_0[\mathrm{B}(z_3+z_4)-1]}. \qquad (18)$$

В выбранном базисе $R, L, C$ областями физической реализуемости оптимальных частотных характеристик (8) - (18) являются области изменения исходных данных, в пре-

делах которых действительные части (8) - (18) являются положительными. Границы этих областей физической реализуемости описывают годографы на диаграмме Смита [7], подобные годографам, полученным им для согласующих по критерию обеспечения минимума отражённого сигнала устройств, и расширяют представления о процессах формирования высокочастотных сигналов с АФМ с учётом физической реализуемости заданных значений глубины амплитудной модуляции и девиации фазы выходного высокочастотного сигнала.

Реализация оптимальных частотных характеристик комплексных двухполюсников КЧ типа (8) - (18) возможна с помощью обобщённых квазиоптимальных реактивных двухполюсников (рисунок 2).

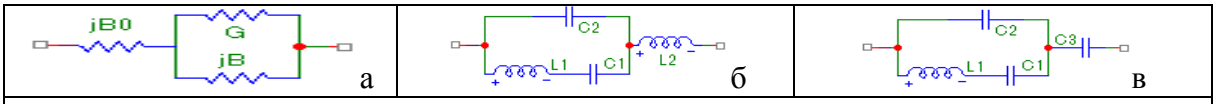



Рисунок 2. Примеры обобщённого квазиоптимального комплексного двухполюсника (а), содержащего вспомогательные обобщённые реактивные двухполюсники с проводимостями $jB_0$ и $jB$, и реализации $jB_0$ и $jB$ (б), (в).

Пусть требуется определить зависимости проводимостей $jB_0$ и $jB$ реактивных вспомогательных двухполюсников от частоты, оптимальные по критерию обеспечения заданной зависимости комплексного сопротивления $z = r + jx$ от частоты всего обобщённого двухполюсника. При использовании схем реализации $jB_0$ и $jB$, показанных на рисунке 2, в интересах сокращения объёма вычислений целесообразно перейти к оптимальной зависимости проводимости от частоты:

$$y = \tau + j\nu = \frac{1}{r + jx} = \frac{r}{r^2 + x^2} + j\frac{-x}{r^2 + x^2} \qquad (19)$$

Приравняем оптимальную зависимость комплексной проводимости $y = \tau + j\nu$ от частоты зависимости проводимости комплексного реального двухполюсника (рисунок 2а) от частоты:

$$y = \tau + j\nu = \frac{jB_0(G + jB)}{G + j(B_0 + B)}. \qquad (20)$$

После разделения в (20) действительной и мнимой частей получим систему двух уравнений, решение которой имеет вид:

$$B = \frac{\pm\sqrt{\tau\,\mathrm{G}(\tau^2 + \nu^2 - \tau\,\mathrm{G})}}{\tau};\quad B_0 = \frac{G\nu \pm \sqrt{\tau\,\mathrm{G}(\tau^2 + \nu^2 - \tau\,\mathrm{G})}}{G - \tau}. \qquad (21)$$

Если квазиоптимальный вспомогательный реактивный двухполюсник выполнен в виде последовательного соединения индуктивности $L_2$ и параллельно соединённых последовательного контура $L_1, C_1$ и ёмкости $C_2$ (рисунок 2б), то исходная система уравнений имеет вид:

$$\frac{\left(\frac{\omega_n C_1}{1 - \omega_n^2 L_1 C_1} + \omega_n C_2\right)\left(\frac{-1}{\omega_n L_2}\right)}{\frac{\omega_n C_1}{1 - \omega_n^2 L_1 C_1} + \frac{-1}{\omega_n L_2} + \omega_n C_2} = b_n;\ n = 1,2,3,4;\ \omega_n = 2\pi f_n, \qquad (22)$$

где $b_n$ - заданные значения реактивных проводимостей, совпадающие со значениями $B$ или $B_0$ на частотах $f_n$.

Решение (22) для двух частот интерполяции:

$$L_1 = \frac{L_2 b_1 b_2 (\omega_1^2 - \omega_2^2) + \omega_1 b_2 - \omega_2 b_1}{(\omega_2^2 - \omega_1^2)[\mathrm{C}_2\,\omega_1(\mathrm{L}_2\,\omega_1 b_1 + 1) - b_1][\mathrm{C}_2\,\omega_2(\mathrm{L}_2\,\omega_2 b_2 + 1) - b_2]}.$$

$$C_1 = \frac{(\omega_1^2 - \omega_2^2)[\mathrm{C}_2\,\omega_1(\mathrm{L}_2\,\omega_1 b_1 + 1) - b_1][\mathrm{C}_2\,\omega_2(\mathrm{L}_2\,\omega_2 b_2 + 1) - b_2]}{[\omega_1\omega_2(\omega_2^2 - \omega_1^2) + L_2^2\omega_1^2\omega_2^2(\omega_2^2 - \omega_1^2)\mathrm{b}_1 b_2 + L_2\omega_1\omega_2(\omega_2^2 - \omega_1^2)(\omega_1 b_1 + \omega_2 b_2)]\mathrm{C}_2 + \omega_1\omega_2(\omega_1 b_1 - \omega_2 b_2)}; \quad (23)$$

Дополнительная формула к (23) для трёх частот интерполяции:

$$C_2 = \frac{D_3}{A_3 L_2^2 + B_3 L_2 + C_3} = \frac{D_4}{A_4 L_2^2 + B_4 L_2 + C_4}, \quad (24)$$

где $\mathrm{A}_3 = b_1 b_2 b_3 (\omega_2^2 - \omega_1^2)(\omega_1^2 - \omega_3^2)(\omega_2^2 - \omega_3^2)$;

$B_3 = b_1 b_3 \omega_2 (\omega_3^2 - \omega_1^2)(\omega_1^2 - \omega_2^2 + \omega_3^2) + b_2 b_3 \omega_1 (\omega_2^2 - \omega_3^2)(\omega_2^2 - \omega_1^2 + \omega_3^2) + b_1 b_2 \omega_3 (\omega_1^2 - \omega_2^2)(\omega_1^2 + \omega_2^2 - \omega_3^2)$;

$C_3 = b_1\omega_2\omega_3(\omega_3^2 - \omega_2^2) + b_3\omega_1\omega_2(\omega_2^2 - \omega_1^2) + b_2\omega_1\omega_3(\omega_1^2 - \omega_3^2)$;

$D_3 = b_1 b_3 \omega_2 (\omega_3^2 - \omega_1^2) + b_1 b_2 \omega_3 (\omega_1^2 - \omega_2^2) + b_2 b_3 \omega_1 (\omega_2^2 - \omega_3^2)$;

$\mathrm{A}_4 = b_1 b_2 b_4 (\omega_2^2 - \omega_1^2)(\omega_1^2 - \omega_4^2)(\omega_2^2 - \omega_4^2)$;

$B_4 = b_1 b_4 \omega_2 (\omega_4^2 - \omega_1^2)(\omega_1^2 - \omega_2^2 + \omega_4^2) + b_2 b_4 \omega_1 (\omega_2^2 - \omega_4^2)(\omega_2^2 - \omega_1^2 + \omega_4^2) + b_1 b_2 \omega_4 (\omega_1^2 - \omega_2^2)(\omega_1^2 + \omega_2^2 - \omega_4^2)$;

$C_4 = b_1\omega_2\omega_4(\omega_4^2 - \omega_2^2) + b_4\omega_1\omega_2(\omega_2^2 - \omega_1^2) + b_2\omega_1\omega_4(\omega_1^2 - \omega_4^2)$;

$D_4 = b_1 b_4 \omega_2 (\omega_4^2 - \omega_1^2) + b_1 b_2 \omega_4 (\omega_1^2 - \omega_2^2) + b_2 b_4 \omega_1 (\omega_2^2 - \omega_4^2)$.

Дополнительная формула к (23) и (24) для четырёх частот интерполяции:

$$L_2 = \frac{(\mathrm{D}_3\mathrm{B}_4 - \mathrm{B}_3\mathrm{D}_4) \pm \sqrt{(\mathrm{D}_3\mathrm{B}_4 - \mathrm{B}_3\mathrm{D}_4)^2 - 4(\mathrm{C}_3\mathrm{D}_4 - \mathrm{D}_3 C_4)(\mathrm{A}_3\mathrm{D}_4 - \mathrm{D}_3 A_4)}}{2(\mathrm{A}_3\mathrm{D}_4 - \mathrm{D}_3 A_4)}. \quad (25)$$

Исходная система уравнений для отыскания параметров квазиоптимального вспомогательного реактивного двухполюсника в виде последовательного соединения ёмкости $C_3$ и параллельного соединённых последовательного контура $L_1, C_1$ и ёмкости $C_2$ (рисунок 2в):

$$\frac{\left(\frac{\omega_n C_1}{1 - \omega_n^2 L_1 C_1} + \omega_n C_2\right)\omega_n C_3}{\frac{\omega_n C_1}{1 - \omega_n^2 L_1 C_1} + \omega_n C_2 + \omega_n C_3} = b_n;\ n = 1, 2, 3, 4;\ \omega_n = 2\pi f_n. \quad (26)$$

Решение (26) для двух частот интерполяции:

$$L_1 = \frac{C_3^2(\omega_1 b_2 - \omega_2 b_1)}{(\omega_2^2 - \omega_1^2)[\mathrm{b}_1(\mathrm{C}_2 + C_3) - \omega_1 C_2 C_3][\mathrm{b}_2(\mathrm{C}_2 + C_3) - \omega_2 C_2 C_3]}.$$

$$C_1 = \frac{(\omega_2^2 - \omega_1^2)[\mathrm{b}_1(\mathrm{C}_2 + C_3) - \omega_1 C_2 C_3][\mathrm{b}_2(\mathrm{C}_2 + C_3) - \omega_2 C_2 C_3]}{[\omega_1\omega_2 C_2 C_3^2 + b_1 b_2(\mathrm{C}_2 + C_3) - C_2 C_3(\omega_1 b_2 + \omega_2 b_1)](\omega_1^2 - \omega_2^2) - C_3^2\omega_1\omega_2(\omega_1 b_1 - \omega_2 b_2)}; \quad (27)$$

Дополнительная формула к (27) для трёх частот интерполяции:

$$C_2 = \frac{A_3 C_3}{B_3 C_3 + C_{33}} = \frac{A_4 C_3}{B_4 C_3 + C_{34}}, \quad (28)$$

где $\mathrm{A}_3 = \omega_1 b_2 b_3 (\omega_2^2 - \omega_3^2) + \omega_2 b_1 b_3 (\omega_3^2 - \omega_1^2) + \omega_3 b_1 b_2 (\omega_1^2 - \omega_2^2)$;

$B_3 = b_1\omega_2\omega_3(\omega_3^2 - \omega_2^2) + b_2\omega_1\omega_3(\omega_1^2 - \omega_3^2) + b_3\omega_1\omega_2(\omega_2^2 - \omega_1^2)$;

$C_{33} = \omega_1 b_2 b_3 (\omega_3^2 - \omega_2^2) + \omega_2 b_1 b_3 (\omega_1^2 - \omega_3^2) + \omega_3 b_1 b_2 (\omega_2^2 - \omega_1^2)$;

$\mathrm{A}_4 = \omega_1 b_2 b_4 (\omega_2^2 - \omega_4^2) + \omega_2 b_1 b_4 (\omega_4^2 - \omega_1^2) + \omega_4 b_1 b_2 (\omega_1^2 - \omega_2^2)$;

$B_4 = b_1\omega_2\omega_4(\omega_4^2 - \omega_2^2) + b_2\omega_1\omega_4(\omega_1^2 - \omega_4^2) + b_4\omega_1\omega_2(\omega_2^2 - \omega_1^2)$;

$C_{34} = \omega_1 b_2 b_4 (\omega_4^2 - \omega_2^2) + \omega_2 b_1 b_4 (\omega_1^2 - \omega_4^2) + \omega_4 b_1 b_2 (\omega_2^2 - \omega_1^2)$.

Дополнительная формула к (27), (28) для четырёх частот интерполяции:

$$C_3 = \frac{C_{33}A_4 - A_3C_{34}}{A_3B_4 - B_3A_4}. \qquad (29)$$

В интересах апробации полученных результатов проведено схемотехническое моделирование синтезированных структурных схем. В качестве примера на рисунках 3-8 показаны схема АФМ с последовательной по току обратной связью и её характеристики. Зависимость элементов матрицы параметров используемого нелинейного элемента от амплитуды управляющего низкочастотного сигнала была выбрана линейной.

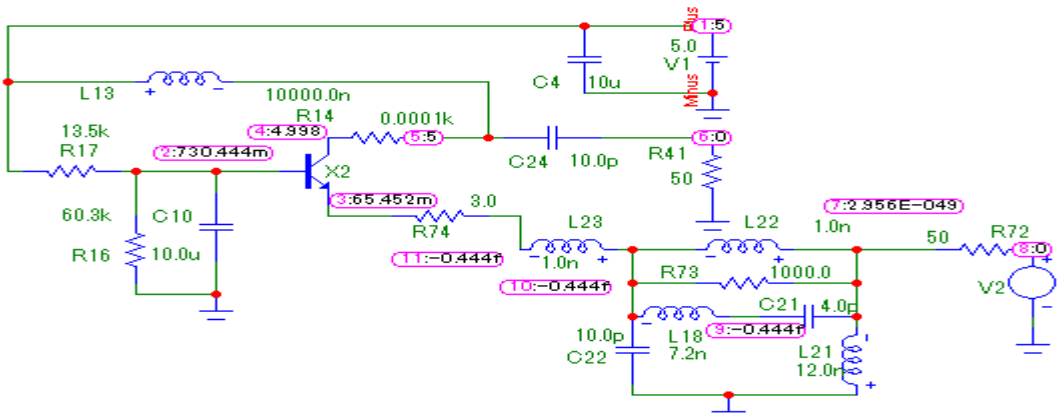



Рисунок 3. Принципиальная схема амплитудно-фазового модулятора с последовательной по току обратной связью, исследуемая в системе «MicroCap»

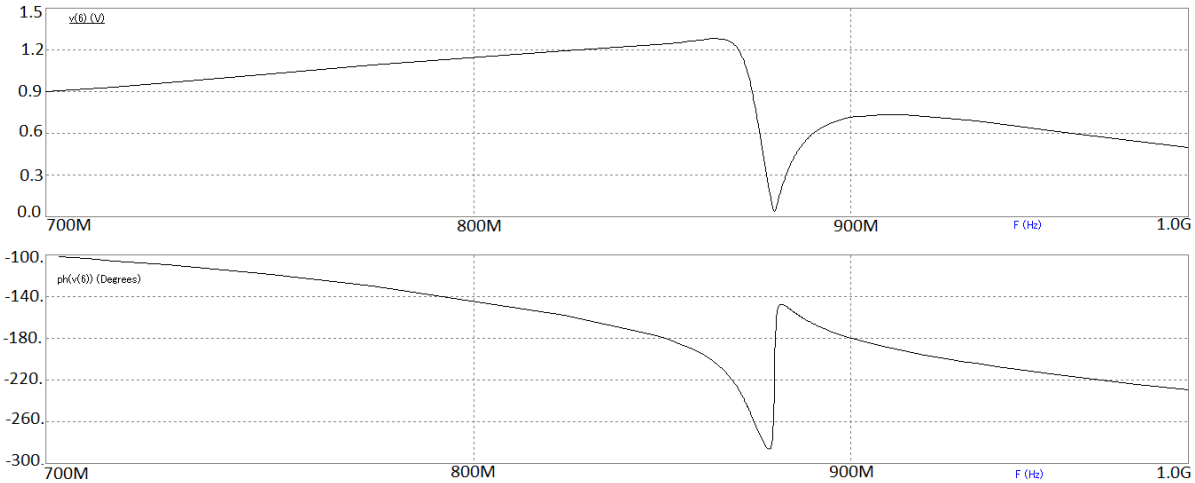



Рисунок 4. Зависимости модуля (а) и фазы (б) передаточной функции АФМ (рисунок 3) от частоты (АЧХ и ФЧХ) при напряжении питания нелинейного элемента $U = 4.0$ В).

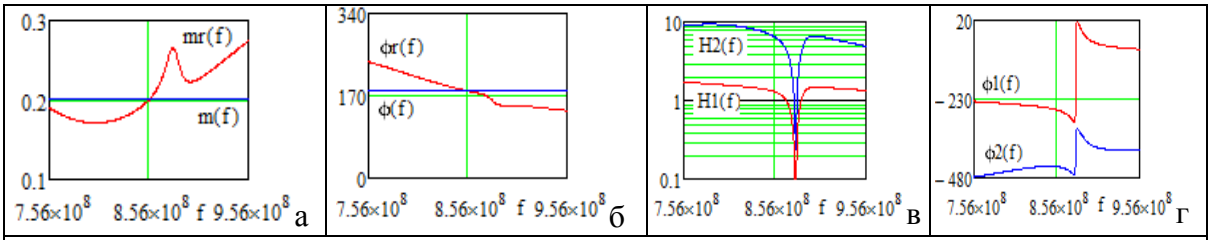



Рисунок 5. Типичные теоретические зависимости отношения модулей (а) и разности фаз (б) передаточной функции АФМ (рисунок 3) в двух состояниях от частоты и зависимости модулей (в) и фаз (г) передаточной функции этого АФМ от частоты в двух состояниях, характеризуемых двумя напряжениями питания нелинейного эле-

мента ($U_1 = 5.0$ В; $U_2 = 110.0$ В), полученные в системе «MathCad» для случая $m = 5.0$, $\varphi = 180$ град. на частоте $f = 856$ мГц.

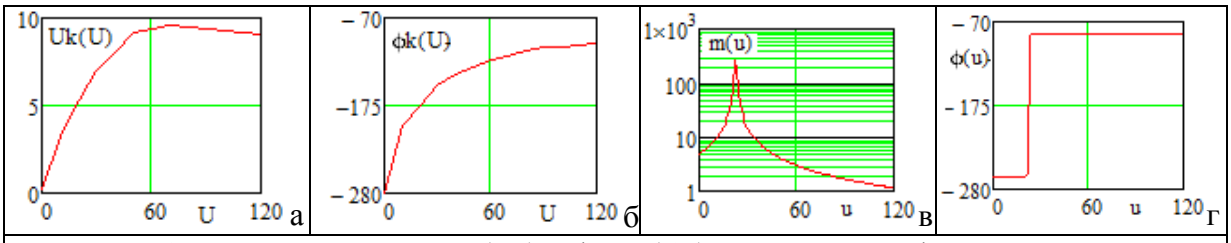



Рисунок 6. Зависимости модуля (а,в) и фазы (б,г) передаточной функции АФМ с последовательной по напряжению обратной связью (рисунок 3) от напряжения ($U$ ,В) питания нелинейного элемента (амплитудная и фазовая модуляционные характеристики) на частоте $f = 856$ мГц, (а,б) - экспериментальные (получены в системе «MicroCap»); (в,г)-расчётные (получены в системе «MathCad»).

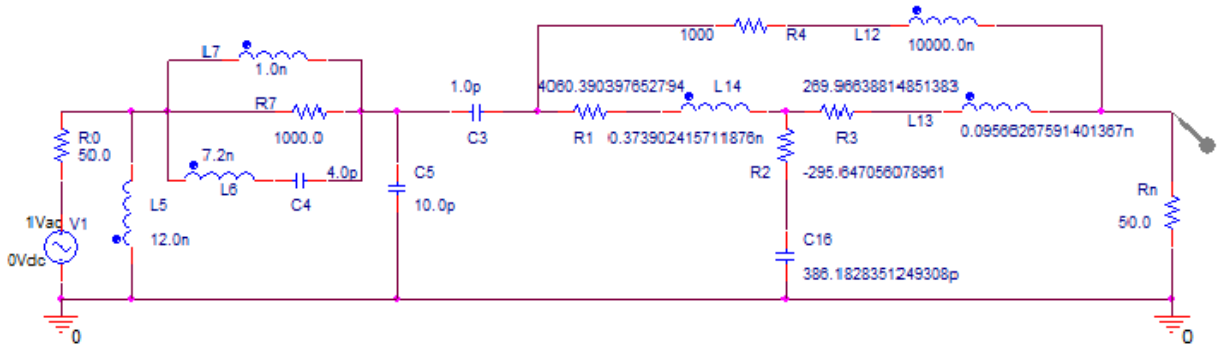



Рисунок 7. Эквивалентная схема исследуемого АФМ (рисунок 3).

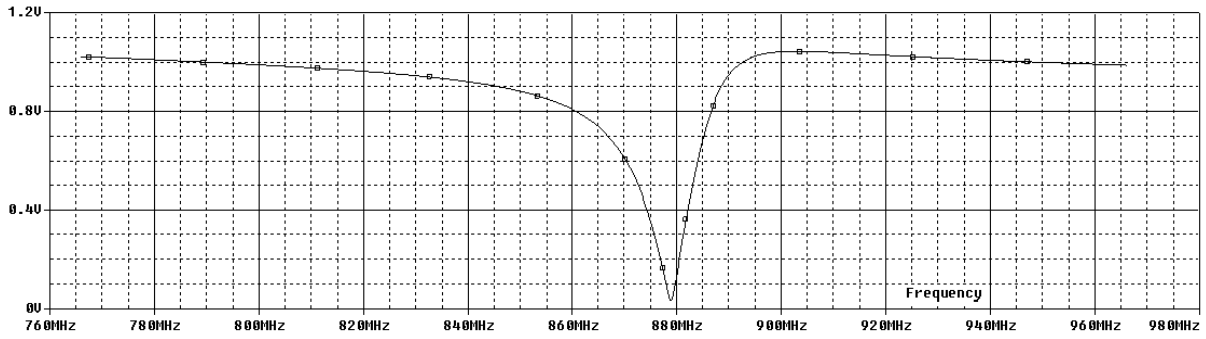



Рисунок 8а. АЧХ эквивалентной схемы (рисунок 7) в одном из состояний исследуемого АФМ (рисунок 3), полученная в системе «OrCad».

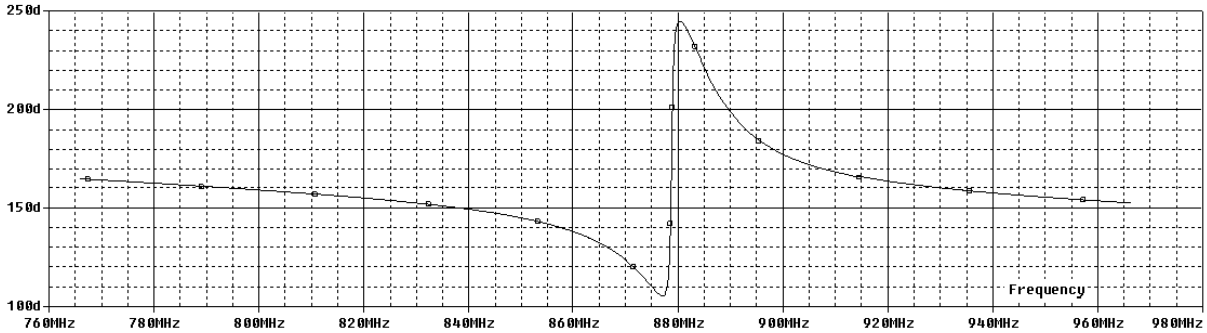



Рисунок 8б. ФЧХ эквивалентной схемы (рисунок 7) в одном из состояний исследуемого АФМ (рисунок 3), полученная в системе «OrCad».

На рисунках 9-14 показаны схема АФМ с последовательной по напряжению обратной связью и её характеристики.

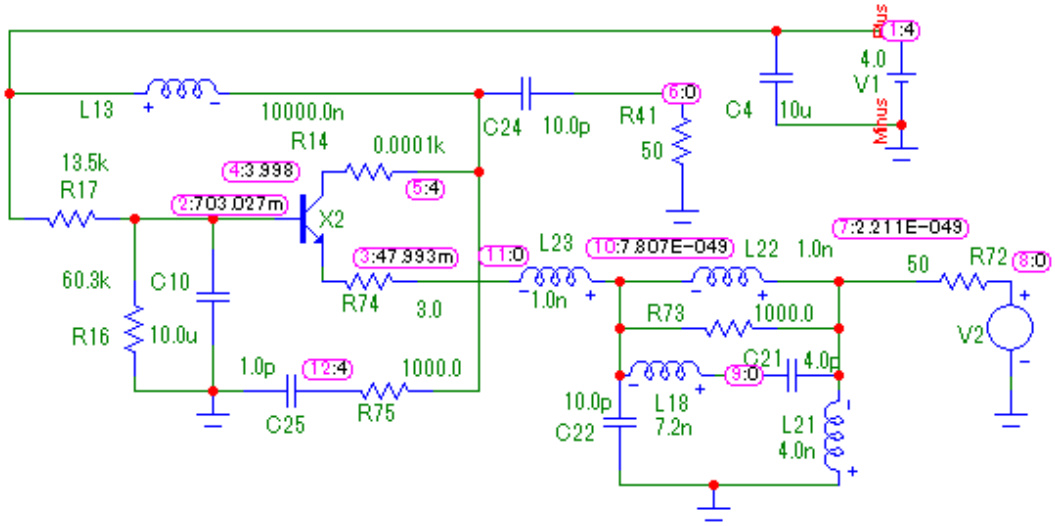



Рисунок 9. Принципиальная схема амплитудно-фазового модулятора с последовательной по напряжению обратной связью, исследуемая в системе «MicroCap».

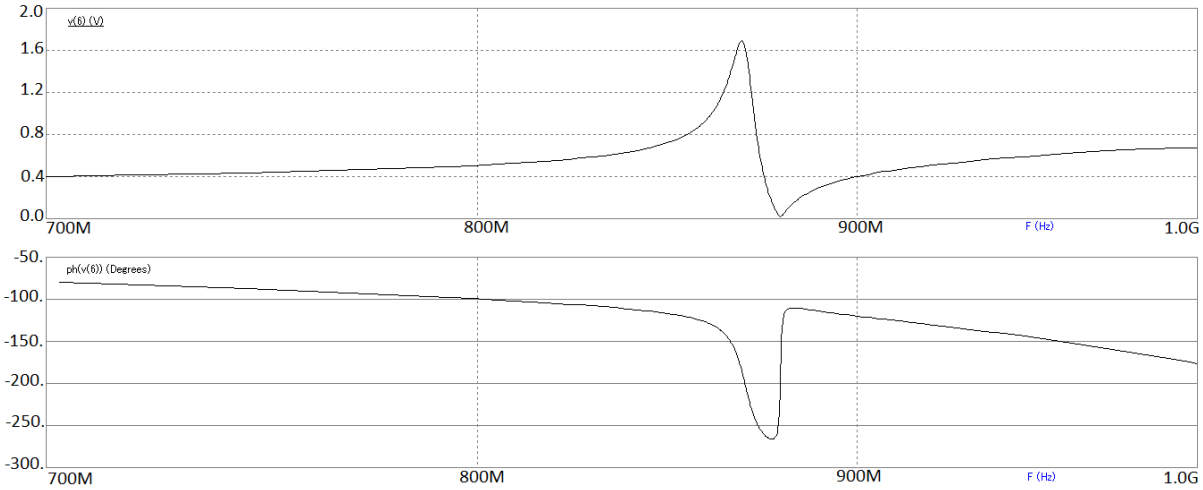



Рисунок 10. Зависимости модуля (а) и фазы (б) передаточной функции АФМ (рисунок 9) от частоты (АЧХ и ФЧХ) при напряжении питания нелинейного элемента $U = 4.0\,\text{В}$).

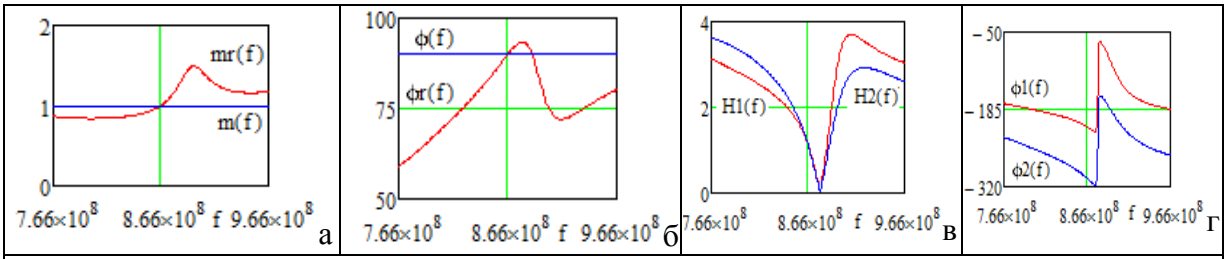



Рисунок 11. Типичные теоретические зависимости отношения модулей (а) и разности фаз (б) передаточной функции АФМ (рисунок 16) в двух состояниях от частоты и зависимости модулей (в) и фаз (г) передаточной функции этого АФМ от частоты в двух состояниях, характеризуемых двумя напряжениями питания нелинейного элемента ($U_1 = 4.0\,\text{В}; U_2 = 36.0\,\text{В}$), полученные в системе «MathCad» для случая $m = 1.0$, $\varphi = 90$ град. на частоте $f = 866$ мГц (1).

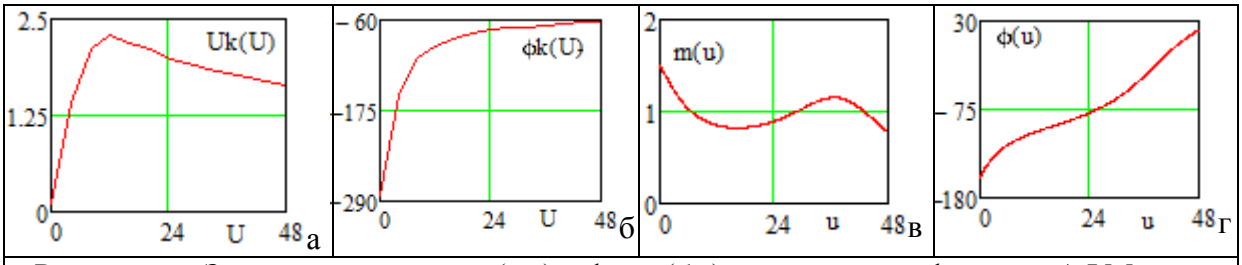



Рисунок 12. Зависимости модуля (а,в) и фазы (б,г) передаточной функции АФМ с последовательной по напряжению обратной связью (рисунок 9) от напряжения ($U$ ,В) питания нелинейного элемента (амплитудная и фазовая модуляционные характеристики) на частоте $f = 866$ мГц, (а,б)-экспериментальные (получены в системе «MicroCap»); (в,г)-расчётные (получены в системе «MathCad»).

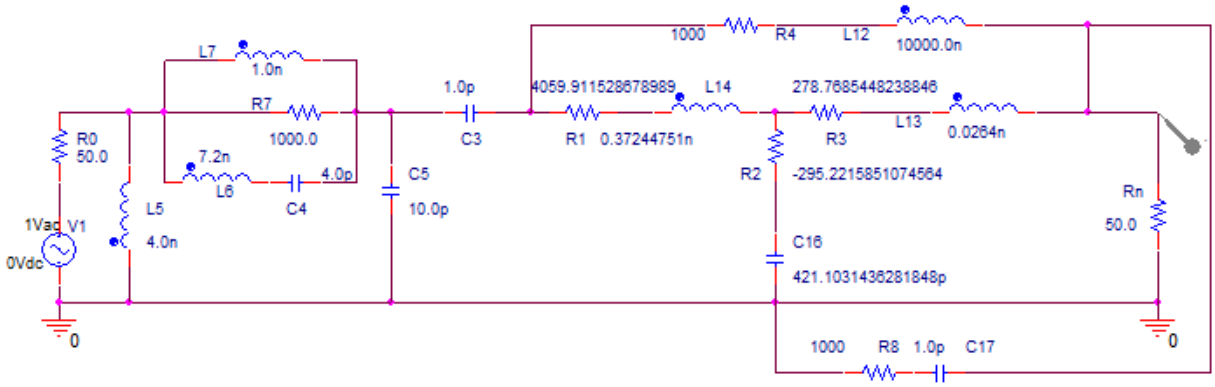



Рисунок 13. Эквивалентная схема исследуемого АФМ (рисунок 9).

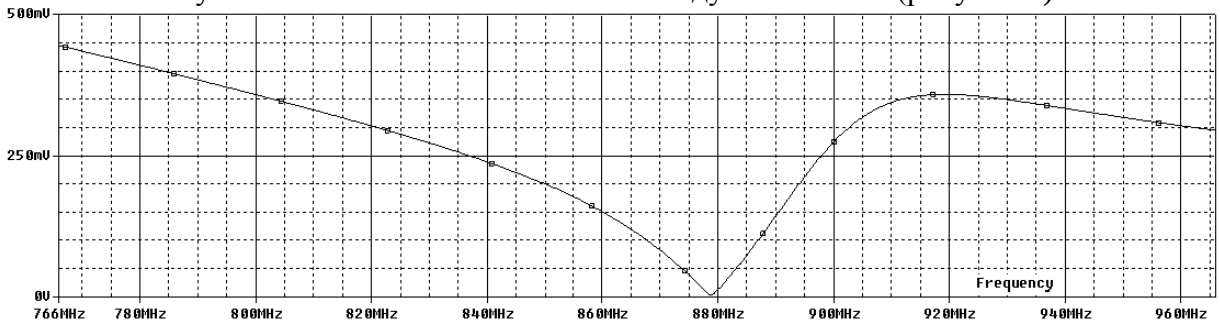



Рисунок 14а. АЧХ эквивалентной схемы (рисунок 13) в одном из состояний исследуемого АФМ (рисунок 9), полученная в системе «OrCad».

Рисунок 14б. ФЧХ эквивалентной схемы (рисунок 13) в одном из состояний исследуемого АФМ (рисунок 9), полученная в системе «OrCad».

На рисунках 15-20 показаны схема АФМ с параллельной по току обратной связью и её характеристики.

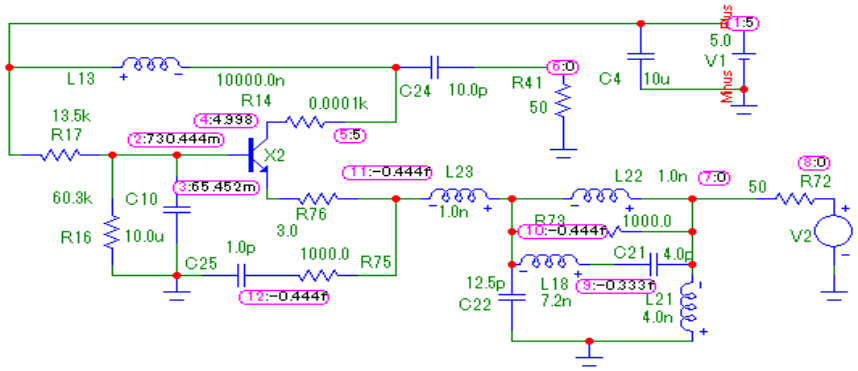



Рисунок 15. Принципиальная схема амплитудно-фазового модулятора с параллельной по току обратной связью, исследуемая в системе «MicroCap».

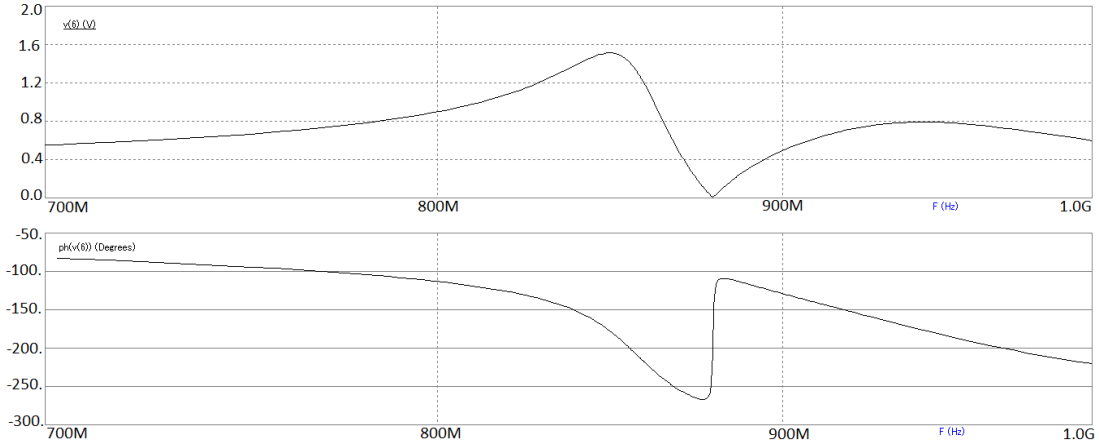



Рисунок 16. Зависимости модуля (а) и фазы (б) передаточной функции АФМ (рисунок 15) от частоты (АЧХ и ФЧХ) при напряжении питания нелинейного элемента $U = 5.0$ В).

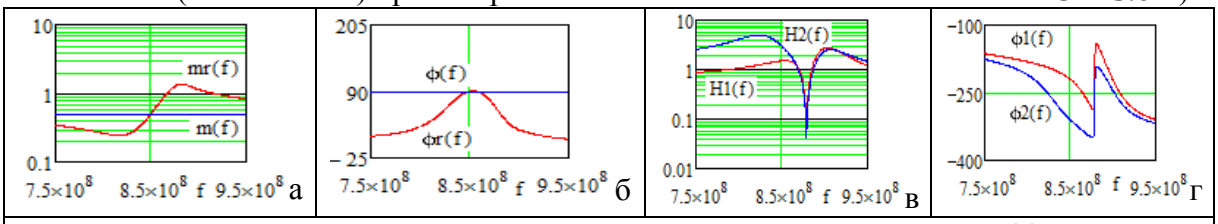



Рисунок 17. Типичные теоретические зависимости отношения модулей (а) и разности фаз (б) передаточной функции АФМ (рисунок 15) в двух состояниях от частоты и зависимости модулей (в) и фаз (г) передаточной функции этого АФМ от частоты в двух состояниях, характеризуемых двумя напряжениями питания нелинейного элемента ($U_1 = 5.0$ В; $U_2 = 80.0$ В), полученные в системе «MathCad» для случая $m = 0.5$, $\varphi = 90$ град. на частоте $f = 850$ мГц (1).

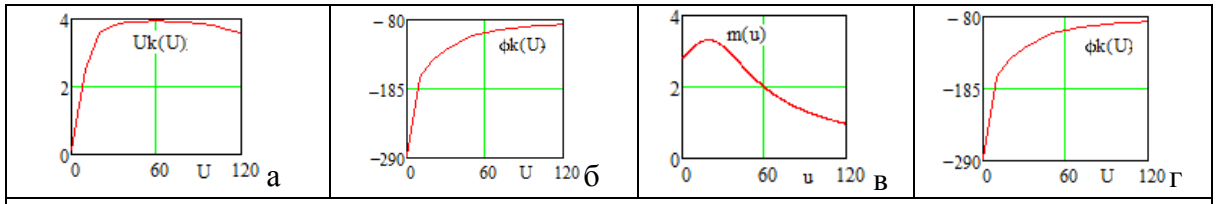



Рисунок 18. Зависимости модуля (а,в) и фазы (б,г) передаточной функции АФМ с параллельной по напряжению обратной связью (рисунок 15) от напряжения ($U$ ,В) питания нелинейного элемента (амплитудная и фазовая модуляционные характеристики) на частоте $f = 850$ мГц,(а,б)-экспериментальные (получены в системе «MicroCap»); (в,г)-расчётные (получены в системе «MathCad»).

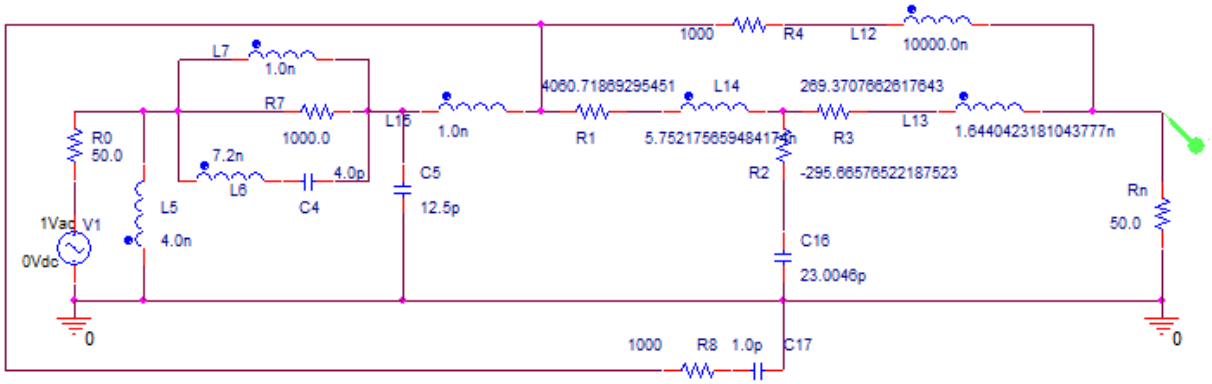



Рисунок 19. Эквивалентная схема исследуемого АФМ (рисунок 15).

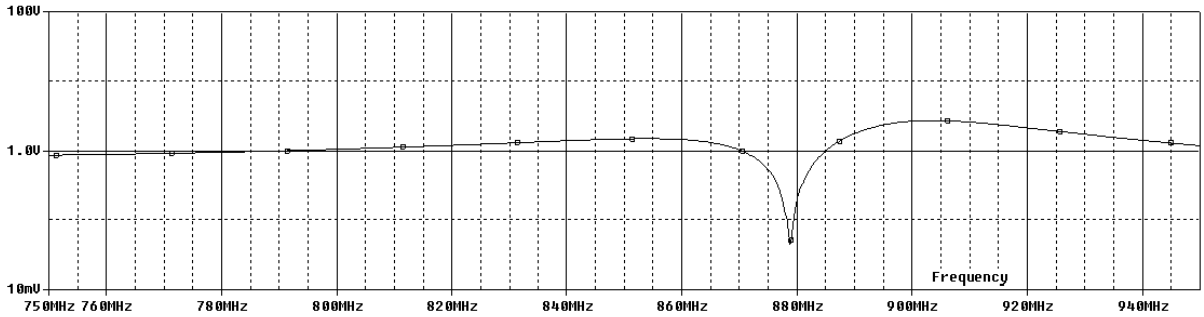



Рисунок 20а. АЧХ эквивалентной схемы (рисунок 19) в одном из состояний исследуемого АФМ (рисунок 15), полученная в системе «OrCad».

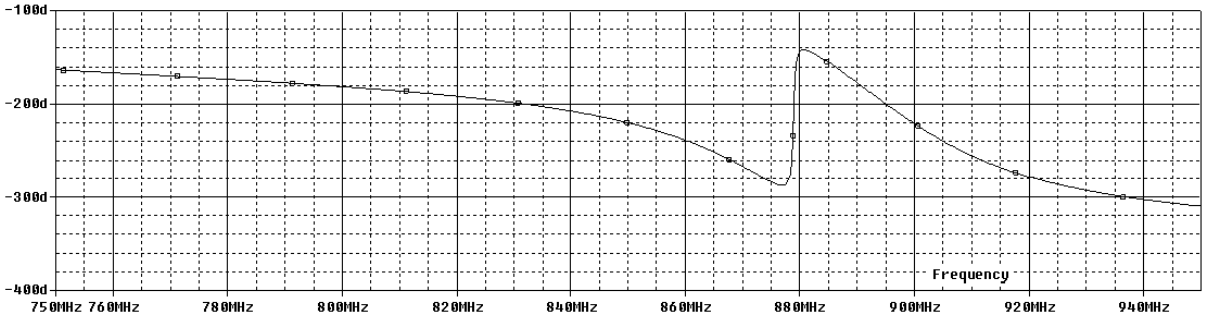



Рисунок 20б. ФЧХ эквивалентной схемы (рисунок 19) в одном из состояний исследуемого АФМ (рисунок 15), полученная в системе «OrCad».

Если указанные выше два состояния характеризовать двумя частотами, то полученные результаты могут быть использованы специалистами, занимающимися проектированием демодуляторов сигналов с угловой модуляцией и усилителей с использованием неуправляемых элементов с сосредоточенными параметрами. В частном случае равенства элементов матриц параметров $Y, Z, H, F$ управляемого трёхполюсного нелинейного элемента в обоих состояниях все результаты сводятся к известным результатам синтеза автогенераторов [7].

Таким образом, полученные результаты могут быть использованы не только для расчёта амплитудно-фазовых модуляторов, но и для параметрического синтеза других радиотехнических устройств.

## Литература

1. Головков А.А., Головков В.А., Малютина И.А. Математическое моделирование многофункциональных устройств амплитудно-фазовой модуляции и фазовой демодуляции высокочастотных сигналов. Телекоммуникации, 2011г, № 1,с. 31-41.

2. Головков А.А. , Гостев А.В. Математическое и схемотехническое моделирование амплитудно-фазовых модуляторов с использованием реактивного согласующего устройства при параллельном соединении трёхполюсного нелинейного элемента и цепи обратной связи. Нелинейный мир. №6, т.11, 2013, с. 387-390.
3. Головков А.А., Вербицкий А.В. Синтез широкополосных двухдиапазонных плоскослоистых сред для манипуляции амплитуды и фазы отраженного и проходного сигналов. Радиотехника. 2005, №7, журнал в журнале «Информационный конфликт в спектре электромагнитных волн», №14, стр.80-81.
4. Головков А.А., Минаков В. Г. Синтез согласующе-фильтрующих устройств амплитудно-фазовых манипуляторов при включении управляемого элемента последовательно источнику сигнала. Телекоммуникации. 2005,№3, стр. 33-37
5. Гуревич И.В. Основы расчета радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975, 368 с.
6. Смит Ф. Круговые диаграммы в радиоэлектронике: Пер. с англ. М.Н. Бергера, Б. Ю. Капилевича. М.: Связь, 1976. 142 с.
7. Головков А.А., Головков В.А., Алгоритмы параметрического синтеза согласующих по критерию обеспечения многочастотного режима генерации комплексных четырёхполюсников. Нелинейный мир. 2016, №4, с. 17-26.

## Сведения об авторах

**Головков Александр Афанасьевич**: родился 18 мая 1953 г. Окончил ВГУ в 1979г. Область научных интересов: способы и средства формирования и обработки сигналов, приёма, передачи, защиты и разрушения информации. КТН (1986), Доктор технических наук (1997), профессор (2002), Заслуженный изобретатель РФ, профессор кафедры авиационных систем и комплексов радионавигации и радиосвязи Военного учебно-научного центра военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж) (Military Educational and Scientific Center of the Air Force «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)), сокр. название организации: ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)) »);

**Дружинина Наталия Александровна**: родилась 26 апреля 1988 г. Окончила ВИВТ в 2009г. и ВГТУ в 2014г. Область научных интересов: способы и средства формирования и обработки сигналов, приёма, передачи, защиты и разрушения информации. Электроник кафедры радиотехники и антенно-фидерных устройств Военного учебно-научного центра военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж) (Military Educational and Scientific Center of the Air Force «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)), сокр. название организации: ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)) »); Электронный адрес: vvs_vva_dna@bk.ru.

УДК 621.396.66

# МОДЕЛИРОВАНИЕ ДЕМОДУЛЯТОРОВ СИГНАЛОВ С УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ И УСИЛИТЕЛЕЙ ДЛЯ ВАРИАНТОВ ВКЛЮЧЕНИЯ СОГЛАСУЮЩИХ КОМПЛЕКСНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ МЕЖДУ НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТЬЮ И НАГРУЗКОЙ

А.А. Головков, Н.А. Дружинина

Разработан алгоритм синтеза комплексных четырёхполюсников, оптимальных по критерию обеспечения заданных зависимостей модуля и фазы передаточных функций демодуляторов сигналов с угловой модуляцией и усилителей от частоты. В результате определены оптимальные взаимосвязи между элементами классической матрицы передачи и зависимости сопротивлений комплексных двухполюсников типовых схем четырёхполюсников от частоты. Предложены математические модели квазиоптимальных двухполюсников, реализующих указанные характеристики в ограниченной полосе частот. Проведено схемотехническое моделирование исследуемых устройств. Показано удовлетворительное совпадение математических расчётов и результатов схемотехнического моделирования.

*Ключевые слова: квазилинейные склоны АЧХ демодуляторов, заданные формы АЧХ усилителей*

# SIMULATION OF ANGLE DEMODULATORS AND AMPLIFIERS FOR OPTIONS TO CONNECT MATCHING INTEGRATED FOUR-POLE DEVICES BETWEEN NON-LINEAR PART AND LOADING

A.A. Golovkov, N.A. Druzhinina

There was developed synthesis algorithm for integrated four-pole devices to be optimal by the criterion to provide the preset relations for the module and phase of angle demodulator and amplifier transfer functions versus frequency. As a result, there were defined optimal relationships between the elements of classical transfer matrix and impedance-versus-frequency dependences of integrated two-terminals within standard four-pole networks. There were proposed mathematical models of quasi-optimal two-terminals to implement the specified characteristics in limited bandwidth. General-circuit simulation of the devices being studied was performed. Mathematical calculations and results of general-circuit simulation proved satisfactory coincidence.

*Keywords: quasi-linear slops of amplitude-frequency response demodulators, preset modes of amplitude-frequency response amplifiers*

Анализ известной литературы показывает, что существующие алгоритмы параметрического синтеза демодуляторов сигналов с угловой модуляцией и усилителей [1-3] невозможно использовать для определения значений параметров комплексных четырёхполюсников (КЧ), применяемых в качестве согласующих устройств, оптимальных по критерию обеспечения заданных форм АЧХ и ФЧХ, и включаемых между нелинейной частью и нагрузкой. Между тем, изменение базиса согласующего четырёхполюсника и места его включения относительно нелинейной и линейной частей изменяет границы области физической реализуемости заданных форм АЧХ [3] в

пространстве исходных данных (полоса частот, тип нелинейного элемента, комплексные сопротивления нагрузки $z_н$, источника сигнала $z_0$ и т. д.).

В данной работе при решении задач синтеза КЧ предполагается, что в режиме демодуляции и одновременного усиления рабочая точка выбрана на начальном участке проходной вольт-амперной характеристики трёхполюсного нелинейного элемента (работа в режиме отсечки, позволяющем разрушать спектр сигнала). В режиме только усиления рабочая точка выбрана на середине квазилинейного участка проходной вольт-амперной характеристики трёхполюсного нелинейного элемента.

Пусть требуется определить минимальное количество и значения параметров КЧ, при которых обеспечиваются заданные зависимости модуля $m$ и фазы $\varphi$ передаточной функции $H$ демодуляторов сигналов с угловой модуляцией и усилителей в одном из режимов работы нелинейного элемента от частоты (аргументы опущены):

$$H = m(\cos\varphi + \mathrm{j}\sin\varphi). \qquad (1)$$

Для составления исходных уравнений, удовлетворяющих (1), выделим в явном виде нелинейную часть в виде цепи прямой передачи (ЦПП) и цепи обратной связи ЦОС, а также КЧ и сопротивления источника сигнала $z_0$ и нагрузки $z_н$ (рисунки 1а-1г). Выбор типовых схем четырёхполюсников, применяемых в качестве ЦОС, необходимо осуществлять с учётом принципа регулярности [4], в соответствии с которым матрицы четырёхполюсников ЦПП и ОС после их соединения не должны измениться.

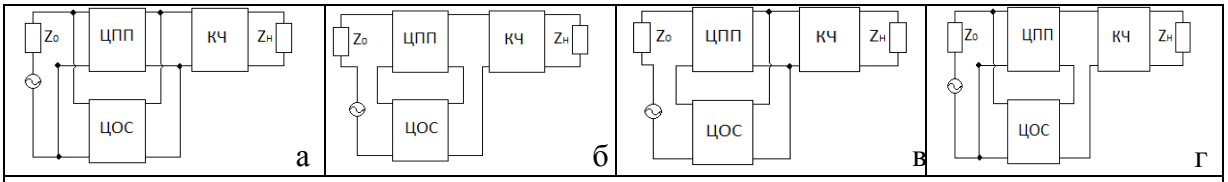



Рисунок 1. Структурные схемы демодуляторов сигналов с угловой модуляцией и усилителей с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) цепями обратной связи и согласующим КЧ.

Следуя известным рекомендациям по использованию различных матриц параметров для описания соответствующих соединений четырёхполюсников [5] передаточную функцию для структуры с параллельной по напряжению ЦОС, показанной на рисунке 1а, можно получить в следующем виде:

$$H = \frac{Y_{21}\,\mathrm{z}_н}{[(\alpha+\gamma\,\mathrm{z}_н)(1+Y_{11}\,\mathrm{z}_0)-(\mathrm{z}_н+\beta)(\mathrm{Y}_{22}+\mathrm{z}_0\,|Y|)]\mathrm{a}}, \qquad (2)$$

где $Y_{11}=y_{11}^{НЭ}+y_{11}^{ОС}$; $Y_{12}=y_{12}^{НЭ}+y_{12}^{ОС}$; $Y_{21}=y_{21}^{НЭ}+y_{21}^{ОС}$; $Y_{22}=y_{22}^{НЭ}+y_{22}^{ОС}$; $|Y|=Y_{11}Y_{22}-Y_{12}Y_{21}$;

$\alpha=\frac{d}{a};\beta=\frac{b}{a};\gamma=\frac{c}{a}$; $a, b, c, d$ - комплексные элементы классической матрицы передачи КЧ; $y_{11}^{НЭ}, y_{12}^{НЭ}, y_{21}^{НЭ}, y_{22}^{НЭ}$ - известные зависимости элементов матрицы проводимостей ЦПП (одиночного трёхполюсного нелинейного элемента или микросхемы) от частоты в одном из режимов; $y_{11}^{ОС}, y_{12}^{ОС}, y_{21}^{ОС}, y_{22}^{ОС}$ - известные зависимости элементов матрицы проводимостей ЦОС от частоты.

Подставим (2) в (1). Получим комплексное уравнение, решение которого приводит к взаимосвязи элементов классической матрицы передачи КЧ, оптимальной по критерию (1):

$$\alpha = (z_н + \beta)B - \gamma z_н + \frac{C}{a}, \qquad (3)$$

где $B = \dfrac{Y_{22} + |Y| z_0}{1 + Y_{11} z_0}$; $C = \dfrac{Y_{21} z_н}{(1 + Y_{11} z_0) M}$; $M = m(\cos\varphi + \mathrm{j}\sin\varphi)$.

Полученную взаимосвязь (3) можно также трактовать как специальное требование к входной проводимости КЧ:

$$Y_{вх} = \frac{\alpha + \gamma z_н}{z_н + \beta} = B + \frac{C}{a(z_н + \beta)}. \qquad (4)$$

Аналогичным образом получим передаточную функцию в двух состояниях и коэффициенты для (3) и (4) при использовании последовательной по току ЦОС (рисунок 1б):

$$H = \frac{Z_{21}\, z_н}{[(z_н + \beta)(Z_{11} + z_0) - (\alpha + \gamma z_н)(|Z| + Z_{22}\, z_0)]a}; \; B = \frac{z_0 + Z_{11}}{|Z| + z_0 Z_{22}}; \; C = \frac{-Z_{21} z_н}{(|Z| + z_0 Z_{22}) M}, \qquad (5)$$

где $Z_{11} = z_{11}^{НЭ} + z_{11}^{ОС}$; $Z_{12} = z_{12}^{НЭ} + z_{12}^{ОС}$; $Z_{21} = z_{21}^{НЭ} + z_{21}^{ОС}$; $Z_{22} = z_{22}^{НЭ} + z_{22}^{ОС}$; $|Z| = Z_{11} Z_{22} - Z_{12} Z_{21}$;

$z_{11}^{НЭ}, z_{12}^{НЭ}, z_{21}^{НЭ}, z_{22}^{НЭ}$ - известные зависимости элементов матрицы сопротивлений ЦПП от частоты в двух состояниях; $z_{11}^{ОС}, z_{12}^{ОС}, z_{21}^{ОС}, z_{22}^{ОС}$ - известные зависимости элементов матрицы сопротивлений ЦОС от частоты.

При использовании последовательной по напряжению обратной связи (рисунок 1в):

$$H = \frac{H_{21}\, z_н}{[(\alpha + \gamma z_н)(H_{11} + z_0) - (z_н + \beta)(z_0 H_{22} + |H|)]a}; \; B = \frac{|H| + z_0 H_{22}}{z_0 + H_{11}}; \; C = \frac{H_{21} z_н}{(z_0 + H_{11}) M}, \qquad (6)$$

где $H_{11} = h_{11}^{НЭ} + h_{11}^{ОС}$; $H_{12} = h_{12}^{НЭ} + h_{12}^{ОС}$; $H_{21} = h_{21}^{НЭ} + h_{21}^{ОС}$; $H_{22} = h_{22}^{НЭ} + h_{22}^{ОС}$;

$|H| = H_{11} H_{22} - H_{12} H_{21}$;

$h_{11}^{НЭ}, h_{12}^{НЭ}, h_{21}^{НЭ}, h_{22}^{НЭ}$ - известные зависимости элементов смешанной матрицы $H$ ЦПП от частоты в двух состояниях; $h_{11}^{ОС}, h_{12}^{ОС}, h_{21}^{ОС}, h_{22}^{ОС}$ - известные зависимости элементов смешанной матрицы $H$ ЦОС от частоты.

При использовании параллельной по току обратной связи (рисунок 1г):

$$H = \frac{F_{21}\, z_н}{[(1 + F_{11}\, z_0)(z_н + \beta) - (\alpha + \gamma z_н)(F_{22} + z_0 |F|)]a}; \; B = \frac{1 + F_{11} z_0}{F_{22} + |F| z_0}; \; C = \frac{-F_{21} z_н}{(F_{22} + |F| z_0) M}, \qquad (7)$$

где $F_{11} = f_{11}^{НЭ} + f_{11}^{ОС}$; $F_{12} = f_{12}^{НЭ} + f_{12}^{ОС}$; $F_{21} = f_{21}^{НЭ} + f_{21}^{ОС}$; $F_{22} = f_{22}^{НЭ} + f_{22}^{ОС}$; $|F| = F_{11} F_{22} - F_{12} F_{21}$;

$f_{11}^{НЭ}, f_{12}^{НЭ}, f_{21}^{НЭ}, f_{22}^{НЭ}$ - известные зависимости элементов смешанной матрицы $F$ ЦПП от частоты в двух состояниях; $f_{11}^{ОС}, f_{12}^{ОС}, f_{21}^{ОС}, f_{22}^{ОС}$ - известные зависимости элементов смешанной матрицы $F$ ЦОС от частоты.

Полученные взаимосвязи (3) или (4) между элементами классической матрицы передачи можно использовать в качестве уравнений для определения зависимостей сопротивлений двухполюсников типовых схем КЧ от частоты, оптимальных по критерию (1). В данной статье в качестве примера приводятся решения сформированных таким образом уравнений для 11-ти схем КЧ.

Одиночное последовательно включённое сопротивление:

$$z = \frac{1 - C}{B} - z_н. \qquad (8)$$

Одиночное параллельно включённое сопротивление:

$$z = \frac{z_н}{B z_н + C - 1}. \qquad (9)$$

Г-образное звено:

$$z_1 = \frac{z_н + z_2}{B(z_н + z_2) + \mathrm{C} - 1};\ z_2 = \frac{z_1(1-C)}{Bz_1 - 1} - z_н. \qquad (10)$$

Обратное Г-образное звено:

$$z_1 = \frac{1}{B} - \frac{z_2(z_н B + C)}{(z_2 + z_н)B};\ z_2 = \frac{z_н(1 - Bz_1)}{B(z_1 + z_н) + \mathrm{C} - 1}. \qquad (11)$$

Т-образное звено:

$$z_1 = \frac{1}{B} - \frac{z_2[\mathrm{B}(z_3 + z_н) + \mathrm{C}]}{B(z_2 + z_3 + z_н)};\ z_2 = \frac{(1 - Bz_1)(z_3 + z_н)}{B(z_1 + z_3 + z_н) + \mathrm{C} - 1};\ z_3 = \frac{(1 - Bz_1)(z_2 + z_н) - z_2(\mathrm{B}z_н + \mathrm{C})}{B(z_1 + z_2) - 1}. \qquad (12)$$

П-образное звено:

$$z_1 = \frac{z_2 z_3 + z_н(z_2 + z_3)}{[z_2 z_3 + z_н(z_2 + z_3)]B + (C-1)z_3 - z_н};\ z_2 = \frac{z_1[z_н + z_3(1-\mathrm{C})]}{(Bz_1 - 1)(z_3 + z_н)} - \frac{z_3 z_н}{z_3 + z_н};\ z_3 = \frac{z_н(z_1 + z_2 - Bz_1 z_2)}{z_1(\mathrm{C}-1) - (1 - Bz_1)(z_2 + z_н)}. \qquad (13)$$

Мостовая схема:

$$z_1 = \frac{z_2(\mathrm{C} - 1 + Bz_н) - 2z_н}{C + 1 - B(2z_2 + z_н)};\ z_2 = \frac{2z_н + z_1(\mathrm{C} + 1 - Bz_н)}{C - 1 + B(2z_1 + z_н)}. \qquad (14)$$

Перекрытое Т-образное звено:

$$z_1 = \frac{z_3 z_4(1 - \mathrm{B}z_2) + (z_3 + z_4)[z_2(1-C) + z_н(\mathrm{B}z_2 - 1)]}{[\mathrm{C} - 1 + \mathrm{B}(z_4 + z_н)](z_2 + z_3) + z_н(\mathrm{B}z_4 - 1)};$$

$$z_2 = \frac{z_н[z_1 + z_3 - z_4(\mathrm{B}z_1 - 1)] + z_3 z_4 - [\mathrm{C} - 1 + \mathrm{B}(z_н + z_4)]z_1 z_3}{(\mathrm{C} - 1 + \mathrm{B}z_н)](z_1 + z_3 + z_4) + \mathrm{B}z_4(z_1 + z_3)};$$

$$z_3 = \frac{[z_2(1-\mathrm{C}) + z_н(1 - \mathrm{B}z_2)](z_1 + z_4) - \mathrm{B}z_1 z_4(z_2 + z_н)}{[\mathrm{C} - 1 + \mathrm{B}(z_4 + z_н)](z_1 + z_2) - z_4 - z_н};\ z_4 = \frac{[z_2(z_1 + z_3) + z_1 z_3](\mathrm{C} - 1 + \mathrm{B}z_н) - z_н(z_1 + z_3)}{[\mathrm{B}(z_1 + z_2) - 1](z_3 + z_н) + z_2(\mathrm{C} - 1 + \mathrm{B}z_1)}. \qquad (15)$$

Два Г-образных звена:

$$z_1 = \frac{z_2 z_3 + (z_2 + z_3)(z_4 + z_н)}{\mathrm{B}[z_2 z_3 + (z_2 + z_3)(z_4 + z_н)] + z_3(\mathrm{C}-1) - z_4 - z_н};\ z_2 = \frac{z_1 z_3(1-\mathrm{C}) + (z_1 + z_3 - \mathrm{B}z_1 z_3)(z_4 + z_н)}{(Bz_1 - 1)(z_3 + z_4 + z_н)};$$

$$z_3 = \frac{(z_1 + z_2 - \mathrm{B}z_1 z_2)(z_4 + z_н)}{(\mathrm{B}z_1 - 1)(z_2 + z_4 + z_н)] + z_1(\mathrm{C}-1)};\ z_4 = \frac{z_3 z_н(\mathrm{B}z_1 - 1) + \mathrm{C}z_1 z_3 - (z_3 + z_н)(z_1 + z_2 - \mathrm{B}z_1 z_2)}{z_1 - (\mathrm{B}z_1 - 1)(z_2 + z_3)}. \qquad (16)$$

Два обратных Г-образных звена:

$$z_1 = \frac{[z_3 z_4 + z_н(z_3 + z_4)](1 - \mathrm{B}z_2) + z_2[z_н - z_4(\mathrm{C}-1)]}{[(z_4 + z_н)(z_2 + z_3) + z_4 z_н]B};\ z_2 = \frac{(1 - \mathrm{B}z_1)[z_3 z_4 + z_н(z_3 + z_4)]}{[(z_4 + z_н)(z_1 + z_3) + z_4 z_н]B + (C-1)z_4 - z_н};$$

$$z_3 = \frac{(1 - \mathrm{B}z_1)[z_2 z_4 + z_н(z_2 + z_4)] - z_2 z_4(C + Bz_н)}{(z_4 + z_н)[\mathrm{B}(z_1 + z_2) - 1]};\ z_4 = \frac{z_н[(1 - \mathrm{B}z_1)(z_2 + z_3) - \mathrm{B}z_2 z_3]}{z_3 + z_н - z_2(\mathrm{C}-1) - \mathrm{B}[z_1 z_2 + (z_1 + z_2)(z_3 + z_н)]}. \qquad (17)$$

Каскадно-соединённые Г-образное и П-образное звенья:

$$z_1 = \frac{(z_5 + z_н)[z_2 z_3 + z_4(z_2 + z_3)] + z_5 z_н(z_2 + z_3)}{[(\mathrm{B}z_2 - 1)(z_3 + z_4) + Bz_3 z_4](z_5 + z_н) + z_5 z_н[\mathrm{B}(z_2 + z_3) - 1] + \mathrm{C}z_3 z_5};$$

$$z_2 = \frac{\{z_4[z_1(1 - \mathrm{B}z_3) + z_3] + z_1 z_3\}(z_5 + z_н) + z_5 z_н(z_1 + z_3 - \mathrm{B}z_1 z_3) - z_1 z_3 z_5 \mathrm{C}}{(\mathrm{B}z_1 - 1)[(z_5 + z_н)(z_3 + z_4) + z_5 z_н]};$$

$$z_3 = \frac{[z_4 z_5 + z_н(z_4 + z_5)](z_1 + z_2 - Bz_1 z_2)}{(z_5 + z_н)[(\mathrm{B}z_1 - 1)(z_2 + z_4) - z_1] + z_5[z_н(\mathrm{B}z_1 - 1) + \mathrm{C}z_1]};$$

$$z_4 = \frac{z_н(z_1 + z_2 - Bz_1 z_2)(z_3 + z_5) - z_3 z_5[z_1(\mathrm{C}-1) + (Bz_1 - 1)(z_2 + z_н)]}{(z_5 + z_н)[(Bz_1 - 1)(z_2 + z_3) - z_1]};$$

$$z_5 = \frac{z_н\{(1 - Bz_1)[z_2(z_3 + z_4) + z_3 z_4] + z_1(z_3 + z_4)\}}{[z_2 z_3 + (z_2 + z_3)(z_4 + z_н)](\mathrm{B}z_1 - 1) - z_1[(1-\mathrm{C})z_3 + z_4 + z_н]}. \qquad (18)$$

В выбранном базисе $R, L, C$ областями физической реализуемости оптимальных частотных характеристик (8) - (18) являются области изменения исходных данных, в пределах которых действительные части (8) - (18) являются положительными. Можно показать, что границы областей физической реализуемости (8) - (19) отличаются от границ областей физической реализуемости согласующих двухполюсников для демодуляторов с другими вариантами использования базиса согласующего четырёхполюсника и относительного включения нелинейного элемента и КЧ [3].

Для реализации оптимальных по критерию (1) частотных характеристик типа (8) - (18) надо найти математическое выражение для определения сопротивления выбранного реального комплексного двухполюсника, приравнять его заданным (оптимальным) значениям (8) - (18) на заданном количестве $N$ частот. После разделения действительных и мнимых частей в полученном таким образом комплексном уравнении решение системы алгебраических уравнений осуществляется относительно $2N$ параметров выбранного комплексного двухполюсника.

Рассмотрим подробнее возможность реализации оптимальных частотных характеристик комплексных двухполюсников КЧ с помощью обобщённых квазиоптимальных реактивных двухполюсников (рисунок 2).

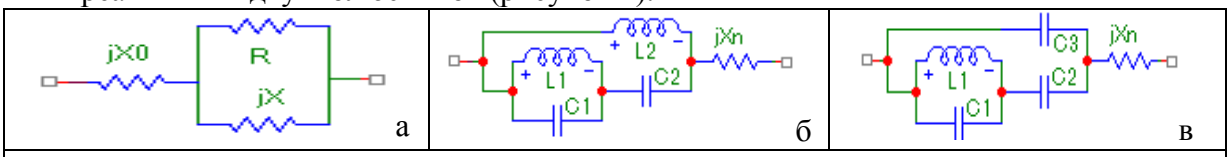



Рисунок 2. Примеры обобщённого квазиоптимального комплексного двухполюсника (а), содержащего вспомогательные обобщённые реактивные двухполюсники с сопротивлениями $X_0$ и $X$, и схем реализации $X_0$ и $X$ (б), (в).

Пусть требуется определить зависимости сопротивлений $X_0$ и $X$ реактивных вспомогательных двухполюсников от частоты, оптимальные по критерию обеспечения заданной зависимости типа (8) - (18) комплексного сопротивления $z = \tau + j\nu$ от частоты всего обобщённого двухполюсника. Приравняем оптимальную зависимость комплексного сопротивление $z = \tau + j\nu$ от частоты зависимости сопротивления комплексного реального двухполюсника (рисунок 2а) от частоты:

$$z = \tau + j\nu = jX_0 + \frac{RjX}{R + jX}. \qquad (19)$$

После разделения в (19) действительной и мнимой частей получим систему двух уравнений, решение которой имеет вид:

$$X = \frac{\pm R\sqrt{\tau(\mathrm{R}-\tau)}}{\tau - R}; \quad X_0 = \nu \pm \sqrt{\tau(\mathrm{R}-\tau)}. \qquad (20)$$

Пусть квазиоптимальный вспомогательный реактивный двухполюсник выполнен в виде последовательного соединения произвольного реактивного двухполюсника, характеризуемого сопротивлением $jX_n$, с параллельным соединением индуктивности $L_2$ и последовательно соединённых параллельного контура $L_1, C_1$ и ёмкости $C_2$ (рисунок 2б). Двухполюсник с сопротивлением $jX_n$ может содержать практически любое количество реактивных элементов.

Исходная система уравнений:

$$\frac{\left(\frac{\omega_n L_1}{1-\omega_n^2 L_1 C_1}+\frac{-1}{\omega_n C_2}\right)\omega_n L_2}{\frac{\omega_n L_1}{1-\omega_n^2 L_1 C_1}+\frac{-1}{\omega_n C_2}+\omega_n L_2}=x_n;\ n=1,2,3,4;\ \omega_n=2\pi f_n, \tag{21}$$

где $\mathrm{x}_n=\nu_n-X_n$; $\nu_n$-заданные значения реактивных сопротивлений, совпадающие со значениями реактивных сопротивлений $X_0$ или $X$ (20) на заданных частотах $f_{1,2,3,4}$; $X_n$-заданные значения реактивных сопротивлений выбранного произвольного реактивного двухполюсника на заданных частотах $f_{1,2,3,4}$.

Решение (21) для двух частот интерполяции:

$$L_1=\frac{(\omega_2^2-\omega_1^2)[\mathrm{L}_2\,\omega_1(\mathrm{C}_2\,\omega_1 x_1+1)-x_1][\mathrm{L}_2\,\omega_2(\mathrm{C}_2\,\omega_2 x_2+1)-x_2]}{C_2^2\,\mathrm{L}_2\,\omega_1^2\omega_2^2[(\omega_1^2-\omega_2^2)x_1x_2-\mathrm{L}_2\,\omega_1\omega_2(\omega_1x_1-\omega_2x_2)]};$$

$$C_1=\frac{C_2(x_1-\mathrm{L}_2\,\omega_1)(x_2-\mathrm{L}_2\,\omega_2)(\omega_1^2-\omega_2^2)+\mathrm{C}_2^2\mathrm{L}_2^2\,\omega_1^2\omega_2^2(\omega_1x_2-\omega_2x_1)}{(\omega_2^2-\omega_1^2)[\mathrm{L}_2\,\omega_1(\mathrm{C}_2\,\omega_1x_1+1)-x_1][\mathrm{L}_2\,\omega_2(\mathrm{C}_2\,\omega_2x_2+1)-x_2]}. \tag{22}$$

Дополнительная формула к (22) для трёх частот интерполяции:

$$C_2=\frac{A_3L_2^2+B_3L_2+C_3}{D_3L_2^2}=\frac{A_4L_2^2+B_4L_2+C_4}{D_4L_2^2}, \tag{23}$$

где $\mathrm{A}_3=\omega_1\omega_2\omega_3[(\omega_1^2-\omega_3^2)\omega_2^3\,\mathrm{x}_2-(\omega_2^2-\omega_3^2)\omega_1^3\,\mathrm{x}_1-(\omega_1^2-\omega_2^2)\omega_3^3\,\mathrm{x}_3]$;

$B_3=x_1x_3[\omega_2(\omega_1^2-\omega_3^2)[\omega_1^2(\omega_2^2-\omega_3^2)+\omega_2^2\omega_3^2]-x_2x_3[\omega_1(\omega_2^2-\omega_3^2)[\omega_3^2(\omega_1^2-\omega_2^2)+\omega_1^2\omega_2^2]-$

$-x_1x_2[\omega_3(\omega_1^2-\omega_2^2)[\omega_2^2(\omega_3^2-\omega_1^2)+\omega_1^2\omega_3^2]$;

$C_3=x_1x_2x_3(\omega_2^2-\omega_1^2)(\omega_1^2-\omega_3^2)(\omega_2^2-\omega_3^2)$;

$D_3=\omega_1^2\omega_2^2\omega_3^2[\mathrm{x}_1\,x_3\omega_2(\omega_1^2-\omega_3^2)-\mathrm{x}_1\,x_2\omega_3(\omega_1^2-\omega_2^2)-\mathrm{x}_2\,x_3\omega_1(\omega_2^2-\omega_3^2)]$;

$\mathrm{A}_4=\omega_1\omega_2\omega_4[(\omega_1^2-\omega_4^2)\omega_2^3\,\mathrm{x}_2-(\omega_2^2-\omega_4^2)\omega_1^3\,\mathrm{x}_1-(\omega_1^2-\omega_2^2)\omega_4^3\,\mathrm{x}_4]$;

$B_4=x_1x_4[\omega_2(\omega_1^2-\omega_4^2)[\omega_1^2(\omega_2^2-\omega_4^2)+\omega_2^2\omega_4^2]-x_2x_4[\omega_1(\omega_2^2-\omega_4^2)[\omega_4^2(\omega_1^2-\omega_2^2)+\omega_1^2\omega_2^2]-$

$-x_1x_2[\omega_4(\omega_1^2-\omega_2^2)[\omega_2^2(\omega_4^2-\omega_1^2)+\omega_1^2\omega_4^2]$;

$C_4=x_1x_2x_4(\omega_2^2-\omega_1^2)(\omega_1^2-\omega_4^2)(\omega_2^2-\omega_4^2)$;

$D_4=\omega_1^2\omega_2^2\omega_4^2[\mathrm{x}_1\,x_4\omega_2(\omega_1^2-\omega_4^2)-\mathrm{x}_1\,x_2\omega_4(\omega_1^2-\omega_2^2)-\mathrm{x}_2\,x_4\omega_1(\omega_2^2-\omega_4^2)]$.

Дополнительная формула к (22) и (23) для четырёх частот интерполяции:

$$L_2=\frac{(\mathrm{D}_3\mathrm{B}_4-\mathrm{B}_3\mathrm{D}_4)\pm\sqrt{(\mathrm{D}_3\mathrm{B}_4-\mathrm{B}_3\mathrm{D}_4)^2-4(\mathrm{C}_3\mathrm{D}_4-\mathrm{D}_3\,C_4)(\mathrm{A}_3\mathrm{D}_4-\mathrm{D}_3\,A_4)}}{2(\mathrm{A}_3\mathrm{D}_4-\mathrm{D}_3\,A_4)}. \tag{24}$$

Исходная система уравнений для определения параметров квазиоптимального вспомогательного реактивного двухполюсника, выполненного в виде последовательного соединения произвольного реактивного двухполюсника, характеризуемого сопротивлением $jX_n$, с параллельным соединением ёмкости $C_3$ и последовательно соединённых параллельного контура $L_1, C_1$ и ёмкости $C_2$ (рисунок 2в).

$$\frac{\left(\frac{\omega_n L_1}{1-\omega_n^2 L_1 C_1}+\frac{-1}{\omega_n C_2}\right)\left(\frac{-1}{\omega_n C_3}\right)}{\frac{\omega_n L_1}{1-\omega_n^2 L_1 C_1}+\frac{-1}{\omega_n C_2}+\frac{-1}{\omega_n C_3}}=x_n;\ n=1,2,3;\ \omega_n=2\pi f_n. \tag{25}$$

Решение (25) для двух частот интерполяции:

$$L_1 = \frac{(\omega_1^2 - \omega_2^2)[\omega_1 x_1(C_2 + C_3) + 1][\omega_2 x_2(C_2 + C_3) + 1]}{C_2^2 \omega_1^2 \omega_2^2 (\omega_1 x_1 - \omega_2 x_2)];$$

$$C_1 = \frac{C_2\{C_3(x_1\omega_1^3 - x_2\omega_2^3) + \omega_1^2 - \omega_2^2 + \omega_1\omega_2(C_2 + C_3)[\omega_1 x_2 - \omega_2 x_1 + x_1 x_2 C_3(\omega_1^2 - \omega_2^2)]\}}{(\omega_2^2 - \omega_1^2)[\omega_1 x_1(C_2 + C_3) + 1][\omega_2 x_2(C_2 + C_3) + 1]}. \quad (26)$$

Дополнительная формула к (26) для трёх частот интерполяции:

$$C_2 = \frac{\omega_1^3(\omega_3^2 - \omega_2^2)x_1 + \omega_3^3(\omega_2^2 - \omega_1^2)x_3 + \omega_2^3(\omega_1^2 - \omega_3^2)x_2}{\omega_1\omega_2\omega_3[\omega_2(\omega_1^2 - \omega_3^2)x_1x_3 + \omega_3(\omega_2^2 - \omega_1^2)x_1x_2 + \omega_1(\omega_3^2 - \omega_2^2)x_2x_3]} - C_3. \quad (27)$$

Использование оптимальных частотных характеристик (8)-(18) и квазиоптимальных двухполюсников (рисунки 2) для их реализации позволяет определить значения параметров АФМ, обеспечивающие критерий (1) при любой нагрузке. Покажем, что существует возможность значительно упростить этот алгоритм.

Величина $B$ из (3) представляет собой выходную проводимость (действительная часть в активном состоянии нелинейного элемента всегда отрицательная) активного узла ЦПП+ЦОС, взятую с противоположным знаком. Это означает, что частное условие $Y_{вх} = B$ соответствует иммитансному критерию устойчивости для стационарного режима генерации [6], выполнение которого обращает в ноль знаменатель передаточных функций (2), (5)-(7) [7]. Это условие реализуется следующим образом. Вместо сопротивления нагрузки $z_н$ симметрично относительно КЧ включим ещё один узел ЦПП+ЦОС, идентичный первому, то есть выходная проводимость первого активного узла должна быть равна входной проводимости второго активного узла. Для изменения знака входной проводимости КЧ достаточно между двумя активными узлами в поперечную цепь (параллельно) включить КЧ из одиночного двухполюсника с проводимостью:

$$Y_Д = -2Y_{вых}. \quad (28)$$

Для обеспечения общего условия (3) или (4) с учётом значений элементов классической матрицы передачи такого КЧ [5] и нагрузки $z_н = \frac{1}{Y_н}$ проводимость этого двухполюсника определяется по формуле:

$$Y_Д = B + \frac{C}{a(\frac{1}{Y_{вых}} + \beta)} - Y_{вых} - Y_н = Y_{вых}(C - 2) - Y_н. \quad (29)$$

На рисунке 3а показана структурная схема АФМ для реализации требования (29), совпадающего при учёте указанных выше условий с (9).

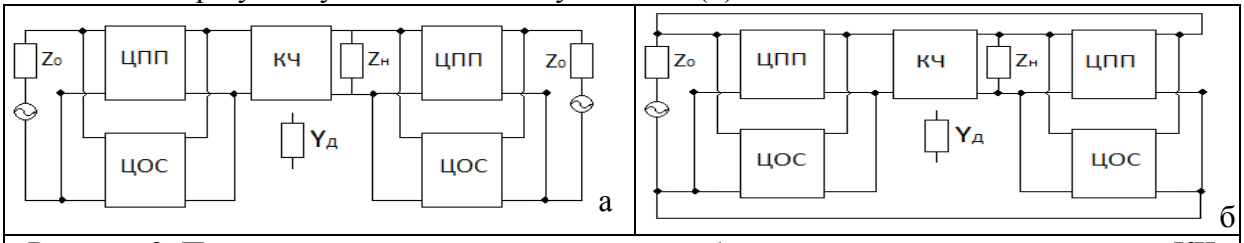



Рисунок 3. Примеры технической реализации требования к входной проводимости КЧ АФМ с параллельной по напряжению цепью обратной связи и согласующим КЧ в виде дополнительного параллельно включённого комплексного двухполюсника (а – с двумя источниками сигнала; б- кольцевая схема с одним источником сигнала).

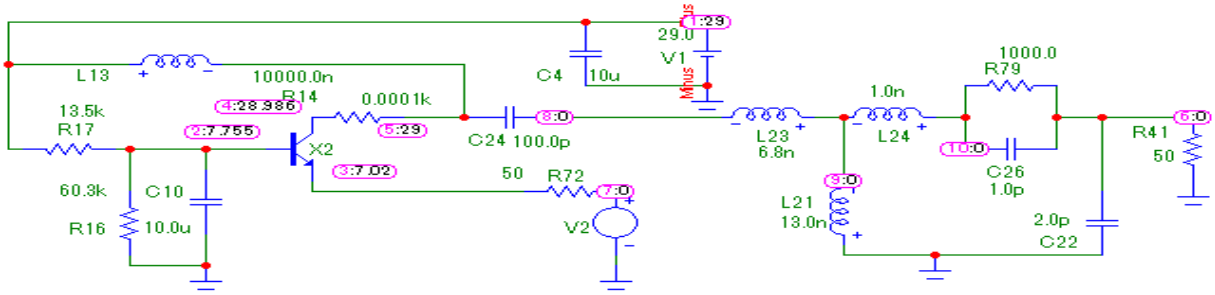



Рисунок 4. Принципиальная схема усилителя с последовательной по току обратной связью, исследуемая в системе «MicroCap»

После замены двух источников сигнала на один получается кольцевая схемы АФМ (рисунок 3б), которая тоже реализуют описанный частный способ реализации (29), справедливый и для остальных вариантов исследуемых устройств (рисунок 1). В интересах проверки возможности использования полученных результатов для технического проектирования исследуемых устройств проведено схемотехническое моделирование всех синтезированных схем. На рисунках 4-8 в качестве примера показаны схема АФМ с последовательной по току обратной связью и её характеристики.

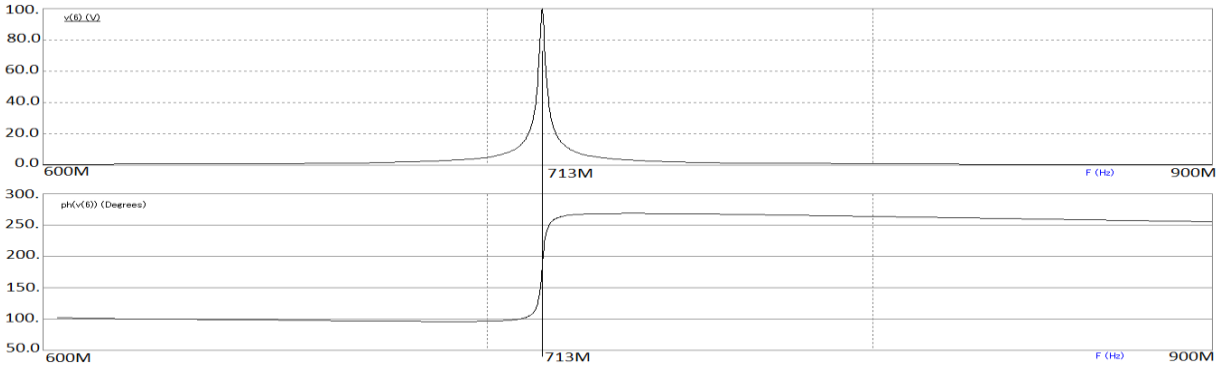



Рисунок 5. Зависимости модуля (а) и фазы (б) передаточной функции АФМ (рисунок 4) от частоты (АЧХ и ФЧХ) при напряжении питания нелинейного элемента $U = 29.0$ В).

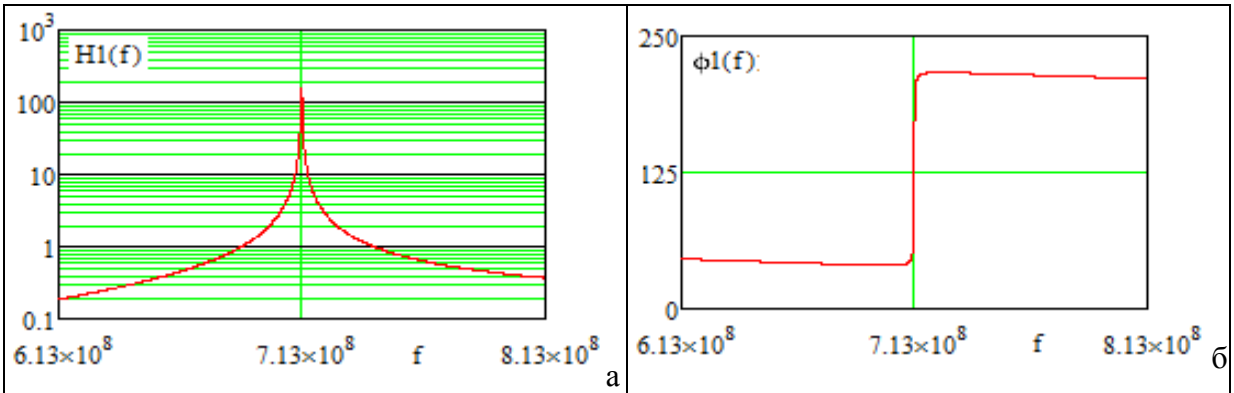



Рисунок 6. Типичные теоретические зависимости модуля (а) и фазы (б) передаточной функции АФМ (рисунок 4) от частоты в состоянии, характеризуемым напряжением питания нелинейного элемента ($U = 29.0$ В), полученные в системе «MathCad» для случая $m = 100.0$, $\varphi = 180$ град. на частоте $f = 713$ мГц (1).

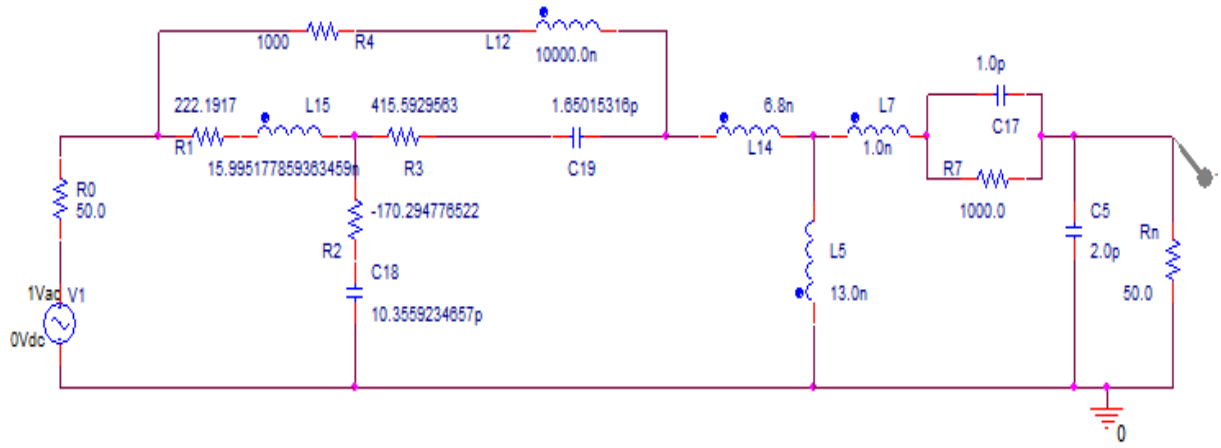



Рисунок 7. Эквивалентная схема исследуемого АФМ (рисунок 4).

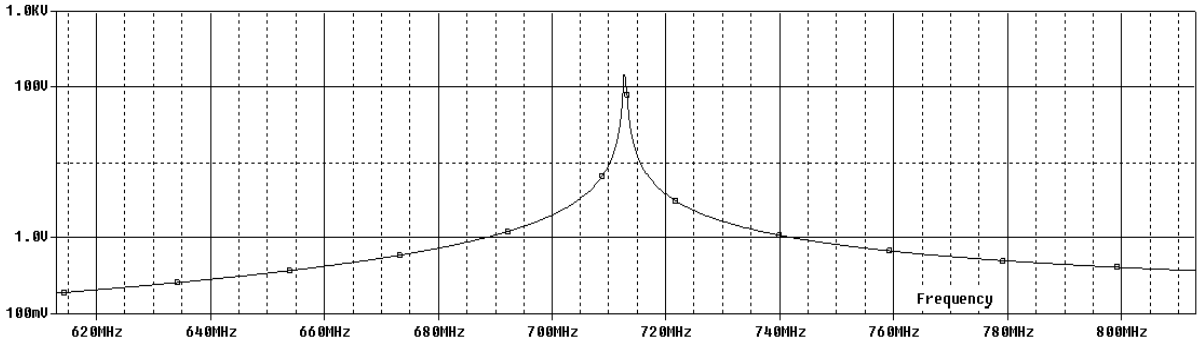



Рисунок 8а. АЧХ эквивалентной схемы (рисунок 7) в одном из состояний исследуемого АФМ (рисунок 4), полученная в системе «OrCad».

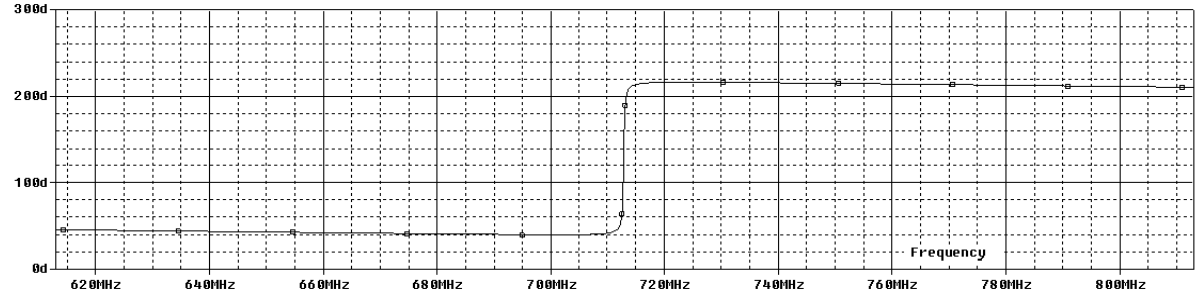



Рисунок 8б. ФЧХ эквивалентной схемы (рисунок 7) в одном из состояний исследуемого АФМ (рисунок 4), полученная в системе «OrCad».

На рисунках 9-13 показаны схема АФМ с последовательной по напряжению обратной связью и её характеристики.

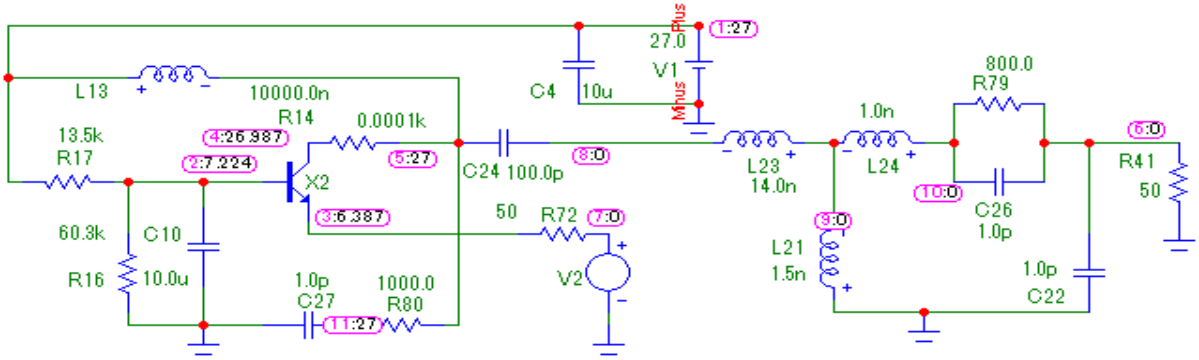



Рисунок 9. Принципиальная схема усилителя с последовательной по напряжению обратной связью, исследуемая в системе «MicroCap».

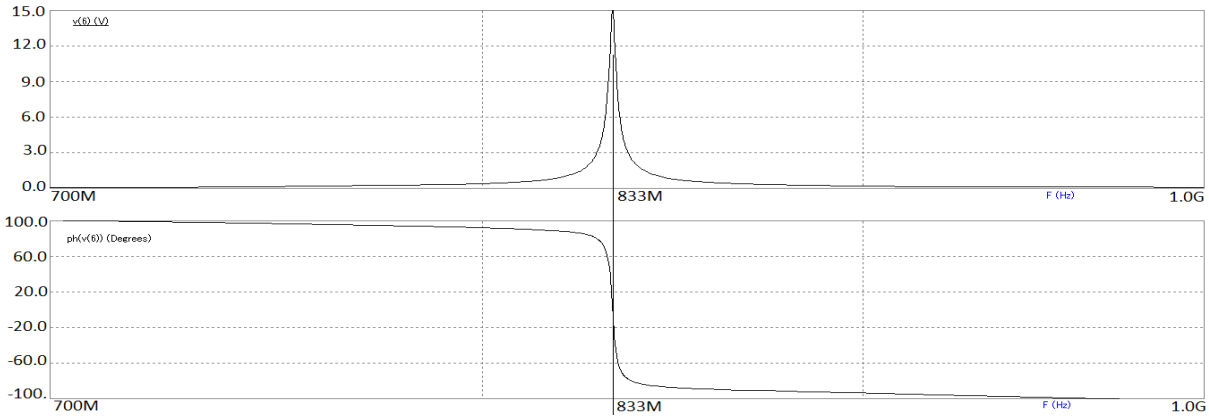



Рисунок 10. Зависимости модуля (а) и фазы (б) передаточной функции АФМ (рисунок 9) от частоты (АЧХ и ФЧХ) при напряжении питания нелинейного элемента $U = 27.0\,\text{В}$).

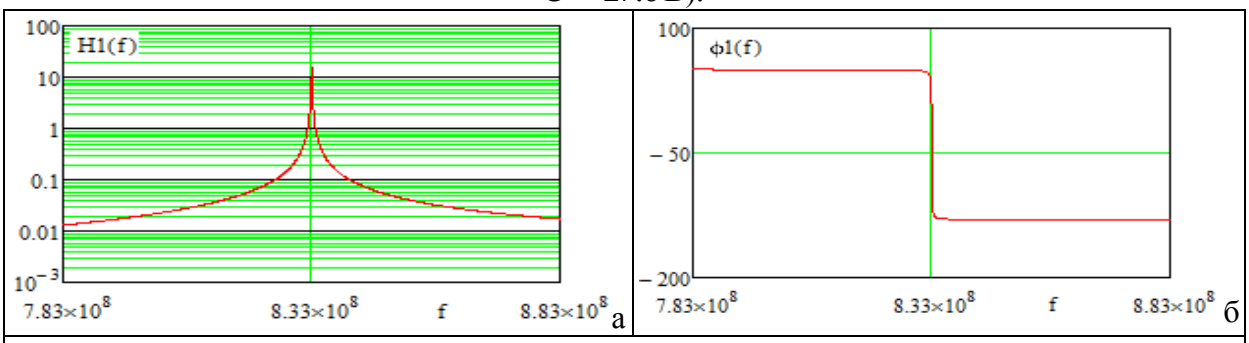



Рисунок 11. Типичные теоретические зависимости модуля (а) и фазы (б) передаточной функции АФМ (рисунок 9) от частоты в состоянии, характеризуемым напряжением питания нелинейного элемента ($U = 27.0\,\text{В}$), полученные в системе «MathCad» для случая $m = 15.0$, $\varphi = -10$ град. на частоте $f = 833\,\text{мГц}$ (1).

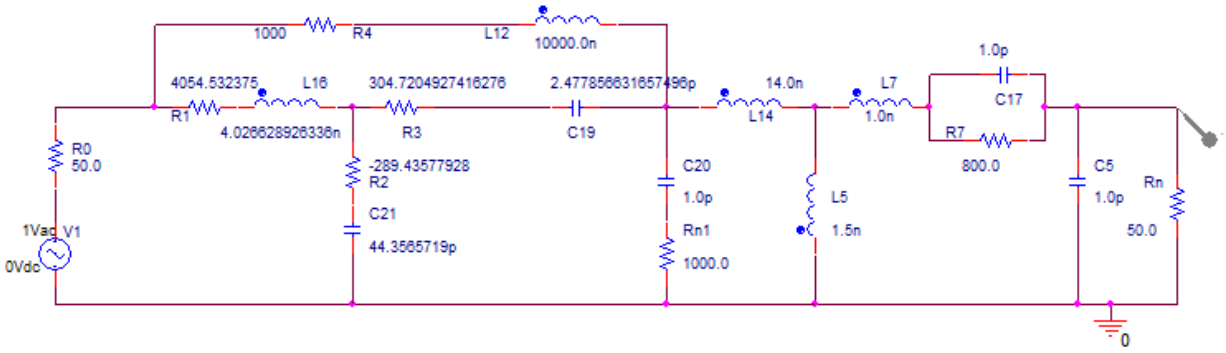



Рисунок 12. Эквивалентная схема исследуемого АФМ (рисунок 9) .

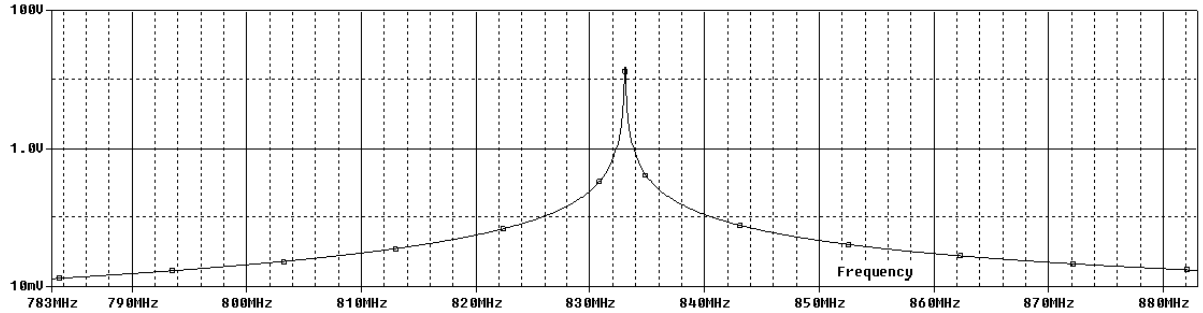



Рисунок 13а. АЧХ эквивалентной схемы (рисунок 12) в одном из состояний исследуемого АФМ (рисунок 9), полученная в системе «OrCad».

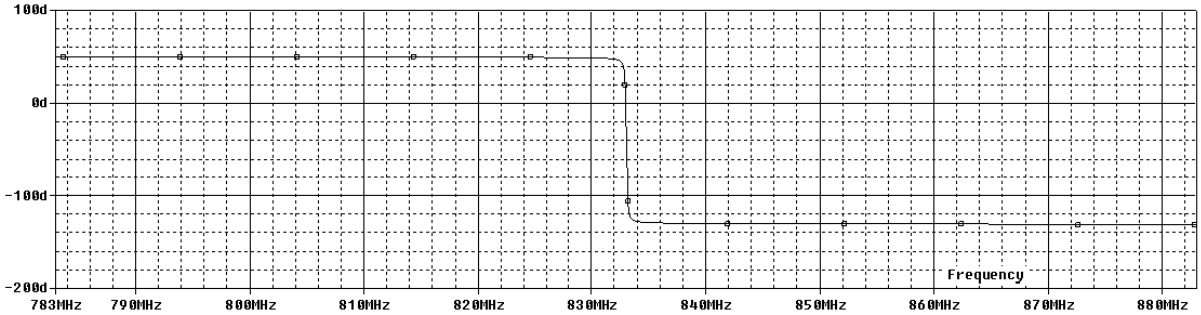



Рисунок 13б. ФЧХ эквивалентной схемы (рисунок 12) в одном из состояний исследуемого АФМ (рисунок 9), полученная в системе «OrCad».

На рисунках 14-18 показаны схема АФМ с параллельной по току обратной связью и её характеристики.

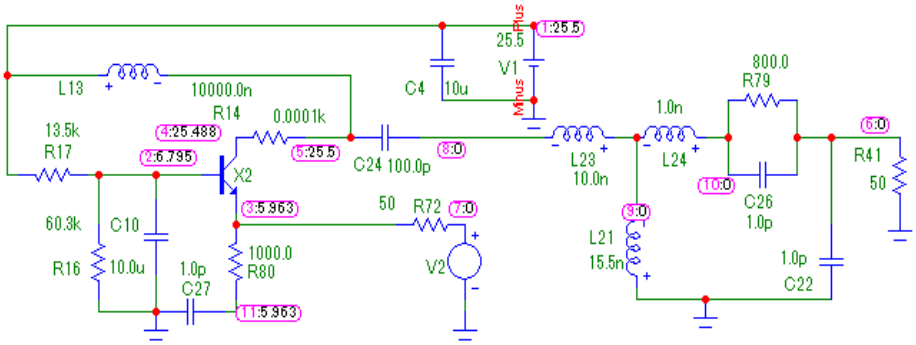



Рисунок 14. Принципиальная схема усилителя с параллельной по току обратной связью, исследуемая в системе «MicroCap».

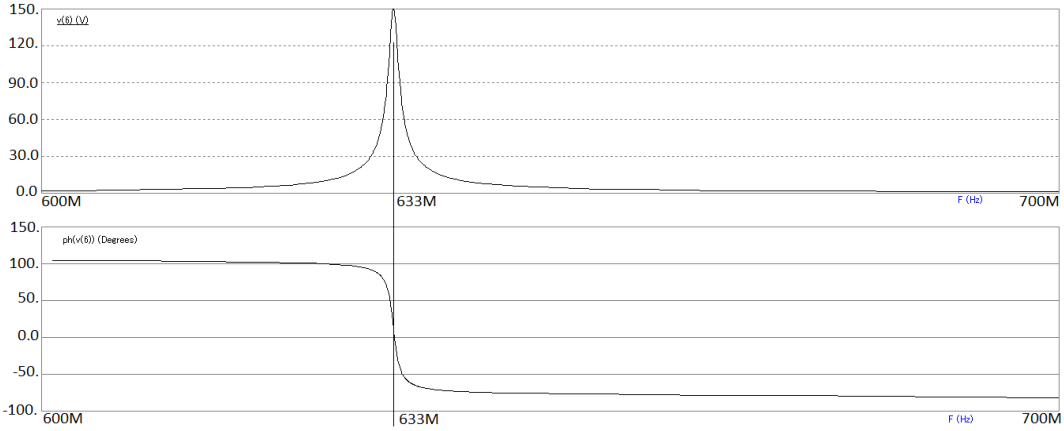



Рисунок 15. Зависимости модуля (а) и фазы (б) передаточной функции АФМ (рисунок 14) от частоты (АЧХ и ФЧХ) при напряжении питания нелинейного элемента $U = 25.5\,\text{В}$).

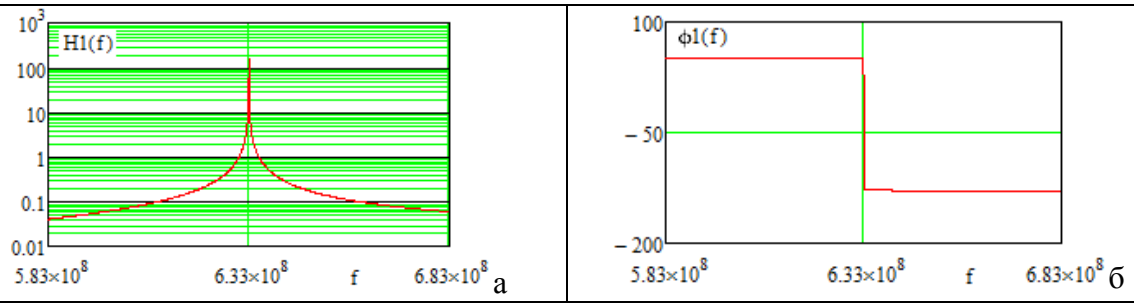



Рисунок 16. Типичные теоретические зависимости модуля (а) и фазы (б) передаточной функции АФМ (рисунок 14) от частоты в состоянии, характеризуемым напряжением

питания нелинейного элемента ($U = 25.5$ В), полученные в системе «MathCad» для случая $m = 150.0$, $\varphi = 10$ град. на частоте $f = 633$ мГц (1).

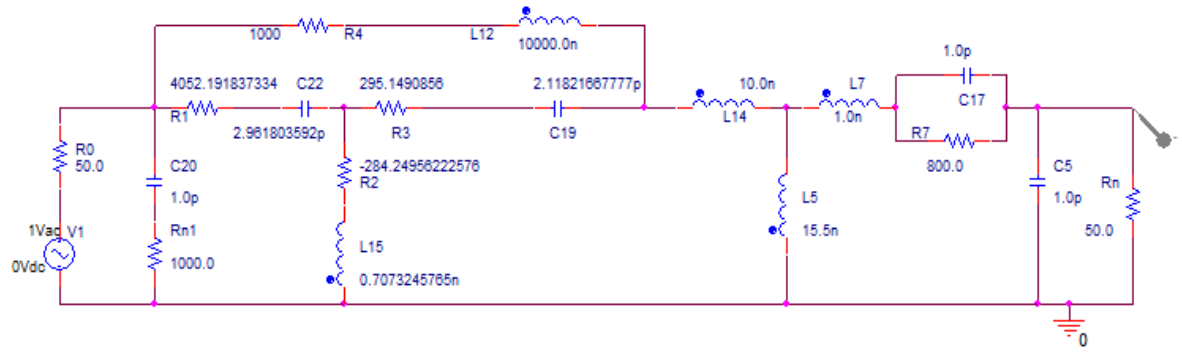



Рисунок 17. Эквивалентная схема исследуемого АФМ (рисунок 14).

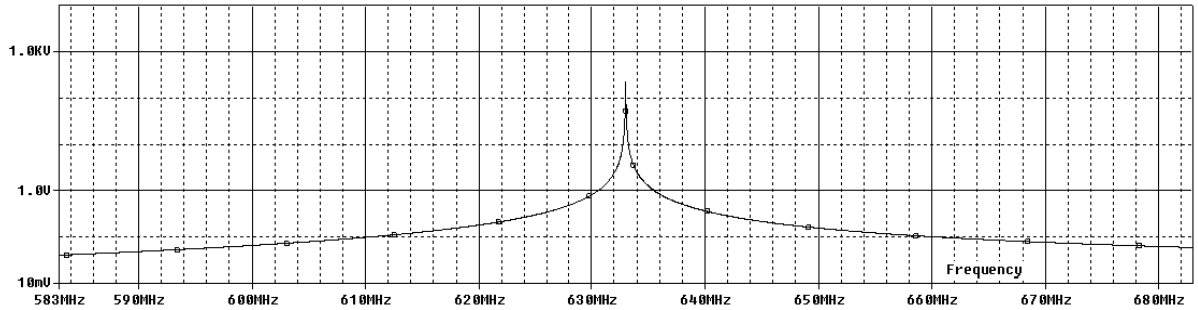



Рисунок 18а. АЧХ эквивалентной схемы (рисунок 17) в одном из состояний исследуемого АФМ (рисунок 14), полученная в системе «OrCad».

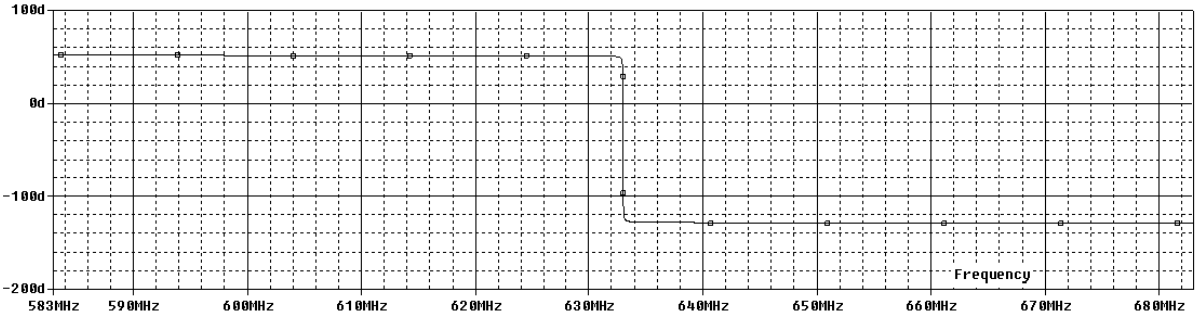



Рисунок 18б. ФЧХ эквивалентной схемы (рисунок 17) в одном из состояний исследуемого АФМ (рисунок 14), полученная в системе «OrCad».

Сравнительный анализ теоретических результатов, полученных на основе использования разработанных математических моделей демодуляторов и усилителей в системе «MathCad», и экспериментальных результатов, полученных путём их схемотехнического моделирования в системах «OrCad» и «MicroCap», показал их удовлетворительное совпадение.

**Литература**

1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: «Высшая школа», 1988. -448с.
2. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Сов. радио, 1986г.-512с
3. Головков А.А. Гаврюшин В.Н. Алгоритм параметрического синтеза демодуляторов сигналов с угловой модуляцией и использованием резистивного согласующего устройства при последовательном соединении трёхполюсного нелинейного элемента и цепи обратной связи. Нелинейный мир. №6, т.11, 2013г, с. 363-366.

4. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. М.: Гардарики, 2002г, 638с.
5. Гуревич И.В. Основы расчета радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975г, 368 с.
6. Куликовский А.А. Устойчивость активных линеаризованных цепей с усилительными приборами нового типа. М-Л.: ГЭИ, 1962. С. 192.
7. Головков А.А., Головков В.А. Алгоритмы параметрического синтеза согласующих по критерию обеспечения многочастотного режима генерации комплексных четырёхполюсников. Нелинейный мир. 2016, №4, с. 17-26
8. Головков А.А., Головков В.А. Алгоритмы параметрического синтеза согласующих по критерию обеспечения стационарного режима генерации реактивных и резистивных четырёхполюсников в цепи обратной связи автогенераторов. Информационно-измерительные и управляющие системы. 2016, №3, стр. 56-67.

**Сведения об авторах**

**Головков Александр Афанасьевич**: родился 18 мая 1953 г. Окончил ВГУ в 1979г. Область научных интересов: способы и средства формирования и обработки сигналов, приёма, передачи, защиты и разрушения информации. КТН (1986), Доктор технических наук (1997), профессор (2002), Заслуженный изобретатель РФ, профессор кафедры авиационных систем и комплексов радионавигации и радиосвязи Военного учебно-научного центра военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж) (Military Educational and Scientific Center of the Air Force «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)), сокр. название организации: ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)) »);

**Дружинина Наталия Александровна**: родилась 26 апреля 1988 г. Окончила ВИВТ в 2009г. и ВГТУ в 2014г. Область научных интересов: способы и средства формирования и обработки сигналов, приёма, передачи, защиты и разрушения информации. Электроник кафедры радиотехники и антенно-фидерных устройств Военного учебно-научного центра военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж) (Military Educational and Scientific Center of the Air Force «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)), сокр. название организации: ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)) »); Электронный адрес: vvs_vva_dna@bk.ru.

# АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ ЧАСТОТ МНОГОКОМПОНЕНТНОГО СИГНАЛА В ЦИФРОВОМ ПРИЁМНИКЕ С СУБДИСКРЕТИЗАЦИЕЙ

Д.В. Кондаков, А. Н. Космынин, А.П. Лавров

В статье рассматривается работа приёмника для измерения частот широкополосного многокомпонентного сигнала. Она основана на использовании техники субдискретизации в массиве параллельно работающих каналов. Восстановление реальных частот входного сигнала по отсчетам частот в каналах производится цифровым вычислителем. Приводится описание алгоритма вычислителя, а также результаты статистического моделирования при представлении входного сигнала как суммы большого числа гармонических колебаний со случайными частотами.

In this paper the operation of a receiver for wideband multicomponent signal is considered. It is based on utilizing the subsampling approach in the array of parallel channels. The recovery of initial frequencies of incoming signal is processed with a digital calculator by a frequency samples. The calculator's algorithm description is given and the statistical results of modeling for case of effect on sum of harmonic oscillations with random frequencies are presented.

## ВВЕДЕНИЕ

Приёмники с мгновенным измерением частоты (МИЧ) находят широкое применение в ряде радиотехнических систем. Они входят и в состав средств радиоэлектронной борьбы и служат для первичной оценки радио обстановки. По сравнению с супергетеродинными приёмниками они обладают невысокой чувствительностью. Однако их отличают широкая мгновенная полоса обзора, а также высокое быстродействие и большая вероятность перехвата сигналов. К основным характеристикам приемников с МИЧ относят рабочий частотный диапазон, значения минимальной и максимальной длительностей входных импульсных сигналов, а также минимальное отношение сигнал/шум, динамический диапазон входного сигнала, массогабаритные характеристики [1]. Важным предъявляемым требованием является и способность приёмника работать в условиях одновременного прихода нескольких сигналов с разными частотами.

Как известно, классическая схема приёмника с МИЧ, построенная на линии задержки (ЛЗ), не позволяет определять значение частот в случае одновременного прихода нескольких сигналов [2-4].

Для решения задачи определения частот многокомпонентного сигнала в приёмниках с МИЧ могут быть применены такие численные методы как метод Прони и MUSIC. Однако данные методы оказываются пригодными лишь для сигналов с медленно меняющимися частотами [5]. Кроме того, использование данных методов существенно повышает требования к вычислительным ресурсам.

При проектировании приёмника с мгновенным измерением частоты может быть применена техника субдискретизации. Она использовалась, например, с целью расширения рабочего частотного диапазона, а также для повышения быстродействия частотомеров еще в 80-х годах прошлого столетия [6].

Применение данной методики имеет ряд преимуществ:

1) анализ спектра становится возможным без использования дорогостоящих высокоскоростных аналого-цифровых преобразователей (АЦП).

2) отсутствует необходимость изготовления сверхширокополосных линий задержки и таких устройств, как квадратурные мосты и делители мощности.

3) приёмник мгновенной частоты оказывается более компактным.

## ПРИНЦИП РАБОТЫ ПРИЕМНИКА

Анализируемая нами схема приёмника с МИЧ с применением субдискретизации изображена на рис. 1. Приёмник представляет собой многоканальную систему, в которой анализируемый сигнал, рассматриваемый как сумма гармонических колебаний разных (произвольных) частот, разделяется по параллельно работающим *K* каналам входным делителем мощности (1). В каждом канале сигнал с помощью смесителя (2) и генератора гармоник (3), переносится в первую зону Найквиста. В качестве задающего тона генератора гармоник в схеме используется гетеродин (4). Далее сигнал проходит через антиалайзинговый фильтр (5) и оцифровывается аналого-цифровым преобразователем (АЦП) (6). Частота дискретизации АЦП (6) совпадает со значениями первых гармоник генераторов гармоник.

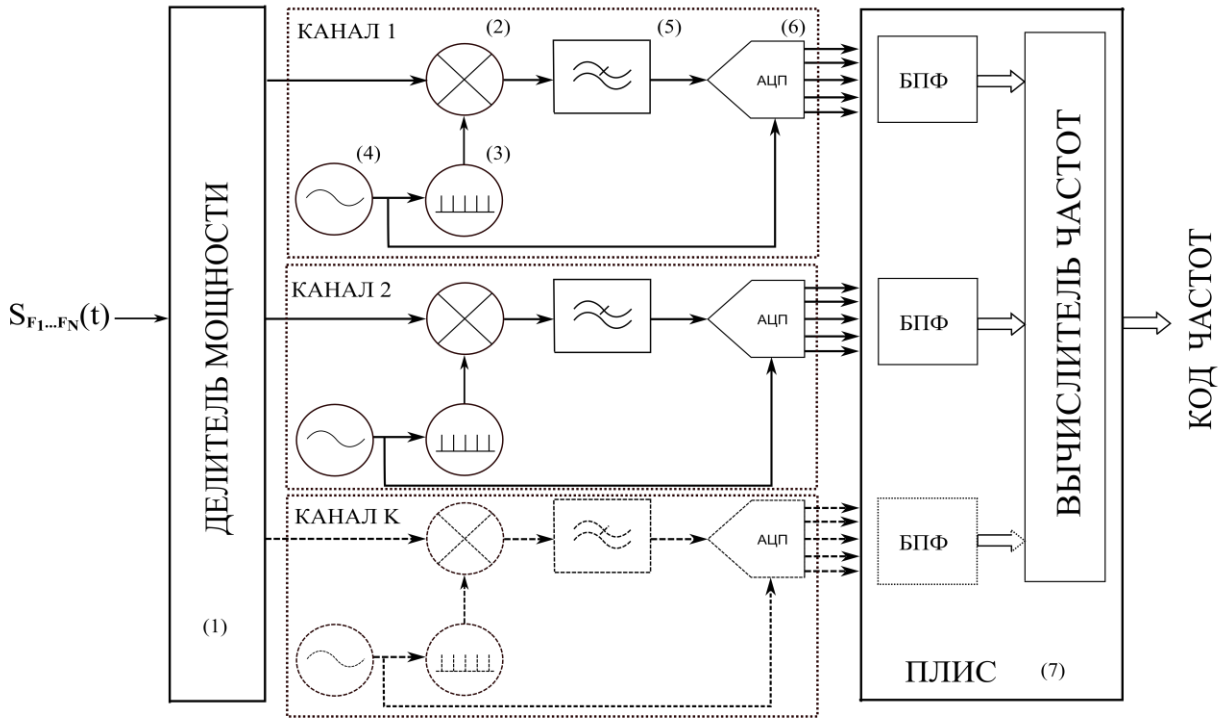



Рис. 1 Схема приёмника с мгновенным измерением частоты (МИЧ)

В цифровом вычислителе, реализованном на ПЛИС, по отсчетам, поступающим от АЦП, для каждого из *K* каналов выполняется быстрое преобразование Фурье (БПФ), после чего номера частотных «точек», соответствующие пикам спектральной плотности мощности, поступают на вход логической схемы (вычислителя частот), осуществляющей восстановление реальных значений частот входного сигнала приемника – выбор из большого массива их возможных значений.

## АЛГОРИТМ ВЫБОРА ЗНАЧЕНИЙ ЧАСТОТЫ

В рассматриваемой упрощенной модели на вход $K$-канального приемника поступает сигнал, соответствующий сумме $N$ гармонических колебаний с частотами $(f_1 \quad \dots \quad f_N)$ равной амплитуды. Набор частот задающих генераторов $(f_{LO_1} \quad \dots \quad f_{LO_K})$. Генераторы гармоник в каждом $k$-м канале формируют гребёнки Дирака $(f_{LO_K} \quad 2 \cdot f_{LO_K} \quad \dots \quad H \cdot f_{LO_K})$. На вход вычислителя частот из блоков БПФ поступают отсчеты частот, по которым вычислитель для каждого $k$-го канала формирует матрицу $M_n$ возможных значений входных частот приёмника вида:

$$M_n = \begin{pmatrix} f_{LO_k} - f_{IF1_n} & f_{LO_k} - f_{IF2_n} \\ 2f_{LO_k} - f_{IF1_n} & 2f_{LO_k} - f_{IF2_n} \\ \vdots & \vdots \\ H \cdot f_{LO_k} - f_{IF1_n} & Hf_{LO_k} - f_{IF2_n} \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где $k \in [1; K]$,

$n \in [1; N]$,

$$\begin{pmatrix} F_{IF1_n} \\ F_{IF2_n} \end{pmatrix} = F_n \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} - f_{LO_k} \begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix}, \quad (2)$$

$H$ – количество обрабатываемых зон Найквиста (определяет ширину полосы частот входных сигналов),

$N$ – количество гармонических составляющих входного сигнала,

$K$ – количество каналов вычислителя,

$F_{IF1_n}$ - промежуточная частота №1 сигнала с номером $n$, являющаяся преобразованием частоты сигнала $n$ в первую зону Найквиста,

$a, b$ - номера гармоник генератора гребёнки, обеспечивающих перенос частоты $F_n$ в первую зону Найквиста,

$F_{IF2n}$ - промежуточная частота №2 сигнала с номером $n$, являющаяся преобразованием частоты сигнала $n$ в первую зону Найквиста.

Тогда искомыми значениями частот $(f_1 \quad \dots \quad f_N)$ будут являться совпадающие элементы матриц $M_1 ... M_N$:

$$F = M_1 \cap M_2 ... \cap M_N . \quad (3)$$

## СТАТИСТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВИЕ

С целью верификации описанного алгоритма определения частот была написана тестирующая программа. В качестве входных данных выступал массив случайных чисел, с равномерным распределением, имитирующий присутствие сигналов с разными частотами. Частота являлась безразмерной величиной. Стоит отметить, что термин «частота» при рассмотрении работы алгоритма был условным. Дело в том, что на вход реального вычислителя передаются не абсолютные значения частоты, а целочисленные номера точек преобразования Фурье, по которым впоследствии будут рассчитываться абсолютные значения частоты. По этой причине в описании алгоритма для значений частоты используется целочисленные значения.

Пользователь мог задать следующие параметры модели:

- количество сигналов на входе (от 1 до 30),
- количество параллельных каналов приемника и вычислителя (от 1 до 20),
- значения частот задающих генераторов (первых гармоник генераторов гребёнки) (от 1 до 1000 с шагом 1),
- количество обрабатываемых зон Найквиста (от 1 до 250),
- минимальное и максимальное значение частот входного сигнала (от 1 до 25000 с шагом 1),
- объем выборки (количество повторяющихся независимо генерируемых наборов частот входного сигнала) (от 1 до 10000).

Выходными данным являлся массив выборок с найденными значениями частот для каждого предъявляемого входного набора. По выходному массиву рассчитывалась вероятность ошибки определения частот входного сигнала (их восстановления).

За ошибочное срабатывание принимался результат, когда неверно было определено хотя бы одно значение частоты из входного массива, либо количество найденных значений частот превышало исходное их число. В тех, случаях, когда из $N$ входных частот алгоритмом было найдено $m \le n$ значений и все из них входили в набор входных значений, вероятность ошибки рассчитывалась по формуле:

$$P_{ошибки} = \frac{m}{n}. \qquad (4)$$

Итоговое значение вероятности ошибки определялось как среднее арифметическое вероятностей по каждому набору частот.

В ходе численного эксперимента была проведена серия тестов с различными исходными данными.

Были заданы следующие значения первых гармоник генераторов гребёнки:

| | |
|---|---|
| $f_{LO_1}$ | 100 |
| $f_{LO_2}$ | 101 |
| … | … |
| $f_{LO_{15}}$ | 114 |

Табл. 2 Значения первых гармоник в гребёнках

В результате моделирования была получена зависимость ошибки определения частоты от количества используемых зон Найквиста (ширины рабочей полосы частот приёмника) при различном количестве каналов приёмника ($K = 3;4;5$). Данная зависимость изображена на рис. 2.

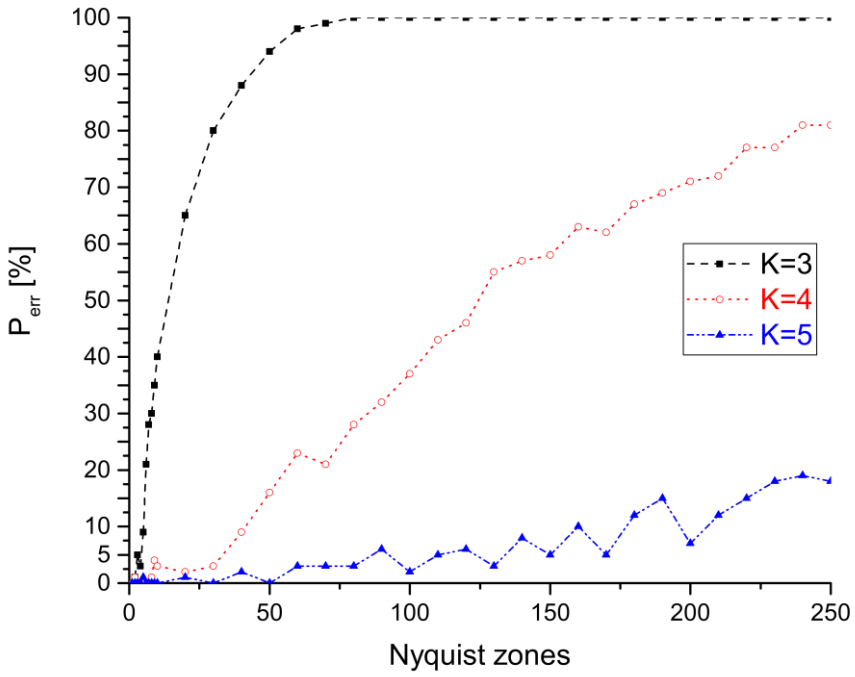



Рис. 2 Зависимость вероятности ошибки определения частоты от количества зон Найквиста при различном количестве каналов приёмника при $N = 10$.

Данная зависимость исследовалась для случаев, когда на вход приёмника одновременно поступали сигналы с 10, 20 и 30 разными частотами.

Проведённый численный эксперимент показал:

1. При использовании одной зоны Найквиста вероятность ошибки равна нулю независимо от количества входных сигналов. При работе в данном режиме возникает необходимость в аналого-цифровом преобразователе с соответствующей частотой дискретизации.
2. Для фиксированного количества значений частот во входном сигнале, в результате расчета было подтверждено, что увеличение количества каналов приёмника приводит к уменьшению вероятности ошибки определения частоты.
3. Увеличение количества обрабатываемых зон Найквиста для фиксированного количества каналов приёмника приводит к увеличению вероятности ошибки определения частот входного сигнала.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрена работа *K*-канального приёмника с субдискретизацией в каждом канале. Предложенный алгоритм работы цифрового вычислителя по совместной обработке данных всех каналов позволяет определять значения частот многокомпонентного входного сигнала. Данный метод может использоваться при построении приёмника с мгновенным измерением частоты. Получена зависимость ошибки определения частот от количества используемых зон Найквиста при различном количестве каналов приёмника. В результате проведённого статистического моделирования было получено подтверждено, что увеличение количества обрабатываемых зон Найквиста для фиксированного количества каналов приёмника

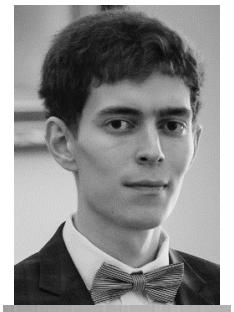
приводит к увеличению вероятности ошибки определения частоты, и, наоборот, при фиксированном количестве обрабатываемых зон Найквиста можно определить число необходимых параллельных каналов приемника, обеспечивающих заданную малую вероятность ошибок в определении частот.

## Литература

[1] Дмитриев Ф. Самолётные средства радиотехнической разведки / Ф. Дмитриев // Зарубежное военное обозрение – 1976. –№5. –С.56-63
[2] Щербак В.И Приёмные устройства систем радиоэлектронной борьбы / В.И.Щербак, И.И. Водянин // Зарубежная радиоэлектроника – 1987. –№5. – С.5–59
[3] Баландин В.С. Перспективы развития приёмных устройств систем радиоэлектронной борьбы / В.С. Баландин, К.В. Головинский, В.В. Дорофеев, В.А. Куц // Зарубежная радиоэлектроника – 1987. – №12. – С.78-92
[4] Tsui, J.B. Microwave receivers with electronic warfare applications. Wiley, 1986.

[5] B.G. Quinn, E.J. Hannan. The Estimation and Tracking of Frequency. Cambridge University Press, 2001
[6] Gibson S. R. Gallium arsenide lowers cost and improves performance of microwave counters. Hewlett-Packard J. 1982. P. 4-10

## Сведения об авторах



Кондаков Дмитрий Валерьевич, 1990 г.р.
аспирант кафедры «Радиофизика» СПб ПУ
dmitrii.kondakov@spbstu.ru
ООО «Специальный технологический центр»
Научные интересы: Приёмники мгновенной частоты, цифровые системы сбора данных

Космынин Алексей Николаевич, 1990 г.р.
a.n.kosmynin@ya.ru
Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, 2013
ООО «Специальный технологический центр»
Научные интересы: Малогабаритные приёмные устройства СВЧ, матричные коммутаторы СВЧ

Лавров Александр Петрович, 1950 г.р.
lavrov@ice.spbstu.ru
Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого
профессор кафедры «Радиофизика»
д.ф.-м.н., 1999
Научные интересы: Прикладная радиофотоника, оптоэлектронные процессоры радиосигналов

# МОДИФИЦИРОВАННЫЙ АЛГОРИТМ ЛЕКСИКОГРАФИЧЕСКОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ ПОЛЯРНЫХ КОДОВ

**Чилихин Н.Ю**

В работе рассматривается модифицированный алгоритм перестановочного декодирования полярных кодов на основе лексикографического подхода. Для улучшения корректирующих характеристик данного класса блоковых кодов автором предложено использовать конструктивные особенности кодовых комбинаций полярных кодов. Это позволяет устранить влияние ошибок, имеющих мягкие решения символов с высокими значениями.

**N.Y. Chilikhin**

A modified algorithm for the permutation decoding of polar codes is consider based on the lexicographic approach. To improve the corrective properties of this class of block codes, it is propose to use the structural features of the code combinations of polar codes. This allows you to eliminate the effect of errors, carry out soft decisions with high values

Применение полярных кодов (ПК) обусловлено рядом положительных свойств данного класса блоковых кодов [5]:

1. достижением асимптотически возможной пропускной способности двоичного канала без памяти;
2. возможностью свободного выбора требуемого кодового расстояния в рамках метрики Хэмминга;
3. приемлемым уровнем корректирующей способности.

Концепция формирования ПК построена на базе ядра Арикана, которое представляет собой матрицу $\boldsymbol{F} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$ [1,5-6]. Через величину $\boldsymbol{F}^{\otimes m}$ обозначают ее *m*-ю кронекеровскую степень, где $m \in N$. Для получения соответствующей матрицы необходимо ввести матрицу перестановок $\boldsymbol{B}_N$ с учетом метрики Бхаттачария, которая определяется как

$$Z_{2\cdot i+1,\,j} = \begin{cases} 2\cdot Z_{i,\chi} - Z_{i,\chi}^2 & \text{для } j_{0,e}^{N-1} \wedge 0 \le \chi \le i \\ Z_{i,\chi}^2 & \text{для } j_{0,o}^{N-1} \wedge 0 \le \chi \le i \end{cases}, \quad (1)$$

где $i = N/2-1$, $j = \{0,1,2,...,N-1\}$, $j_{0,e}^{N-1}$ и $j_{0,o}^{N-1}$ – компоненты множества только с четными и нечетными номерами соответственно, начиная с нуля, а $N = 2^m$ – длина кодовой комбинации. Стоит отметить, что множества $\left|j_{0,e}^{N-1}\right| = \left|j_{0,o}^{N-1}\right| = |\chi|$ равномощны. Для получения системы уравнений (1) при различных значениях $N$ необходимо использовать такие элементы указанных множеств, которые находятся на одних и тех же позициях. При этом результирующая порождающая матрица $\boldsymbol{G}_N$ определяется выражением: $\boldsymbol{G}_N = \boldsymbol{B}_N \cdot \boldsymbol{F}^{\otimes m}$ [5] Для осуществления операции поляризации необходимо произвести трансформацию скалярного канала в векторный канал, отождествляя его с функцией плотности условной вероятности выходного символа. Это достигается за счет создания копий двоично-симметричного канала рекурсивным способом, как представлено на рисунке 1 [5,14].

Рекурсия начинается с 0-го уровня ($n$=0) посредством применения только одного экземпляра $P$. На 1-ом уровне рекурсии схема сочетает в себе 2 независимых копии $P_0$, тем самым мы получаем канал $P_1$ с вероятностью переходов $P_1\left(y_0\left|y_1\right|u_0,u_1\right)=P\left(y_0\left|u_0\otimes u_1\right)\cdot P\left(y_1\left|u_1\right)\right.$ [5,14].

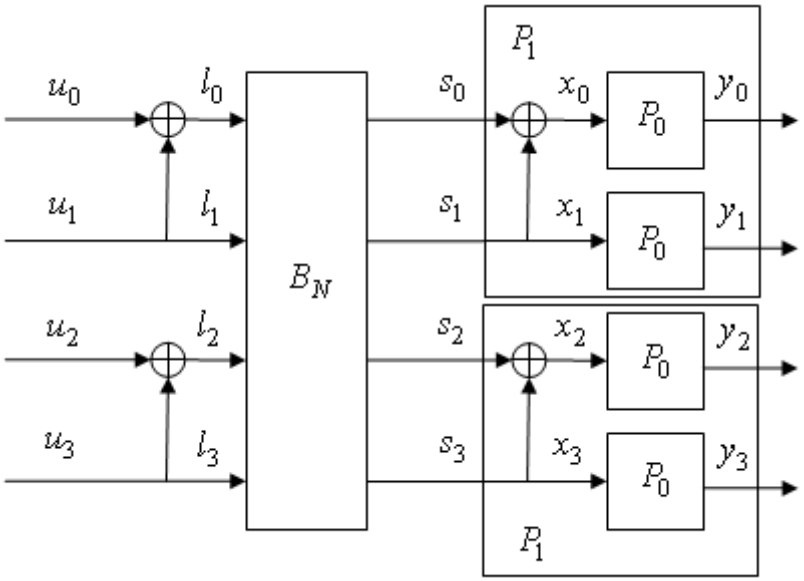



Рисунок 1 – Рекурсивный способ формирования кодового вектора

Стоит отметить, что процесс формирования матрицы перестановок $\boldsymbol{B}_N$ удовлетворяет следующим соотношениям (для случая, когда $m$=2)

$$l_0 \rightarrow s_0 \quad l_1 \rightarrow s_2$$
$$l_2 \rightarrow s_1 \quad l_3 \rightarrow s_3$$

Указанный метод заключается в представлении $P^N\left(y_0^{N-1}\left|u_0^{N-1}\right.\right)$ как совокупности $\overline{P}\equiv\left\{P_N^{(i)}\left(y_0^{N-1},u_0^{i-1}\left|u_i\right.\right),0\le i\le N\right\}$ двоичных каналов, что показано на рисунке 2 [5,14].

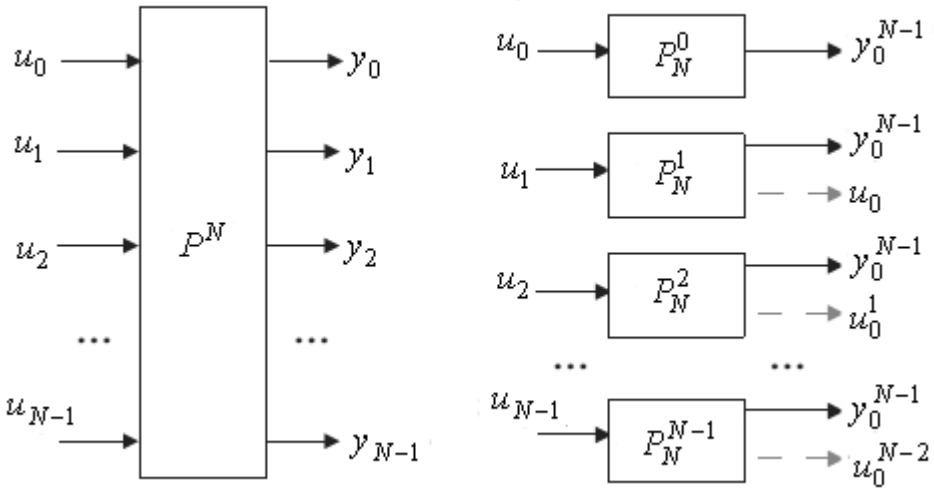



Рисунок 2 – Эквивалентные схемы представления векторного и скалярного каналов

При значении $N \to \infty$ каналы $P_N^{(i)}$ будут либо полностью бесшумными, либо полностью ненадежными. В связи с этим информационные символы $u_i$, передаваемые по каналам с низким уровнем достоверности, можно считать всегда фиксированными («замороженными»), т.е. равными «0». По таким каналам информация не передается и строки порождающей матрицы, соответствующие данным каналам, не участвуют в образовании кодового вектора. Общий вид выражения для получения выходного кодового вектора $X_{N-1}$ определяется следующим соотношением

$$X_{N-1} = u_A \cdot (\boldsymbol{B}_N \cdot \boldsymbol{F}_{nfr}^{\otimes m}) \oplus u_{A^{fr}} \cdot (\boldsymbol{B}_N \cdot \boldsymbol{F}_{fr}^{\otimes m}), \quad (2)$$

где $u_A$ и $u_{A^{fr}}$ – надежные и ненадежные символы (позиции кодового вектора, которым присваивается значение «0») соответственно [5].

Классическими схемами декодирования ПК являются последовательный декодер Арикана и алгоритм Тала-Варди. В основе построения последовательного декодера Арикана лежит вычисление логарифма отношения правдоподобия с учетом оценок предыдущих символов. Вычисление осуществляется в соответствии с выражением

$$LLR_N^{(i)}(y_0^{N-1}, \hat{u}_0^{N-1}) = \log \frac{P_N^{(i)}(y_0^{N-1}, \hat{u}_0^{N-2} \mid 0)}{P_N^{(i)}(y_0^{N-1}, \hat{u}_0^{N-2} \mid 1)}, \quad (3)$$

где $\hat{u}_0^{N-1}$ – оценка символа. Указанный подход имеет существенный недостаток в виде лавинообразного распространения ошибок, связанных с последовательностью вычислительного процесса [1-2,5,14].

Подобная проблема решается путем использования алгоритма Тала-Варди, но только с большой длиной списка, что сказывается на скорости обработки кодовых векторов в системе связи.

Замена действительных значений из (3) на целочисленные не приводит к потере точности вычисления, но снижает сложность реализации приемника [14].

В рамках данной работы рассмотрен алгоритм перестановочного декодирования ПК на основе лексикографического подхода. Алгоритм лексикографической обработки любого принятого кодового вектора сводится к следующим шагам [5-7, 9-10,13]:

Шаг 1. Принять кодовый вектор $(n,k)$ кода с мягкими решениями символов (МРС);

Шаг 2. Обработать $f$ символов, отвечающих за номер кластера, позиции которых известны приемнику, оценить уровень их достоверности и в случае искажения за счет принятых в системе проверок выполнить их восстановление. Принять решение о номере кластера;

Шаг 3. Вызвать из списка значение ключевой комбинации для выделенного кластера и с ее помощью перевести принятый вектор в базовый кластер;

Шаг 4. Упорядочить столбцы базового кластера, используя ранжирование по убыванию мягких решений в принятом векторе;

Шаг 5. Убедиться в том, что на выделенных $k-f$ позициях столбцов упорядоченного базового кластера образовались элементы поля $GF(2^{k-f})$, что говорит об отсутствии линейной зависимости среди выделенных столбцов. В случае необходимости выполнить новую сортировку;

Шаг 6. Восстановить вектор и осуществить обратную перестановку его элементов, выделяя при этом истинный вектор ошибок.

Рассмотрим пример применения предложенного алгоритма для ПК (8,4). Все разрешенные комбинации кодовой книги представлены в таблице 1 [5].

Таблица 1 – Соответствие информационных символов и полученных кодовых комбинаций после кодирования

| *K*, бит | *N*, бит | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $a_0$ | $a_1$ | $a_2$ | $a_3$ | $a_4$ | $a_5$ | $a_6$ | $a_7$ |
| 0000 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0001 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 0010 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 0011 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 0100 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 0101 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 0110 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 0111 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 1000 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1001 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 1010 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 1011 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 1100 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 1101 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 1110 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 1111 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |

Для перехода к кластерообразованию необходимо произвести выделение старших разрядов разрешенных кодовых комбинаций. Разбиение кодовой книги на кластеры представлено в таблице 2.

Таблица 2 – Соответствие информационных символов и полученных кодовых комбинаций после кодирования, разбитых на уникальные идентификаторы (кластеры) $\xi$

| *K*, бит | *N*, бит | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $a_0$ | $a_1$ | $a_2$ | $a_3$ | $a_4$ | $a_5$ | $a_6$ | $a_7$ |
| 0000 | 0 | 0 | 0 | **0** | **0** | 0 | 0 | 0 |
| 0101 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 1001 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 1100 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 0011 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 0110 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 1010 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 1111 | 0 | 1 | 1 | **0** | **1** | 0 | 0 | 1 |
| 0010 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 0111 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 1011 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 1110 | 1 | 0 | 0 | **1** | **0** | 1 | 1 | 0 |
| 0001 | 1 | 1 | 1 | **1** | **1** | 1 | 1 | 1 |
| 0100 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 1000 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1101 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |

Порождающая матрица $\boldsymbol{G}$ ПК(8,4) в систематической форме имеет вид

$$\boldsymbol{G}_{(8,4)} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Пусть на выходе кодера образовался вектор вида

$$V_{код} = \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 0$$

Передатчик заменяет младший (правый) бит комбинации на бит проверки четности для старших двух разрядов $\{a_0, a_1\}$, определяющих номер кластера, с целью его защиты. Следовательно, в канал связи будет передан вектор

$$V_{пер} = \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 1$$

Приемник принимает вектор, устанавливая по какому-либо известному принципу градацию надежности для каждого символа (логарифм отношения правдоподобия). Пусть соответствие символов и градаций надежности символов (далее для простоты целесообразно использовать термин МРС) имеют вид

$$V_{пер} = \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 1$$

$$V_{пр} = \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1$$

МРС **6 2 1 3 4 7 6 7**

Следовательно, вектор ошибок представлен последовательностью

$$V_{er} = \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 0$$

Приняв вектор с ошибками, декодер на первом шаге декодирования проверяет номер кластера на четность. В примере проверка на четность дает отрицательный результат, поэтому декодер инвертирует второй разряд в номере кластера, так как он имеет худшую оценку надежности. Вектор, используемый для последующего анализа, принимает вид

$$V_{пр} = \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1$$

Стоит отметить, что изначально при кодировании мы умышленно вносили ошибку для защиты номера кластера. Таким образом, распределение оценок будет носить иной характер (полужирным и подчеркиванием выделены наиболее сильные символы – с высоким значением МРС)

$$V_{пер} = \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 1$$

$$V_{пр} = \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1$$

МРС **6** 2 1 3 4 **7** **6** 0

Номер восстановленного кластера имеет значение 10. Таким образом, декодер для перехода к укороченной кодовой комбинации осуществляет сложение по модулю с ключевым словом данного кластера, при этом ключевое слово для второго кластера имеет вид

$$K_{2\to 0} = \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad \mathbf{0} \quad \mathbf{0} \quad 1 \quad 0 \quad 1$$

После удаления номера кластера

$$K'_{2\to 0} = \quad 1 \quad \mathbf{0} \quad \mathbf{0} \quad 1 \quad 0 \quad 1$$

С использованием процедуры $V_{пр} \oplus K_{2\to 0} = V'_{пр}$ получают вектор, в котором

осуществляется ранжирование символов $a_i$ по убыванию

$$V'_{np} = \begin{array}{c} \\ \oplus \end{array} \begin{array}{cccccccc} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{array}$$

Таким образом, вектор $V'_{np}$ имеет вид

$$V'_{np} = \begin{array}{cccccccc} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{array}$$

Далее отбросим разряды, отвечающие за номер кластера, в силу принятого ранее решения об их достоверной передаче. Таким образом, корректирующий вектор примет вид

$$V'_{np} = \begin{array}{cccccc} 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{array}$$

Запишем для данного вектора МРС каждого символа, которые были определены ранее

$$\begin{array}{ll} V'_{np} = & \begin{array}{cccccc} 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{array} \\ \text{МРС} & \begin{array}{cccccc} 1 & 3 & 4 & \underline{\mathbf{7}} & \underline{\mathbf{6}} & 0 \end{array} \end{array}$$

Запишем указанный вектор по убыванию градации надежности

$$\begin{array}{ll} \text{МРС} & \begin{array}{cccccc} \underline{\mathbf{7}} & \underline{\mathbf{6}} & 4 & 3 & 1 & 0 \end{array} \\ V_{ранж} = & \begin{array}{cccccc} 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{array} \end{array}$$

Серой заливкой выделены символы, имеющие максимальное значение МРС, при этом $7 \to 0,\ 6 \to 1$. Перейдя в базовый кластер (идентификатор кластера $\xi = 00$), произведем перестановку столбцов с учетом градации надежности. Соответствие МРС столбцам базового кластера представлено в таблице 3.

Таблица 3 – Соответствие МРС столбцам базового кластера ($\xi = 00$)

| Кластер базовый | | МРС | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | 1 | 3 | 4 | **7** | **6** | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 |

После перестановки соответствие примет вид, представленный в таблице 4.

Таблица 4 – Соответствие МРС столбцам базового кластера ($\xi = 00$) после перестановки с учетом градации надежности

| Кластер базовый | | МРС | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | **7** | **6** | 4 | 3 | 1 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | **0** | **1** | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 |

Получим ключевое слово в рамках базового кластера

$$K_{0_2\,ранж} = \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 1$$

Сложим данное слово с переставленным вектором $W_{ук(п)}$ и получим вектор $W_{рез(10)}$

$$K_{0_2\,ранж} = \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 1$$

$$V_{ранж} = \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 0$$

$$V_{er\,ранж} = \quad 0 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1$$

Вернем исходную последовательность символов

| МРС | 7 | 6 | 4 | 3 | 1 | 0 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $V_{er\,ранж} =$ | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| МРСисход | 1 | 3 | 4 | 7 | 6 | 0 |
| $V_{er} =$ | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |

Добавим к данному вектору номер кластера Z=00 и сложим с вектором

$$V_{пр} = \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1$$

Получим

$$V_{пр} = \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1$$

$$V_{er} = \quad 0 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 1$$

$$V_{пер} \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 0$$

$$V_{пер(исх)} = \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 1$$

При этом мы получаем сразу исходное кодовое слово. Также при обработке было учтено умышленное внесение ошибки, связанное с защитой кластера. Таким образом, указанный алгоритм позволяет исправлять n-k+1 стираний [5].

Однако на этапе перестановки столбцов с учетом градации надежности МРС может возникать ситуация, когда позиции с ошибками в кодовой комбинации имеют высокие значения МРС. Подобный эффект приводит к размножению ошибок в связи с тем, что принятый вектор будет неверно переведен в базовый кластер.

В процедуре вычисления МРС для двоичного канала связи в решающей схеме приемника используются свойства стирающего канала связи. Его параметры выбираются так, чтобы интервал стирания был широким и постоянным по значению. Таким образом, всем сигналам, принятым за пределами зоны неопределенности (в окрестностях математического ожидания случайной величины $y$), первая решающая схема присваивает максимальную градацию для МРС, равную $\lambda_{\max}$. Другие значения $\lambda_i < \lambda_{\max}$ формируются на основе линейной характеристики, как показано на рисунке 3, где $\lambda_{\max} = 7$ – есть максимальная оценка. Значение $\lambda_{\max} = 7$ считается достаточным для приема символов.

Общее для всех видов модуляции аналитическое выражение характеристик в пределах интервала стирания $\gamma$ в расчете на худший случай имеет вид

$$\lambda_i(y) = \left\lfloor \left| \frac{\lambda_{\max}}{\gamma \cdot M_{мп}} \times y \right| \right\rfloor \times a_з, \qquad (4)$$

где $M_{мп}$ – математическое ожидание модулируемого параметра, $a_з$ – коэффициент мультипликативной помехи [3-5,8,11].

Манипулируя в (4) угловыми скобками, конструктор приемника может уменьшить погрешность вычисления $\lambda_i(y)$ или перейти к рациональным показателям этого параметра, что будет соответствовать общим принятым нормам [3-5,8,11].

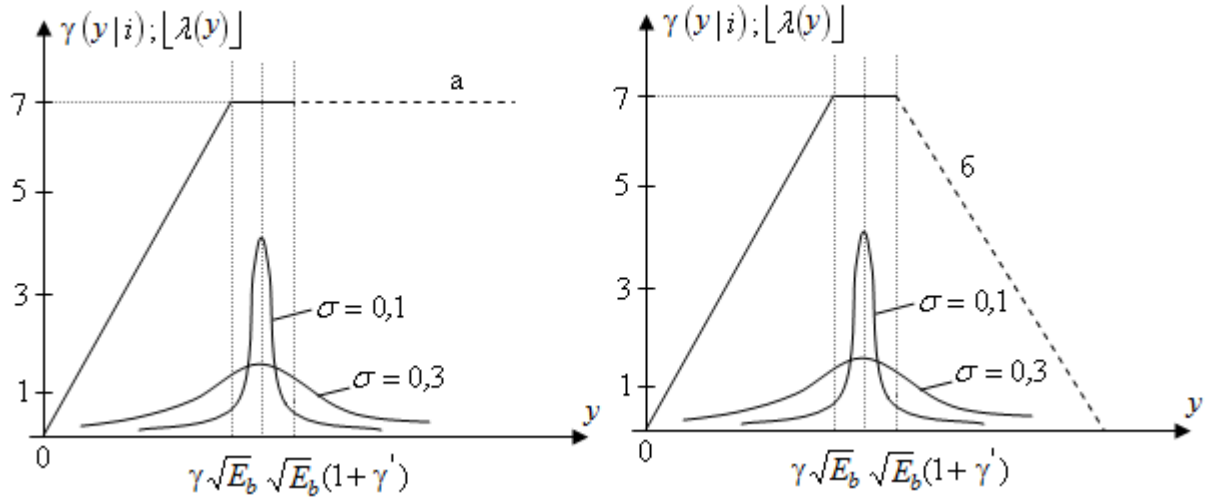
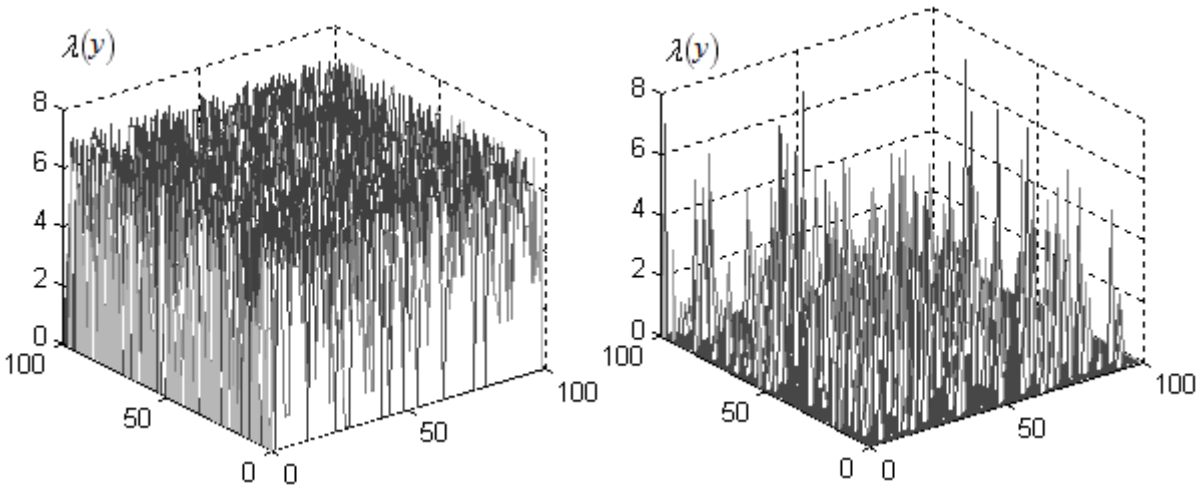


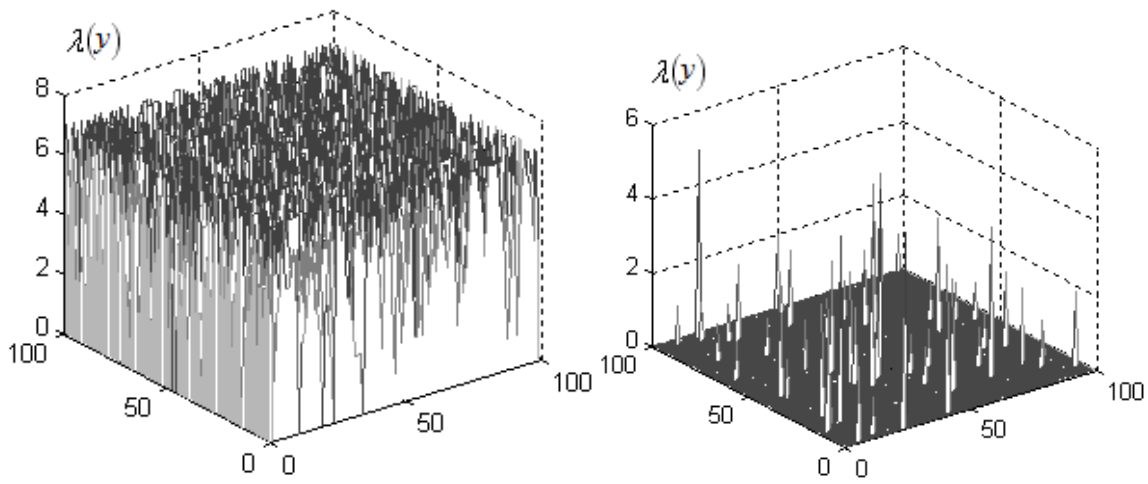

Рисунок 3 – Характеристики схемы прямого вычисления МРС: а) для системы с АМ или системы широкополосных сигналов; б) для системы с ФМ-2

На рисунках 4 и 5 представлены полигоны оценок правильно и ошибочно принятых символов в зависимости от соотношения сигнал/шум. С целью удобства представления данных комбинации кода на рисунках показаны в виде матриц размерности 100×100 при соотношениях сигнал/шум 0 и 3 дБ, которые представляет особый научный интерес [3]. Исходя из полученных характеристик, очевидно, что при увеличении соотношения сигнал/шум количество появлений ошибочных символов с высокими значениями МРС уменьшается. Это обусловлено улучшением шумовой обстановки в рассматриваемом канале связи.




а) оценки правильных символов б) оценки ошибочных символов

Рисунок 4 – Сравнительные данные по МРС для $h = 0$ дБ и $\rho = 0{,}9$




а) оценки правильных символов б) оценки ошибочных символов

Рисунок 5 – Сравнительные данные по МРС для $h = 3$ дБ и $\rho = 0{,}9$

Для устранения подобного эффекта в работе применяются конструктивные особенности кодовых комбинаций ПК. Главная структурная особенность разрешенных комбинаций ПК – их структурная симметрия (либо обратная структурная симметрия) относительно *n*/2 символов комбинации. Проиллюстрируем данный факт на примере вектора $y = 1001\ 1001\ 1001\ 1001$ для кода ПК(16,8). Видно, что при сложении по mod2 *n*/2 символов комбинации друг с другом результат будет состоять из одних лишь нулей. А при сложении *n*/2 символов вектора $y = 1001\ 1001\ 0110\ 0110$ из того же пространства разрешенных комбинаций кода ПК (16,8) результатом будут только единицы [12]

$$1001\ 1001 \oplus 1001\ 1001 = 0000\ 0000$$

$$1001\ 1001 \oplus 0110\ 0110 = 1111\ 1111$$

Причем в результате операции сложения образуются все единицы тогда, когда кодовая комбинация будет обратно симметрична относительно *n*/2 символов, а все нули – если *n*/2 символов комбинации идентичны друг другу. Подобная структурная особенность кода (СОК) сохраняется и при декомпозиции кодовой комбинации до минимального значения из 2 символов. В общем виде кодовая комбинация кода ПК разбивается на величину $n/2^j$, где $j$=1,2…$m$-1 – шаг декомпозиции (ШД) [12].

Пусть на выходе кодера образовался вектор вида (взят произвольно для понимания рассматриваемого механизма)

$$V_{пер} = \quad 0\ \ 1\ \ 1\ \ 0\ \ 1\ \ 0\ \ 0\ \ 1\ \ 0\ \ 1\ \ 1\ \ 0\ \ 1\ \ 0\ \ 0\ \ 1$$

Приемник принимает из канала связи вектор вида

$$V_{пр} = \quad 0\ \ 1\ \ 1\ \ 0\ \ 1\ \ 0\ \ 0\ \ 1\ \ 0\ \ 1\ \ 1\ \ 0\ \ \mathbf{0}\ \ 0\ \ 0\ \ 1$$

Сначала сложим по модулю 2 части принятой комбинации из $2^{m-1}$ элементов, чтобы определить, имеются ли в данной комбинации ошибки.

$$\begin{array}{cccccccc} & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ \oplus & 0 & 1 & 1 & 0 & \mathbf{0} & 0 & 0 & 1 \\ \hline & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{array}$$

Выполнение операции сложения 3-го ШД не позволяет однозначно идентифицировать вектор ошибок или подтвердить гипотезу о безошибочной передаче исходного сообщения. Для восстановления исходного сообщения необходимо провести процедуру прямого сложения (см. рисунок 6) и процедуру перекрестного сложения (см. рисунок 7) для полученной кодовой последовательности. Как правило, 1-й ШД рассматривается чисто теоретически и не имеет практического значения [12].

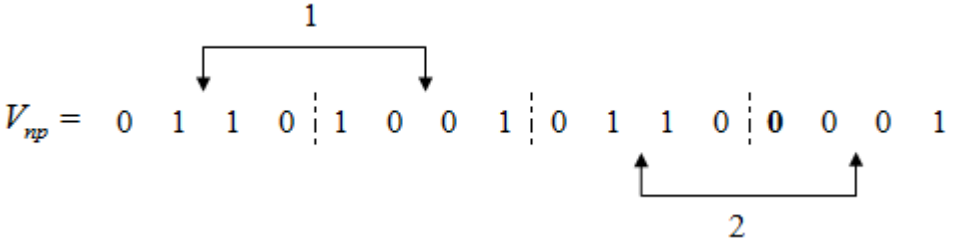



Рисунок 6 – Схематичное представление операции сложения по $2^{m-2}$ элемента из первой и второй половины комбинации

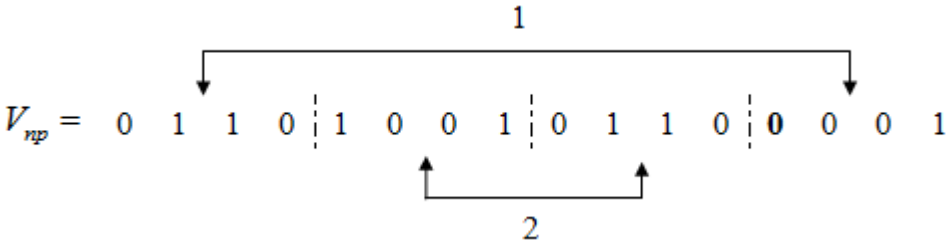



Рисунок 7 – Схематичное представление операции перекрестного сложения по $2^{m-2}$ элемента

Таким образом, для модификации алгоритма перестановочного декодирования ПК на основе лексикографического подхода необходимо на первом шаге произвести проверку символов кодовой комбинации, имеющих высокие значения индексов МРС с учетом СОК. На рисунке 8 представлены сравнительные характеристики классического алгоритма перестановочного декодирования ПК с его модифицированным вариантом для ПК (8,4).

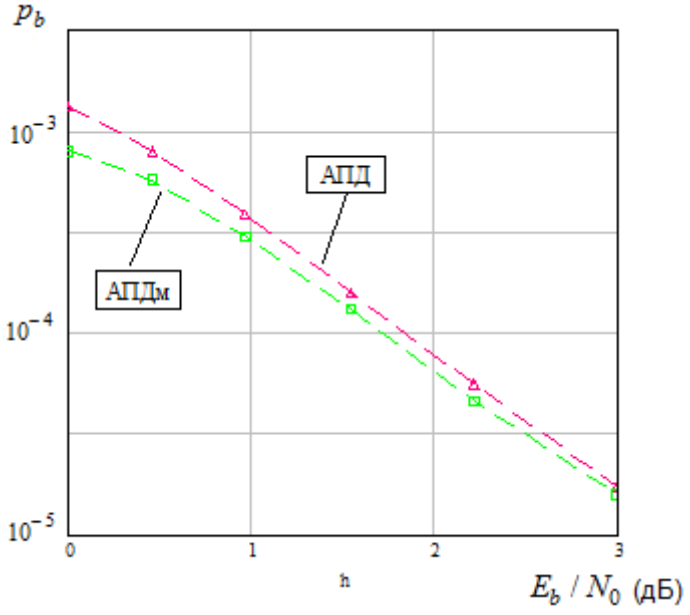



Рисунок 8 – Результаты имитационного моделирования системы с ПК (8,4)

Для простоты визуального восприятия на рисунке 8 использованы следующие обозначения АПД – алгоритм перестановочного декодирования ПК на основе лексикографического подхода, АПДм – модифицированный алгоритм перестановочного декодирования ПК на основе лексикографического подхода.

Как видно, наибольший энергетический выигрыш (порядка $0{,}2 \div 0{,}5$ дБ) наблюдается при соотношении сигнал/шум $0 \div 1$ дБ, при этом в интервале $1 \div 3$ дБ выигрыш составляет порядка $0{,}1$ дБ. Это обусловлено снижением количества ошибочных символов с высокими значениями индексов МРС. Таким образом, можно сделать вывод, что внедрение СОК в алгоритм перестановочного декодирования ПК на основе лексикографического подхода позволяет улучшить его корректирующие характеристики.

## Литература


1. Arikan E. Channel polarization: A method for constructing capacity-achieving codes for symmetric binary-input memoryless channels // IEEE Transactions on Information Theory. 2009. N 7 (55). P. 3051–3073.
2. Tal I., Vardy A. List decoding of polar codes // Proc. of the IEEE Intern. Symp. on Information Theory (ISIT). 2011. P. 1–5.
3. Гладких А.А., Чилихин Н.Ю. Эффективное декодирование недвоичных кодов с провокацией стертого элемента // Автоматизация процессов управления. – 2013. – № 2 (32). – С. 87–93.
4. Гладких А.А., Климов Р.В. Численное моделирование обобщенной процедуры формирования индексов мягких решений // Инфокоммуникационные технологии. - 2013. - Т. 11. №2 - С. 22-28.
5. Гладких А.А., Климов Р.В., Чилихин Н.Ю. Методы эффективного декодирования избыточных кодов и их современные приложения. Ульяновск: УлГТУ, 2016. – 258 с.
6. Гладких А.А., Климов Р.В., Чилихин Н.Ю. Унификация процедуры обработки данных в информационно-управляющих комплексах на базе полярных кодов // Труды XXI Международной научно-технической конференции «Радиолокация. Навигация. Связь». – Воронеж, 2015. – Том 2. – С. 1021–1031.
7. Гладких А.А., Наместников С.М., Чилихин Н.Ю. Алгоритмы декодирования избыточных кодов в системе информационно-управляющих комплексов // Труды Российского научно-технического общества радиоэлектроники и связи им. А.С. Попова (70-я Международная конференция «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий» (REDS-2015)). – Москва, 2015. – Т.5, № 1 – С. 105-108.
8. Гладких А.А., Чилихин Н.Ю. Формирование мягких решений в системе широкополосного канала связи с QPSK-QAM // Автоматизация процессов управления. – 2013. – № 3 (33). – С. 75–79.
9. Гладких А.А., Чилихин Н.Ю. Эффективное декодирование двоичных блоковых кодов // Труды XV Международной научно-технической конференции «Проблемы техники и технологий телекоммуникаций». – Казань, 2014. – Том 1. – С. 71–73.
10. Гладких А.А., Чилихин Н.Ю., Наместников С.М., Ганин Д.В. Унификация алгоритмов декодирования избыточных кодов в системе интегрированных

информационно-управляющих комплексов // Автоматизация процессов управления. – 2015. – № 1 (39). – С. 13–20.

11. Климов Р.В., Солодовникова Д.Н. Методы формирования индексов мягких решений символов на основе модификации параметров канала со стираниями // Радиотехника. – 2014. – № 11. – С. 90–93.

12. Чилихин Н.Ю. Структурные особенности кодовых комбинаций полярных кодов и кодов Рида-Маллера // Современные проблемы проектирования, производства и эксплуатации радиотехнических систем. 2015. № 1-2 (9). С. 139-141.

13. Чилихин Н.Ю. Эффективное декодирование кодов Рида-Маллера и полярных кодов на основе кластерного подхода // Современные проблемы проектирования, производства и эксплуатации радиотехнических систем: сб. науч. тр. – Ульяновск: УлГТУ, 2014. – [Вып. 9]. – С. 79–82.

14. Семенов П. Практические аспекты алгоритма Тала – Варди списочного декодирования полярных кодов / Научно-технические ведомости СПбГПУ.

## Сведения об авторе

**Чилихин Николай Юрьевич,** 1989, окончил Ульяновский государственный технический университет в 2011 г., кандидат технических наук (защита 2015 г.), доцент кафедры «Телекоммуникации» УлГТУ, имеет публикации в области мягкого декодирования избыточных кодов. [e-mail: n.chilikhin@gmail.com].

# ЗАВИСИМОСТЬ ТЕНЗОРА РАССЕЯНИЯ СВЕТОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ДВУХАТОМНЫМИ МОЛЕКУЛАМИ ОТ ИХ ОРИЕНТАЦИИ ПО ОТНОШЕНИЮ К ПЛОСКОСТИ ПОЛЯРИЗАЦИИ. ВОЗМОЖНОСТИ ПРИЛОЖЕНИЯ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ ОПТИЧЕСКОЙ СВЯЗИ.

С.В. Артыщенко

В данной работе приводятся аналитические выражения и результаты расчетов, дающие качественное и количественное обоснование выгодности предложенных ранее механизмов когерентной подготовки молекулярной среды для снижения рассеяния в лазерных атмосферных линиях связи

# DEPENDENCE OF THE LIGHT SCATTERING TENSOR OF DIATOMIC MOLECULES ON THEIR ORIENTATION RELATIVE TO THE PLANE OF POLARIZATION. FEATURES APPLICATIONS TO IMPROVE OPTICAL COMMUNICATION SYSTEMS

S.V. Artyshchenko

In this paper we present analytical expressions and calculations, giving a qualitative and quantitative study of previously proposed mechanisms profitability coherent training environment to reduce the molecular scattering in the atmospheric laser communication lines

Одной из актуальных задач современной лазерной физики является использование явления выстраивания молекул лазерным полем для создания среды с заданными характеристиками, такими как показатель преломления, рассеивающие свойства, способность молекул к диссоциации и т.д.. В частности, в работах [1,2] предложены способы повышения эффективности лазерных атмосферных линий связи за счет генерации среды с минимальным полным сечением рассеяния.

К использованному в указанных работах выводу о том, что полное сечение рассеяния и интенсивность рассеянного линейно поляризованного излучения пропорционально длине оси эллипсоида поляризуемости молекулы ориентированной вдоль вектора поляризации (т.е., что оно связано с тензором поляризуемости или тензором рассеяния) можно придти из достаточно общих соображений. Между тем, целесообразно иметь конкретные формулы, описывающие подобную зависимость. Несмотря на отсутствие серьезных препятствий для их получения, в литературе такие аналитические выражения не встречаются. Поэтому наряду с полезностью для практических приложений результаты данной работы представляют самостоятельный интерес

Решение задачи о рассеянии света приводит к необходимости вычислять сечения рассеяния. Энергия света $dI$, рассеянного в некоторый телесный угол $do$, выражается через интенсивность падающего света в виде

$$dI = I\frac{\omega}{\omega_0}d\sigma, \qquad (1)$$

где $\omega_0$ - частота падающего света, $\omega$ - частота рассеянного света, $d\sigma$ дифференциальное сечение рассеяния. Сечение рассеяния выражается через тензор рассеяния $c_{ik}$ в виде [3]

$$d\sigma = \frac{\omega_0 \omega^3}{c^4} \left| c_{ik} e_i'^* e_k \right|^2 do, \tag{2}$$

где $e_i$ - компоненты вектора поляризации падающего и рассеянного излучения.

Основные характеристики рассеянного излучения могут описаны в рамках классической электродинамики [4] . Рассеянное излучение удобно описывать тензором интенсивности рассеяния

$$I_{\alpha\beta} = \left\langle E_i E_k^* \right\rangle, \tag{3}$$

где усреднение понимается по частицам, рассеивающим свет. Напряженность рассеянного поля

$$\mathbf{E} = -e^{ikR} \frac{E_0 k^2}{4\pi R\varepsilon} \mathbf{G}_\perp, \tag{4}$$

и

$$I_{ik} = \left( \frac{E_0 k^2}{4\pi R\varepsilon} \right)^2 e_l e_m^* c_{il} c_{km}^*, \tag{5}$$

$\varepsilon$ - диэлектрическая проницаемость среды.

Далее следует придать более удобный вид выражению (5). Важно, что при рассеянии на молекулах тензор рассеяния имеет симметричный вид, т.е.

$$c_{ik} = \alpha \delta_{ik} + s_{ik}. \tag{6}$$

Здесь $\alpha$ - скалярная поляризуемость, $s_{ik}$ симметричный неприводимый тензор рассеяния с равным нулю следом $\mathrm{Sp}\|s_{ik}\| = 0$. Обозначим $A = \left( \frac{E_0 k^2}{4\pi R\varepsilon} \right)^2$, тогда

$$I_{ik} A \left[ G_0 e_l e_k^* + \frac{1}{10} G_s (\delta_{ik} + e_i^* e_k - \frac{2}{3} e_i e_k^*) \right], \tag{7}$$

$$G_0 = \alpha^2, G_s = s_{ik}^2.$$

Далее приведем формулы для рассеяния линейно поляризованной волны лазерного излучения с вектором поляризации $\mathbf{e}$. Ответ имеет вид для двух некогерентных составляющих рассеянного света

$$I_1 = A(a\sin^2\theta + b),$$
$$I_2 = Ab, \tag{8}$$

$\theta$ - угол рассеяния света. Первая интенсивность $I_1$ соответствует волне, поляризованной в плоскости поляризации падающего света $\mathbf{e}$ и направления волнового вектора рассеянного света $\mathbf{k}$. Вторая волна с интенсивностью $I_2$ имеет поляризацию перпендикулярную этой плоскости. Это распределение является изотропным. Константы

$$a = G_0 + \frac{1}{10}G_s,$$
$$b = \frac{1}{10}G_s. \tag{9}$$

Для проведения конкретных вычислений необходимо задать параметры тензора рассеяния. Конкретный вид тензора рассеяния зависит от ориентации молекулы в пространстве. Скалярная и симметричная части тензора вещественны. В системе координат, связанной с молекулой, тензор рассеяния имеет компоненты $\overline{c}_{ik}$. В лабораторной (неподвижной) системе координат

$$c_{ik} = \sum_{i'k'} \overline{c}_{i'k'} D_{i'i} D_{k'k}\ , \tag{10}$$

где $D_{i'i}$ - направляющие косинусы осей лабораторной системы координат относительно молекулярной системы координат.

В молекулярной системе координат в двухатомных молекулах $O_2$ и $N_2$ при ориентации оси $OX$ вдоль оси молекулы тензор рассеяния имеет диагональный вид

$$c = \begin{pmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \lambda & 0 & 0 \\ 0 & \mu & 0 \\ 0 & 0 & \mu \end{pmatrix}, \tag{11}$$

поскольку $\lambda_1 > \lambda_2 = \lambda_3$. Для линейных молекул, преимущественно составляющих атмосферные газы, хорошо известны данные о тензорах поляризуемости [5], которые для большинства линейных молекул в основных состояниях совпадают с соответствующими тензорами рассеяния [3]. Для $O_2$ $\lambda \cdot 10^{24} = 2.43$ см$^3$; $\mu \cdot 10^{24} = 1.19$ см$^3$, а для $N_2$ $\lambda \cdot 10^{24} = 2.38$ см$^3$; $\mu \cdot 10^{24} = 1.45$ см$^3$. Матрица преобразований $D$ при вращении в сферических координатах, выраженная через углы Эйлера, имеет вид [6]

$$\mathbf{D}=\begin{Vmatrix}\cos\psi\cos\varphi-\cos\theta\sin\varphi\sin\psi & \cos\psi\sin\varphi+\cos\theta\cos\varphi\sin\psi & \sin\psi\sin\theta\\ -\sin\psi\cos\varphi-\cos\sin\varphi\cos\psi & -\sin\psi\sin\varphi+\cos\theta\cos\varphi\cos\psi & \cos\psi\sin\theta\\ \sin\theta\sin\varphi & -\sin\theta\cos\varphi & \cos\theta\end{Vmatrix}. \quad (12)$$

Таким образом, для расчета рассеяния нужно определить $\lambda$, $\mu$. Положим $\alpha_{1,2}=(\lambda\pm\mu)/2$. Тогда

$$\|\bar{c}_{ik}\|=\begin{Vmatrix}\alpha_1 & 0 & 0\\ 0 & \alpha_1 & 0\\ 0 & 0 & \alpha_1\end{Vmatrix}+\begin{Vmatrix}\alpha_2 & 0 & 0\\ 0 & -\alpha_2 & 0\\ 0 & 0 & -\alpha_2\end{Vmatrix}, \quad (13)$$

$$\|\bar{s}_{ik}\|=\begin{Vmatrix}\alpha_2 & 0 & 0\\ 0 & -\alpha_2 & 0\\ 0 & 0 & -\alpha_2\end{Vmatrix}.$$

Далее вычисляем $G_0=\alpha^2$ и $G_s=\bar{s}_{ik}^2$. Через параметры $G_0$ и $G_s$ определяются константы $a$ и $b$ и рассчитывается рассеяние.

Использование импульсного лазерного воздействия на атмосферу позволяет выстроить молекулы в направлении поляризации лазерного излучения. Сравним эффективность рассеяния излучения выстроенными молекулами при поляризации излучения вдоль и поперек оси молекул. В соответствии с формулами (1) и (2) дифференциальная интенсивность рассеяния

$$\frac{dI}{do}\sim\left|c_{ik}e_i'^{*}e_k\right|^2. \quad (14)$$

Выбирая поляризацию падающего излучения вдоль и поперек оси молекулы, в соответствии с видом (11) тензора рассеяния в таких осях имеем для отношения интенсивностей

$$\frac{I_{\|}}{I_{\perp}}=\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^2. \quad (15)$$

Соответственно для молекул $O_2$

$$\frac{I_{\|}}{I_{\perp}}=\left(\frac{2{,}43}{1{,}19}\right)^2=4{,}169, \quad (16)$$

а для молекул $N_2$

$$\frac{I_{\parallel}}{I_{\perp}} = \left(\frac{2{,}38}{1{,}45}\right)^2 = 2{,}69\,. \qquad (17)$$

Таким образом, выигрыш от снижения единичного акта рассеяния при использовании ориентированных молекул пропорционален квадрату отношения продольной и поперечной поляризуемостей и может составить более 300 % для $O_2$ и 169 % для $N_2$. Для таких молекул как сероуглерод

$$\frac{I_{\parallel}}{I_{\perp}} = \left(\frac{27{,}6}{5{,}5}\right)^2 = 25{,}3649\,, \qquad (18)$$

и этот выигрыш вообще превосходит 2500 %.

Приведем подобные формулы для некоторых других молекул, в тех или иных количествах входящих в состав атмосферных газов, опираясь на данные о тензорах поляризуемости [2]:

для водорода

$$\frac{I_{\parallel}}{I_{\perp}} = \left(\frac{0{,}99}{0{,}69}\right)^2 = 2{,}0586\,. \qquad (19)$$

для закиси азота $N_2O$

$$\frac{I_{\parallel}}{I_{\perp}} = \left(\frac{5{,}32}{1{,}83}\right)^2 = 8{,}45125\,. \qquad (20)$$

для двуокиси углерода $CO_2$

$$\frac{I_{\parallel}}{I_{\perp}} = \left(\frac{4{,}10}{1{,}93}\right)^2 = 4{,}51287\,. \qquad (21)$$

для окиси углерода CO

$$\frac{I_{\parallel}}{I_{\perp}} = \left(\frac{2{,}6}{1{,}625}\right)^2 = 2{,}56\,. \qquad (22)$$

Таким образом можно говорить о заметной выгодности предложенных в [1, 2] схем когерентной подготовки среды для снижения полного сечения рассеяния.

## Литература

1. Артыщенко С.В., Способ повышения эффективности лазерных атмосферных линий связи за счет уменьшения полного сечения рассеяния / Артыщенко С.В. // Теория и техника радиосвязи, -2008. –Выпуск 4, С.56–63.

2. Артыщенко С.В., Способы снижения потерь в каналах распространения лазерных сигналов/ Артыщенко С.В., Дубинкин В.А., Николаев О.В. // Теория и техника радиосвязи, -2010. – Выпуск 2, С.80–91.

3. Берестецкий В.Б., Лифшиц Е.М., Питаевский Л.П. Квантовая электродинамика. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006. – 720с.

4. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Электродинамика сплошных сред. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2005. – С. 588.

5. Верещагин А.Н., *Поляризуемости молекул* / А.Н. Верещагин, – Москва.: Наука, 1980. – 176 с.

6. Голдстейн Г. Классическая механика. М.: Наука, 1975. – 126 с.

## Сведения об авторах

**С.В. Артыщенко**, ведущий конструктор АО «Концерн «Созвездие», кандидат физико-математических наук, доцент, окончил в 2001 году физический факультет ВГУ. Окончил очную аспирантуру ВГУ, научный руководитель – профессор Зон Б.А. В 2005 году защитил диссертацию на соискание степени кандидата физико-математических наук по специальности 01.04.05 – оптика.
Направление научных исследований оптика, лазерная физика, оптическая связь, нейронные сети.

E-mail: art.stepan@mail.ru.

# О МОДЕЛИРОВАНИИ ТОПОЛОГИИ ЭЛЕМЕНТОВ СЕТИ СВЯЗИ

Козлов С.В., Чупраков К.Г.

**Аннотация**: В статье рассмотрен теоретический и практический подход к решению задачи по оптимизации топологии элементов сети связи с целью повышения неопределенности расположения центрального элемента сети. Для этого применен аппарат теории множеств, а также геометрические формулы, которые позволяют рассчитать площадь пересечения колец. В статье подробно рассмотрены случаи попарного пересечения колец и их наложение, что позволяет сделать вывод об оптимальном расположении передающих пунктов сети связи.

**Ключевые слова:** Топология элементов, сеть связи, центр, неопределенность расположения, передающие пункты, кольцо покрытия, пересечение колец, максимум площади.

# REGARDING MODELING OF COMMUNICATION NETWORK TOPOLOGY

Kozlov S.V., Chuprakov K.G.

**Annotation**. It is considered in the article the theoretic and practice approach to solving problem of optimization of communication network elements topology in purposes of increasing of indeterminacy of network center placement. There are used set theory means and geometric dependences that allow to calculate a square of rings intersection. The cases of two rings intersection and their overlay are investigated that allow to make a conclusion regarding optimal mutual locations of transmitting point of communication network.

**Key Words**: Topology of elements, communication network, Center, placement indeterminacy, transmitting points, ring of coverage, rings intersection, square maximum.

Традиционное размещение активных элементов сети связи относительно заданного центра представляет собой «гелиоцентрическую» модель, в соответствии с которой центр помещается в некоторую точку на местности, а активные элементы располагаются на определенном удалении от него, в вершинах многоугольника. При этом внутри многоугольника одна из внутренних точек соответствует центру элемента сети связи.

Такая схема является логичной с точки зрения самих определений «центр – активные элементы». Но она делает центр легко определяемым объектом на основе некоторых вычислений, так как, во-первых, могут стать известными местоположения активных элементов, а во-вторых - заведомо известны характеристики радиочастотных каналов, которые регламентированы в нормативном плане, что определяет минимальные и максимальные удаления активных элементов от центра. Каждому активному элементу можно поставить в соответствие кольцо (пространство между двумя концентрическими окружностями) и с центром в точке размещения активного элемента, как множество точек, где гипотетически может находиться центр элемента сети связи. Пересечение таких колец для всех активных элементов и определяет область, где может располагаться центр элемента сети связи. Чем меньше площадь такого пересечения, тем более вероятным становится определение местоположения самого центра.

Размер такой площади можно увеличить за счет изменения местоположения активных элементов. В этой связи представляется актуальным найти такое положение

точек их размещения на местности (плоскости), при котором обеспечивается максимальная неопределенность местоположения центра или максимальной площади геометрического места точек (ГМТ) возможного размещения центрального элемента сети связи.

1. Абстрактная модель задачи

Рассмотрим на плоскости конечный набор точек $\{A_i\}$ из $N$ элементов, которые являются центрами колец $\{Q_i\}$, где каждое кольцо представляет собой площадь между двумя концентрическими окружностями с радиусами $R_{2i-1}$ и $R_{2i}$, то есть $Q_i = R_{2i-1} / R_{2i}$, где оператор «/» означает разность между двумя множествами – кругами с радиусами $R_{2i-1}$ и $R_{2i}$ и одним центром в точке $A_i$.

Найти такое расположение точек $\{A_i\}$ на плоскости, при котором площадь пересечения $\{Q_i\}$ максимальна.

$$S(\bigcap_{i\le N} Q_i) = \max S(\bigcap_{A_j\in\mathbb{R}^2, j\le N} Q_j). \quad (1)$$

Условие, сформулированное в таком виде, является весьма общим и содержит в себе определенное количество степеней свободы, например, равное $4N$ – на каждое кольцо приходится два радиуса и две координаты центра. Постановка задачи фиксирует взаимное расположение центров колец, но их радиусы остаются варьируемыми параметрами задачи, которые могут в значительной степени менять как структуру решения, так и результат. Поэтому в данной статье рассматривается частный случай общей задачи, где заданы пары радиусов для каждого из колец.

2. Исследование абстрактной модели задачи

Из базовых свойств операции пересечения множеств следует, что

$$A \cap B \subseteq A \text{ и } A \cap B \subseteq B$$

То есть, пересечение никогда не больше, чем любое из множеств, которое участвует в пересечении. В нашем случае это означает, что площадь пересечения колец не больше площади любого из колец. Равенство площади пересечения и площадей колец возможно тогда и только тогда, когда центры и пары радиусов всех колец совпадают. По сути, это эквивалентно случаю, когда $N = 1$, то есть всего есть одно кольцо.

Еще один вырожденный случай, когда $Q_i \subseteq Q_j$ или $R_{2i-1} \subseteq R_{2j-1}$ & $R_{2j} \subseteq R_{2i}$, то есть больший радиус первого кольца больше большего радиуса второго кольца и меньший радиус первого кольца меньше меньшего радиуса второго кольца. В этом случае, если совместить центры двух колец, то первое кольцо можно убрать из рассмотрения, так как его наличие не изменяет площадь пересечения.

Важным свойством общей задачи является то, что $R_{2i} \subset R_{2i-1}$ (свойство кольца – меньший круг всегда содержится в большом). Другими словами, обычная разность множеств может быть рассмотрена как симметрическая разность [1]. Это дает возможность оперировать при расчетах площади операциями пересечения и разности в том же ключе, что и арифметическими операциями умножения и вычитания соответственно, так как операция симметрической разности дистрибутивна относительно операции пересечения. Например,

$$(R_1/R_2) \cap (R_3/R_4) = (R_1 \cap R_3) \div (R_1 \cap R_4) \div (R_2 \cap R_3) \dot{+} (R_2 \cap R_4) \quad (2)$$

То есть, чтобы вычислить площадь пересечения двух колец достаточно рассмотреть пересечения кругов «крест-накрест» и применить их с нужным знаком:

$$S\ (Q_1 \cap Q_2) = S(R_1 \cap R_3) - S(R_1 \cap R_4) - S(R_2 \cap R_3) + S(R_2 \cap R_4) \quad (3)$$

Данная формула представляет собой частный случай формулы включения-исключения. Физический смысл добавления площади пересечения малых кругов двух колец в том, что это пересечение дважды вычитается из пересечения больших кругов колец вторым и третьим слагаемым в формуле расчета площади и соответственно одно пересечение малых кругов нужно «компенсировать».

3. Решение задачи на практическом примере

Как было сказано выше, задача в общей постановке имеет большое количество степеней свободы, что значительно затрудняет создание общего подхода по ее решению, с чем можно побороться, ограничив радиусы кругов колец конкретными значениями. Соответственно, рассмотрим задачу на примере передающих пунктов $\{A_i\}$, радиусы кругов для которых могут принимать следующие значения:

1. Малый радиус – $R_2 = 25$, большой радиус – $R_1 = 60$;
2. Малый радиус – $R_4 = 40$, большой радиус – $R_3 = 100$;
3. Малый радиус – $R_6 = 50$, большой радиус – $R_5 = 125$.

Ввиду замечаний, озвученных в предыдущем пункте, для оптимизации площади пересечения необходимо рассматривать по одному кольцу для каждого набора большого и малого радиуса. Соответственно, формируются три кольца $Q_1, Q_2$ и $Q_3$, радиусы которых перечислены выше в соответствии с порядковым номером.

Во-вторых, такой набор радиусов исключает тривиальные случаи, когда какое-то кольцо полностью принадлежит другому и соответственно, включающее кольцо может быть исключено.

Далее рассмотрим попарные пересечения таких колец. Расположим центр меньшего кольца в начале координат, а центр второго круга – в точку с координатами *(x, 0)*, где *x* – расстояние между центрами колец и аргумент функции площади *S(x),* по которой будем искать максимум.

Ввиду симметрии такой конструкции относительно оси ординат и необходимости рассматривать пересечение хотя бы двух больших кругов колец (иначе пересечение колец будет пустым), областью определения функции *S(x)* можно считать отрезок $[0; R_{2i-1} + R_{2j-1}]$. При *x=0* центры колец совпадают и ГМТ центров сети связи является новое кольцо с большим радиусом равным $\min(R_{2i-1}, R_{2j-1})$ и малым радиусом равным $\max(R_{2i}, R_{2j})$. Соответственно, площадь такого кольца будет равна:

$$S(0) = \pi\ (\min(R_{2i-1}, R_{2j-1})^2 - \max(R_{2i}, R_{2j})^2). \quad (4)$$

На второй границе области определения:

$$S\left(R_{2i-1} + R_{2j-1}\right) = 0. \quad (5)$$

С учетом непрерывности окружностей и замкнутости колец, функция *S(x)* будет непрерывной на области определения. Функцию *S(x)* для пересечения двух колец будем считать по формуле (3). Заметим, что в крайних точках области определения формула (3) дает значения, указанные в формулах (4) и (5).

Для расчета площади нетривиального пересечения двух кругов будем использовать формулу:

$$S = S_1 + S_2, \quad (6)$$

где $S_1$ – часть первого круга между общей хордой и дугой,

а $S_2$ – часть второго круга между общей хордой и дугой (см. рисунок 1).

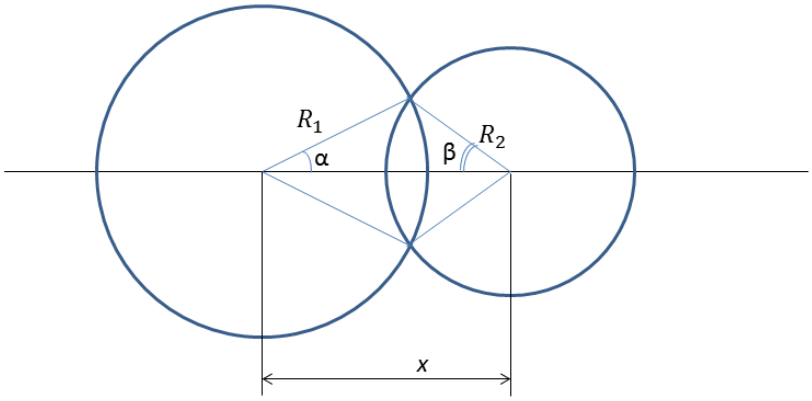



Рисунок 1 - Пересечение двух кругов

Далее,

$$S_1 = \frac{R_1^2}{2}(2\alpha - \sin 2\alpha) \text{ и } S_2 = \frac{R_2^2}{2}(2\beta - \sin 2\beta), \quad (7)$$

где:

$$\alpha = \arccos\frac{R_1^2 - R_2^2 + x^2}{2xR_1}, \beta = \arccos\frac{R_2^2 - R_1^2 + x^2}{2xR_2}. \quad (8)$$

Для тривиальных случаев пересечения двух кругов:

- круги не пересекаются – площадь пересечения равна нулю;
- большой круг полностью включает в себя малый круг – площадь пересечения равна площади малого круга.

Рассмотрим пересечение колец $Q_1$ и $Q_2$. Для расчета функции S(x) область определения потребуется разбить на интервалы, внутри которых пересечения кругов являются постоянными с точки зрения тривиальности и ее типа. Точки, разделяющие интервалы, рассчитываются исходя из сумм и разностей радиусов кругов, которые используются в формуле (3). Для колец $Q_1$ и $Q_2$ область определения – [0; 160], граничные точки будут такими (при расчете их нужно выложить на область определения):

$R_1 + R_3 = 160$
$R_3 - R_1 = 40$
$R_1 + R_4 = 100$
$R_1 - R_4 = 20$
$R_2 + R_3 = 125$
$R_3 - R_2 = 75$
$R_2 + R_4 = 65$
$R_4 - R_2 = 15$

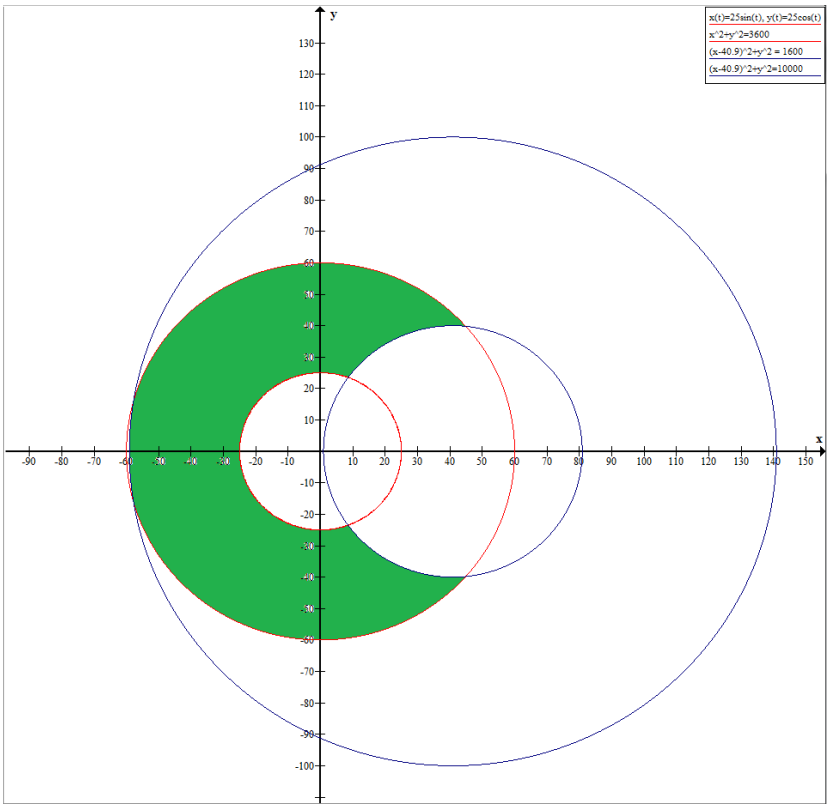



Рисунок 2 - Пересечение двух колец $Q_1$ и $Q_2$.

Далее на каждом интервале между полученными границами считаются все четыре площади: $S(R_1 \cap R_3)$, $S(R_1 \cap R_4)$, $S(R_2 \cap R_3)$, $S(R_2 \cap R_4)$:

- при пустом пересечении кругов $S = 0$;
- при полном включении одного круга другим $S = \pi \min(R_i^2, R_j^2)$;
- при нетривиальном пересечении $S(x)$ считается по формулам (6)-(8).

В результате расчетов график $S(x)$ для колец $Q_1$ и $Q_2$ выглядит, как показано на рисунке 3. По вертикальной оси – площадь на пересечении кругов. По горизонтальной оси – расстояния $R$.

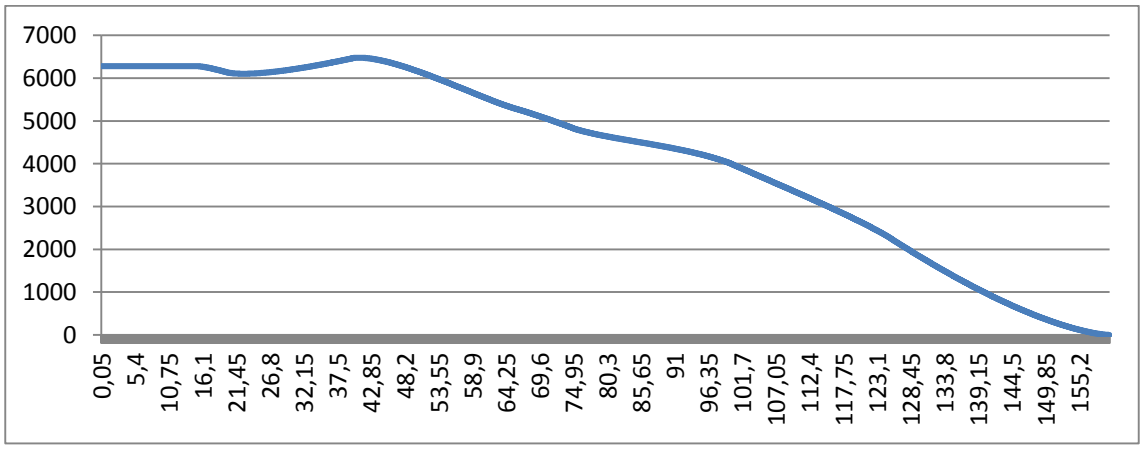



Рисунок 3 - Площадь пересечения колец $Q_1$ и $Q_2$ в зависимости от расстояния между центрами

На графике (см. рис. 3) есть максимум при $x=40,9$. При этом стоит отметить, что максимальное значение площади не столь значительно отличается от случая $x=0$, когда

центры колец совпадают. Расположение колец, при котором достигается максимум площади, изображено на рисунке 2.

Аналогично для колец $Q_1$ и $Q_3$:

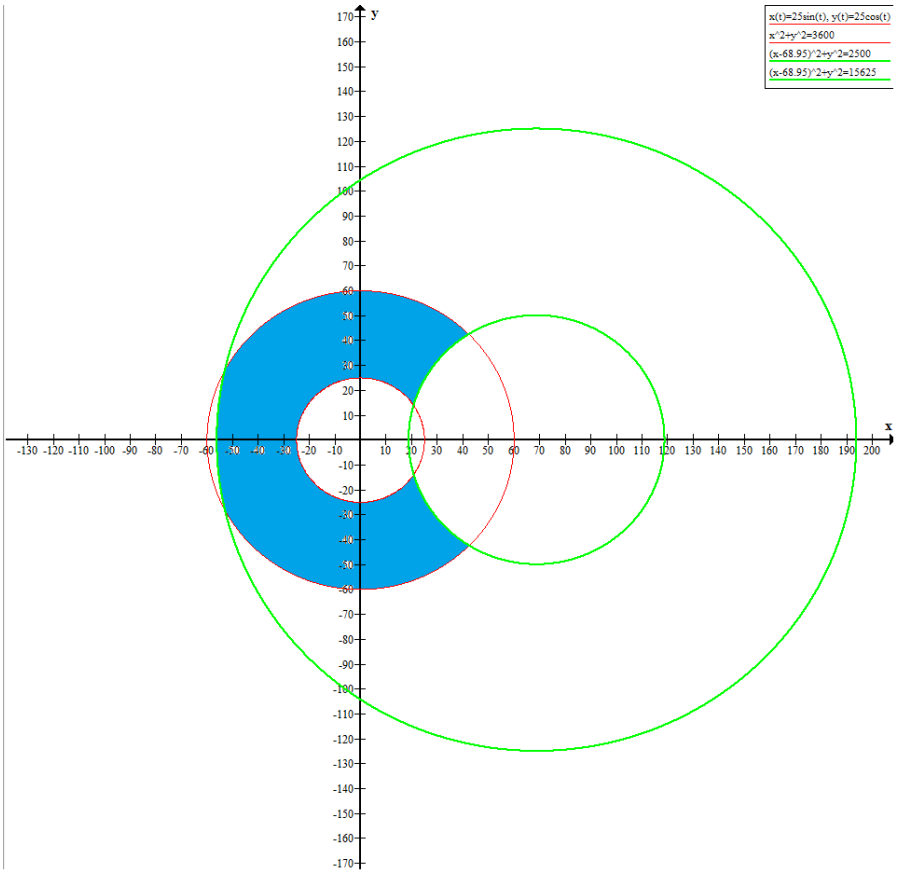



Рисунок 4 - Пересечение двух колец $Q_1$ и $Q_3$.

Область определения – [0, 185].
Промежуточные точки в области определения: 0, 10, 25, 65, 75, 100, 110, 150, 185.
График функции пересечения представлен на рисунке 5.

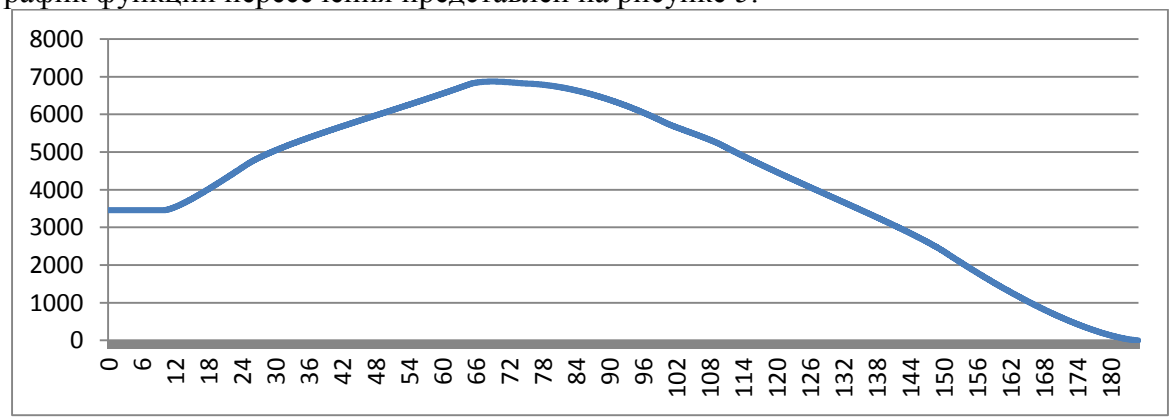



Рисунок 5 - Площадь пересечения колец $Q_1$ и $Q_3$ в зависимости от расстояния между центрами.

На графике также есть максимум в точке *x=68,95*, а само оптимальное расположение изображено на рисунке 4. Отметим, что здесь «выигрыш» относительно случая *x=0* почти в 2 раза.

Сравнивая области пересечения на рисунках 2 и 3 можно отметить, что они в значительной степени похожи. Это значит, что из соображений симметрии фигур пересечений пар колец оптимальное расположение трех центров будет такое, при котором они все находятся на одной прямой на определенном расстоянии друг от друга. В этом случае площадь пересечения будет максимальной. Для иллюстрации наложим два расположения колец, полученные для попарных пересечений (см. рис. 6). Видно, что даже совмещенные частные решения для двух попарных пересечений кругов дают площадь порядка 7000 кв. единиц, что будет близко к оптимальному расположению. Сравнивая это с традиционными решениями, новое решение дает прирост площади примерно от 2 до 5 раз, а также создает дополнительную неопределенность за счет того, что расположение центров на прямой не определяет в какой полуплоскости относительно этой прямой может находиться центр.

Полноценное решение по пересечению сразу трех колец является значительно более емким, как с точки зрения наличия сразу нескольких координат центров окружностей (функция определения площади получает два аргумента), так и с точки зрения формулы площади пересечения трех кругов.

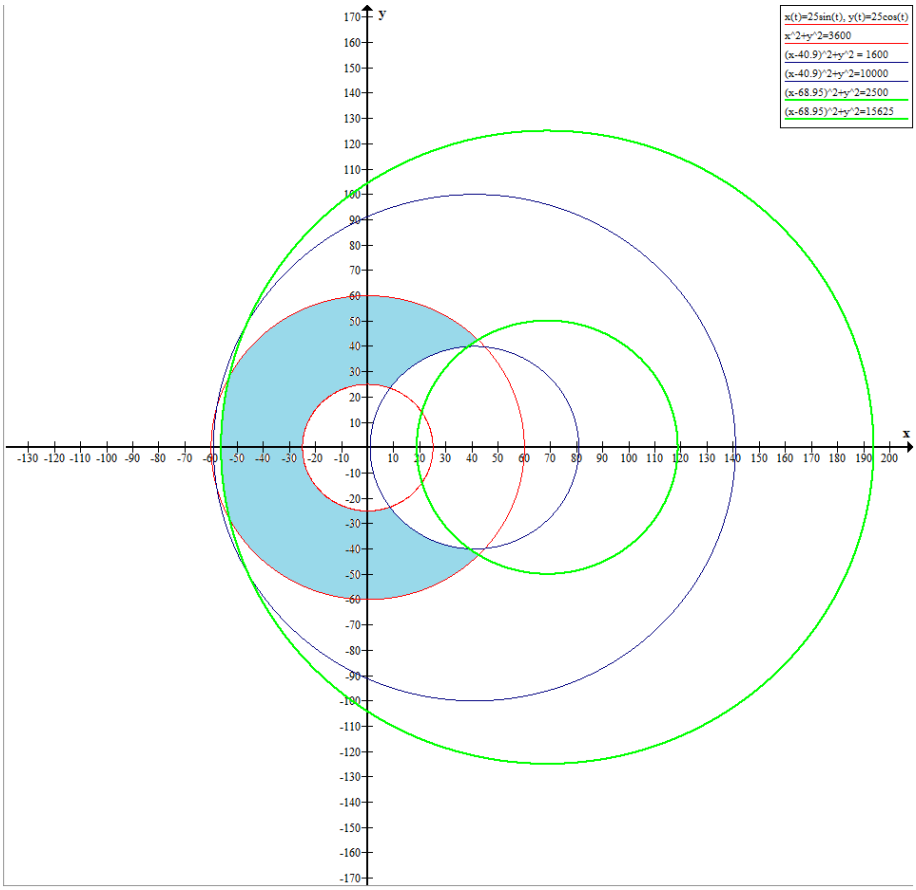



Рисунок 6 - Наложение двух попарных пересечений

Представленный вариант моделирования топологии элементов сети связи позволяет рациональным образом с точки зрения увеличения неопределенности местоположения центрального элемента сети связи определить места расположения ее

активных элементов. С учетом возможного применения системотехнических решений, изложенных в [2], количество однородных активных элементов может быть увеличено, что в комплексе с предложенным вариантом моделирования топологии элементов сети связи расширяет возможности поиска рационального решения по обоснованию местоположения активных элементов сети связи.

## Литература

1. Куратовский К., Мостовский А. Теория множеств. Издательство М.: Мир. 1970 – 416с.

2. Козлов С.В. Проблемные вопросы интеграции системотехнических решений при создании распределенных радиоцентров и основные направления их решения на основе процессного подхода к формированию трактов связи. XXII Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация и связь», г. Воронеж, 2016, изд.: НПФ «САКВОЕЕ» ООО, с. 620-626.

## Сведения об авторах

Козлов Сергей Витальевич, 1955 года рождения, Киевское высшее военное инженерное училище связи, год окончания 1977, исследование направлений развития информационно-телекоммуникационных сетей на основе применения методов процессного подхода к системотехнике, год защиты кандидатской диссертации 1986, заведующий отделом ФГУ «Федеральный исследовательский центр «Информатика и управление» Российской академии наук» (ФИЦ ИУ РАН), sv_kozlov@mail.ru

Чупраков Константин Григорьевич, 1985 года рождения, Механико-математический факультет МГУ им. Ломоносова, год окончания 2007, исследование и разработка методов построения систем отображения информации для ситуационных центров, год защиты кандидатской диссертации 2010, ведущий математик ФГУ «Федеральный исследовательский центр «Информатика и управление» Российской академии наук» (ФИЦ ИУ РАН), chkos@rambler.ru

# МИНИМИЗАЦИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭФФЕКТОВ В УСИЛИТЕЛЬНОМ КАСКАДЕ

Бобрешов А.М., Мымрикова Н.Н., Яблонских А.А

Проведены исследования нелинейных искажений второго и третьего порядков в усилителях на полевых транзисторах. Показана возможность одновременной компенсации интермодуляционных продуктов третьего и всех четных порядков посредством согласованного изменения межкаскадной аттенюации и напряжений смещения затворов. Также предложена структура адаптивного к помехам усилительного каскада.

# MINIMISATION OF NONLINEAR EFFECTS IN AN AMPLIFIER CASCADE

Bobreshov A.M., Mymrikova N.N., Jablonskih A.A.

Examinations of nonlinear distortions of the second and third orders are carried out in field-effect transistor amplifiers. Possibility of simultaneous compensation of intermodulation yields of the third and all even orders by means of the compounded change interstage аттенюации and a bias voltage of gates is shown. Also the structure of an adaptive amplifier cascade to handicapes is offered.

## Введение

Уменьшение интермодуляционных помех второго и третьего порядков остается наиболее актуальной задачей радиотехники. Прежде всего, связано с тем, что данные составляющие могут попасть в полосу полезного сигнала приемника и значительно исказить полезный сигнал. Нелинейные искажения (НИ) второго и третьего порядков можно технически минимизировать во входном усилительном тракте радиоприемного устройства (РПУ) установкой селективных цепей и обратной связи. С развитием цифровой техники наиболее распространенным способом уменьшения НИ в радиопередающем устройстве (РПдУ) является метод цифровых предыскажений. Он предполагает включение в схему корректора–устройство, которое осуществляет предварительное искажение сигнала и с помощью использования бесструктурных моделей и цифровой коррекции уменьшить НИ. Данные способы не позволяют полностью компенсировать НИ. Минимизация уровней продуктов нелинейности предполагает равенство амплитуд и противоположность фаз, для чего требуется несколько нелинейных элементов. Предложенные в патенте [1] идеи в последствии были развиты в работах [2-4] и др. В последние годы появилось несколько публикаций [5-8], в которых аналогичный подход с повторными взаимодействиями составляющих на квадратичной нелинейности применяется для подавления НИ в биполярных транзисторах, собранных по схеме общий эмиттер (ОЭ) и полевых транзисторах с общим затвором (ОЗ). В настоящей работе компенсационный метод борьбы с нелинейными искажениями распространяется на усилители диапазона СВЧ. Кроме того, коррекцию нелинейных составляющих различного происхождения предлагается осуществлять не только с помощью межкаскадных аттенюаторов, но и изменением напряжений смещения на затворах транзисторов.

**Нелинейные характеристики многоканальных усилителей**

На рис.1 представлена блок–схема устройства, в котором могут быть скомпенсированы интермодуляционные продукты третьего порядка. Основными элементами схемы являются усилители на транзисторах с включением по схеме ОИ. Цепь согласования представляет LC–контур с перестраиваемой индуктивностью, аттенюатор выполнен на резистивных элементах (рис. 2).

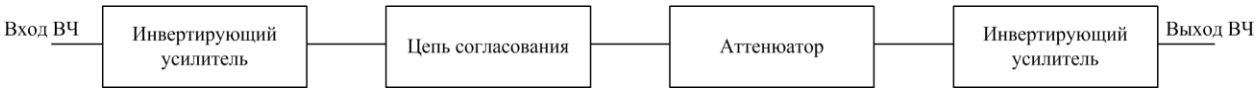



Рис. 1. Блок–схема устройства для подавления нелинейных продуктов

Пусть на вход устройства воздействуют две помехи с частотами ω1 и ω2:

$$U_{вх}(t) = U_{01}\cos(\omega_1 t) + U_{02}\cos(\omega_2 t)$$

На выходе первого усилителя с учетом инвертирующих свойств образуются составляющие:

$$U_{вых1} = -(a_1 - \frac{3}{4}a_3U_{01}^2 - \frac{3}{2}a_3U_{02}^2)U_{01}\cos(\omega_1 t) - \frac{1}{2}a_2U_{01}^2\cos(2\omega_1 t) + \frac{1}{4}a_3U_{01}^3\cos(3\omega_1 t) -$$

$$(a_1 - \frac{3}{4}a_3U_{02}^2 - \frac{3}{2}a_3U_{01}^2)U_{02}\cos(\omega_2 t) - \frac{1}{2}a_2U_{01}^2\cos(2\omega_2 t) + \frac{1}{4}a_3U_{02}^3\cos(3\omega_{21} t) -$$

$$a_2U_{01}U_{02}\cos(\omega_1 \pm \omega_2)t + \frac{3}{4}a_3U_{01}^2U_{02}\cos(2\omega_1 \pm \omega_2)t + \frac{3}{4}a_3U_{01}U_{02}^2\cos(2\omega_2 \pm \omega_1)t$$

После аттенюатора на входе второго усилителя напряжение равно $U_{вх2}(t) = U_{вых1}(t)A$.

На выходе устройства образуются продукты интермодуляции второго и третьего порядков:

$$U_{\omega_1 \pm \omega_2} = \frac{1}{2}(a_2b_1 - a_1^2b_2)AU_{01}U_{02}\cos(\omega_1 \pm \omega_2)t\,, \qquad (1)$$

$$U_{2\omega_1 - \omega_1} = -\frac{3}{4}(a_3b_1 + 2a_1a_2b_2A + a_1^3b_3A^2)AU_{01}U_{02}^2\cos(2\omega_2 - \omega_1)t\,. \qquad (2)$$

Здесь $a_1 = S_1R_{H1}, a_2 = \frac{1}{2}S_1^{'}R_{H1}, a_3 = \frac{1}{6}\left|S_1^{''}\right|R_{H1}$;

$b_1 = S_1R_{H2}, b_2 = \frac{1}{2}S_2^{'}R_{H2}, b_3 = \frac{1}{6}\left|S_2^{''}\right|R_{H2}$;

$S_{1(2)}, S_{1(2)}^{'}, S_{1(2)}^{''}$ – крутизна, ее первая и вторая производные в первом (втором) каскаде;

$R_{H1}, R_{H2}$ –сопротивления нагрузки первого и второго каскадов.

Из выражений (1) и (2) следует, что при $a_2b_1 - a_1^2b_2A = 0$ (условие компенсации продукта интермодуляции второго порядка) выражение $a_3b_1 + 2a_1a_2b_2A + a_1^3b_3A^2$ в нуль не обращается. Это означает, что при последовательном соединении двух каскадов продукты интермодуляции второго и третьего порядков не могут быть устранены при одних и тех же условиях.

Экспериментальные исследования также свидетельствуют о невозможности нейтрализации нелинейных искажений второго и третьего порядков. В схеме на рис. 2 последовательно соединены каскады ОИ-ОИ. Коэффициент усиления равен 20 дБ при

входном и выходном сопротивлениях 50 Ом. На вход усилителя подавались две помехи на частотах F1=1.121 ГГц и F2=1.143ГГц и мощностью U=-35 дБмВт.

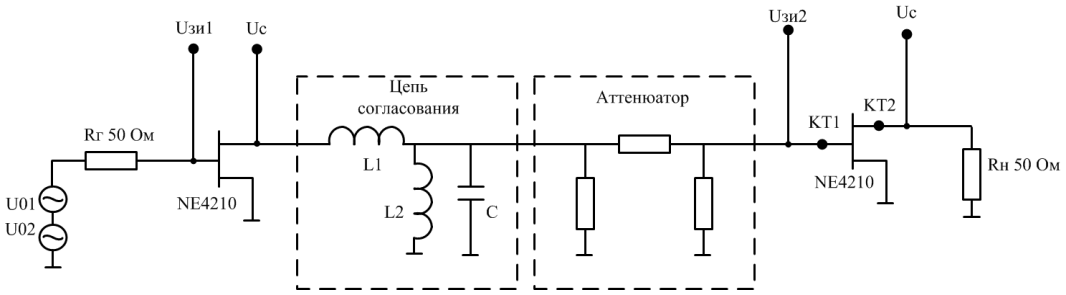



Рис. 2. Макет усилителя с последовательным соединением каскадов

На рис. 3 показано поведение интермодуляционных составляющих и основных частот при изменении напряжения смещения на затворе выходного транзистора. Как видно из рис. 3, при напряжении смещения Uзи2=-0.31В происходит компенсация интермодуляционных продуктов третьего порядка. При этом наблюдается монотонное поведение продукта интермодуляции второго порядка.

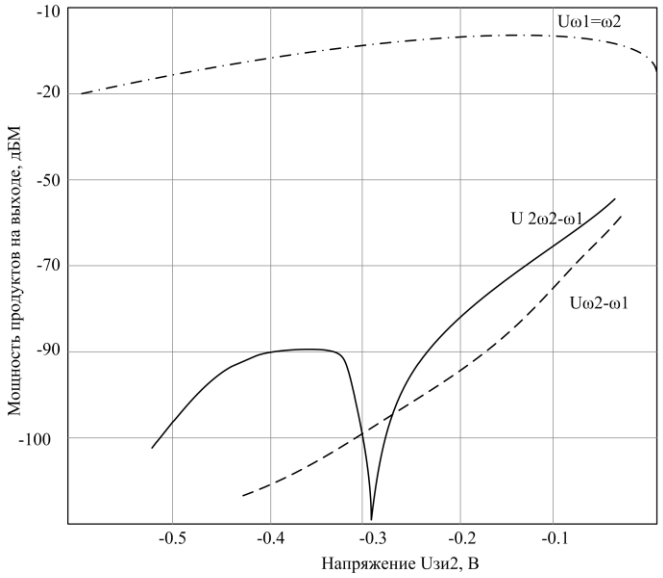



Рис. 3. Мощности продуктов на выходе усилительного каскада

**Балансная схема усилителя**

Одновременной компенсации продуктов второго и третьего порядков можно добиться при использовании балансной схемы включения усилительных каскадов с присутствием межкаскадного аттенюатора (рис. 4). Совместное изменение смещения на затворах транзисторов Uзи2 и ослабления межкаскадных аттенюаторов (Аттенюаторы1,2) позволяет компенсировать интермодуляционные продукты третьего порядка в каждом параллельном канале. Разность фаз для продуктов третьего порядка в контрольных точках Кт1 и Кт2 составляет $180^0$.

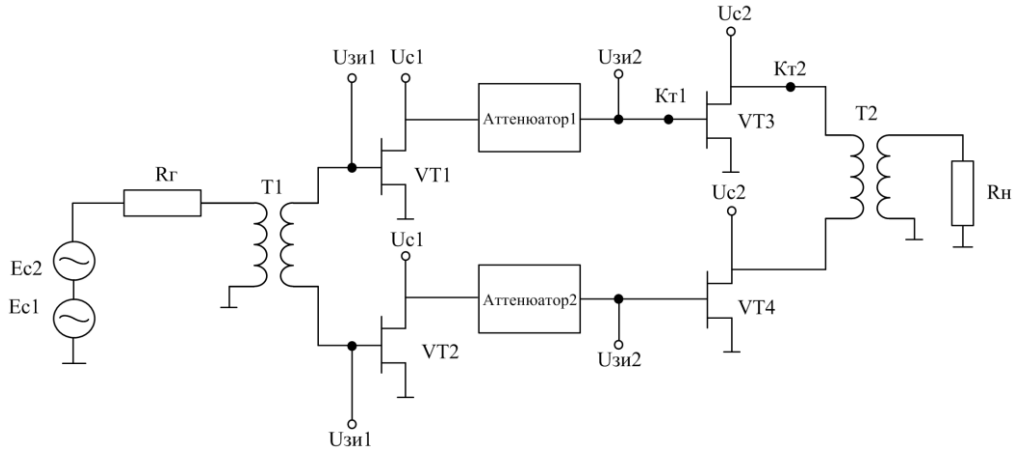



Рис. 4. Балансная схема соединения усилительных каскадов

Одновременная компенсация нелинейных искажений второго и третьего порядков изучалась на макете балансного усилителя, каждый из каналов которого был реализован на основе транзисторов NE4210 ф. Nec (рис. 4). Параллельно проводилось моделирование устройства в программе Microwave Office. Входные сигналы имели частоты F1=1.121 ГГц, F2=1.143 ГГц и равные мощности Ec1=Ec2=-30 дБмВт; коэффициент передачи тракта составил более 21 дБ. На выходе данной схемы происходит сложение противофазных интермодуляционных продуктов четных порядков, а при определенных режимах работы каскадов наблюдается фазовая компенсация продуктов третьего порядка в точках Кт1 и Кт2. На рис. 5 приведены результаты расчета и экспериментального измерения мощности интермодуляционных продуктов второго порядка IM2 на частоте F1+F2 и третьего порядка IM3 на частоте 2F2-F1 в зависимости от режимов работы транзисторных каскадов. Результаты эксперимента (точки) достаточно хорошо совпали с теоретическими данными (сплошные линии). Незначительная погрешность связана с приборным парком. Кривым *1-4* соответствуют значения ослабления аттенюаторов –2Дб, –4Дб, –5Дб, –7дБ. Максимальная компенсация продуктов интермодуляции третьего порядка для приведенных кривых достигается при напряжениях смещения на затворах транзисторов Uзи2=-0.22В, -0.38В, -0.5В, -0.66В.

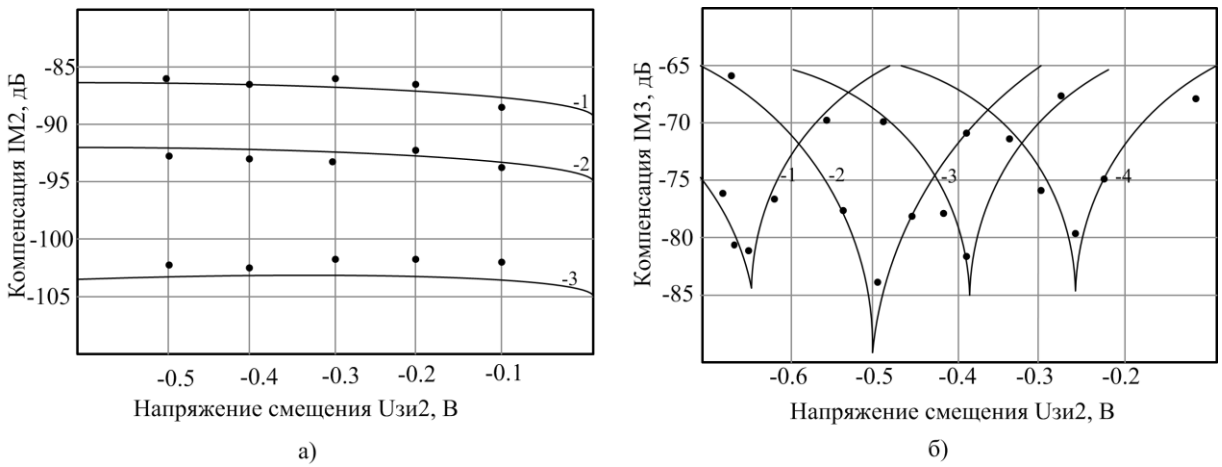



Рис. 5. Компенсация интермодуляционных продуктов второго порядка а) и третьего порядка б) в балансной схеме включения усилителей. Ослабление аттенюаторов: кривая 1 – -2Дб, кривая 2 – -4Дб, кривая 3 – -5Дб, кривая 4 – -7Дб.

**Адаптивный к помехам тракт МШУ**

Структура адаптивного к помехам тракта предварительного усиления (ТПУ) приемного устройства для минимизации нелинейных искажений на основе описанного компенсационного механизма может быть такой, как показано на рис. 6.

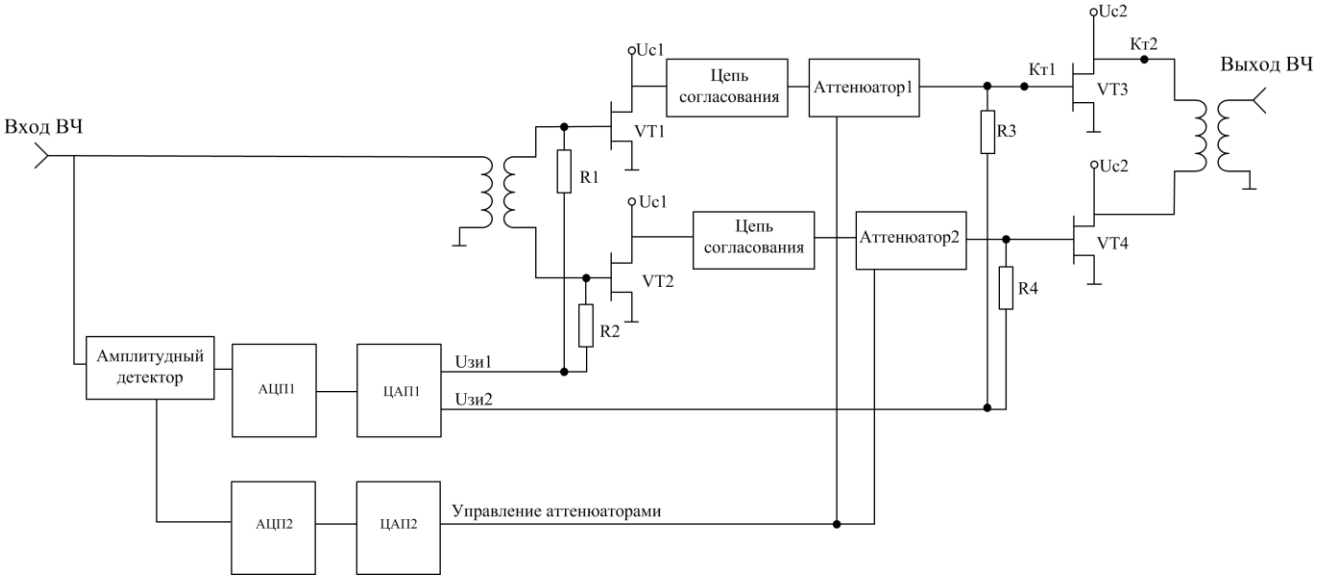



Рис. 6. Блок-схема адаптивного к помехам ТПУ

Входной переменный сигнал одновременно поступает на амплитудный детектор (АД) или RMS детектор, выполненный на основе микросхемы ADL5511 ф. Analog Devices. АД устанавливает постоянное напряжение на своем выходе в зависимости от амплитуды переменного сигнала на высокочастотном (ВЧ) входе. Аналого–цифровые преобразователи АЦП1, АЦП2 формируют цифровой сигнал, поступающий с АД. Затем цифровой сигнал поступает на вход цифро–аналоговых преобразователей ЦАП1, ЦАП2, которые формируют управляющие напряжения для входного и внутрикаскадного аттенюаторов, а также смещение на затворах транзисторных каскадов. Одновременное изменение ослабления межкаскадного аттенюатора и изменение смещения Uзи2 выходного усилительного каскада позволяет компенсировать интермодуляционные искажения третьего порядка. При этом в контрольных точках Кт1 и Кт2 обеспечивается фазовая компенсация интермодуляционных продуктов третьего порядка, разность фаз должна составлять $180^0$. Интермодуляционные продукты третьего порядка минимизируются и в верхнем и в нижнем каналах, а за счет балансного включения компенсируются нелинейные продукты четных порядков.

**Выводы**

Таким образом, в соответствии с теоретическими расчетами, был реализован адаптивный к внешним помехам МШУ. Теоретические кривые совпали с экспериментальными с погрешностью не более нескольких дБ, что связано с приборным парком. Показано, что фазирование и регуляция нелинейных продуктов осуществлялись посредством согласованного изменения межкаскадной аттенюации и напряжений смещения затворов. При балансном включении двухкаскадных усилителей одновременно устранялись как интермодуляционные продукты третьего порядка, так и продукты четных порядков.

Работа выполнена при финансовой поддержке базовой части государственного задания (проект №3.8122.2017/БЧ) и гранта РФФИ №16-07-01238а.

## Литература

1. Линеаризованный усилитель : Патент РФ №2096909 / Ю.П. Сбитнев, Н.Н. Мымрикова; Воронеж.гос.ун-т .— 16с. — (Заявлено 12.01.94, заявка N94001425; Зарегистр. 20.11.97, опубл. Бюл. N 32.

2. Сбитнев Ю. П. Компенсация интермодуляционных помех третьего порядка в последовательных и параллельных структурах / Ю. П. Сбитнев, О. А. Иркутский // Радиотехника. – 2001, № 11. – С. 46-48.

3. Бобрешов А. М. Интермодуляция в балансно-последовательных схемах усилителей на полевых транзисторах / А. М. Бобрешов, Н. Н. Мымрикова, В. В. Погожев, Ю. П.Сбитнев, В. И. Захаров // Известия ВУЗов. Радио-электроника.– 2013. – Т. 56, № 5. – С. 42-50.

4. Бобрешов А.М. Анализ и оптимизация многокаскадных усилительных структур/ А.М. Бобрешов, Н.Н. Мымрикова, Ю.П. Сбитнев [и др.]// Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2013. –Т. 16. –№2. – С. 71-76.

5. Kim T. W. A Common-Gate Amplifier with Transconductance Nonlinearity Cancellation and its High-Frequency Analysis Using the Volterra Series / T. W. Kim // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2009. – Vol. 56, № 6. – P. 1461-1469.

6. Van der Heijden, M. P. A Novel Frequency-Independent Third-Order Intermodulation Distortion Cancellation Technique for BJT Amplifiers / M. P. Van der Heijden, H. C. de Graaff, L. C. N. de Vreede // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2002. – Vol. 37, № 9. – P. 1176-1183.

7. Peter B. Kenington. High-Linearity RF Amplifier Design. Second Edition/ Kenington Peter B.// Norwood, MA: Artech House. 2000. 531 p.

8. Abidi, A.A. “General relations between IP2, IP3, and offsets in differential circuits and the effects of feedback”, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 51, Issue 5, May 2003 Page(s): 1610 – 1612.

## Сведения об авторах

**А. М. Бобрешов** – доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой электроники ВГУ. Область научных интересов: нелинейные явления во входных твердотельных приборах, автоматизированные измерительные системы научных исследований, хаотические системы связи.
E-mail: bobreshov@phys.vsu.ru

**Н. Н. Мымрикова** – доктор физико-математических наук, доцент кафедры электроники ВГУ. Область научных интересов: машинные методы анализа и синтеза электронных схем, нелинейные явления в электронных приборах.
E-mail: ninamymrikova@gmail.com

**А.А. Яблонских**–аспирант кафедры электроники ВГУ. Область научных интересов: компьютерное моделирование аналоговых устройств, нелинейные эффекты в широкополосных радиоприемных СВЧ трактах.
E-mail: jablonskihaa@yandex.ru

# АДАПТИВНАЯ СОВМЕСТНАЯ ЛИНЕАРИЗАЦИЯ КВАДРАТУРНОГО МОДУЛЯТОРА И УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ В СОСТАВЕ ПЕРЕДАЮЩЕГО ТРАКТА С ПОМОЩЬЮ ДВУХБЛОЧНОЙ МОДЕЛИ ЦИФРОВОГО КОРРЕКТОРА

Л. И. Аверина, С. С. Лавлинский, А.С. Малев, И.А. Бурносенко

Рассмотрена задача цифровой коррекции аналогового радиотракта, представленного в виде последовательного соединения квадратурного модулятора и усилителя мощности. На основе метода стохастического градиента решена задача построения цифрового корректора для адаптивной линеаризации нелинейных искажений с учётом рассогласования квадратурных каналов. Проведен сравнительный анализ двухблочной и одноблочной реализаций систем цифровой коррекции.

# THE TWO-BLOCK MODEL OF A DIGITAL PREDISTORTER FOR ADAPTIVE JOINT LINEARIZATION OF QUADRATURE MODULATOR AND POWER AMPLIFIER

L.I. Averina, S.S. Lavlinski, A.S. Malev, I.A. Burnosenko

The issue of a digital linearization of analog radio transmitter consists of quadrature modulator and power amplifier is reviewed. Using the least mean squares algorithm the problems of an adaptive linearization of dynamic nonlinearities and I/Q imbalance are resolved. Comparative analysis of one- and two-block digital predistorter models is researched.

## Введение

Потребители современных систем цифровой связи проявляют особую требовательность в вопросе энергетической эффективности используемых устройств. Известно, что одной из наиболее энергозатратных частей радиоустройства является аналоговый тракт, который в силу неидеальности характеристик своих составных частей - усилителя мощности, фильтрующей цепи, квадратурного модулятора – становится источником нелинейно-динамических искажений передаваемого сигнала, что приводит к рассогласованию сигнальных квадратур, росту битовой ошибки и увеличению уровня внеполосного излучения [1]. Одним из способов борьбы с нелинейно-динамическими искажениями передающего тракта является процедура его цифровой линеаризации. Работа [2] приводит решение задачи адаптивной линеаризации аналогового радиотракта, рассмотренного в виде последовательного соединения фильтра и усилителя мощности, с помощью двухблочного корректора. Однако если в структуру тракта включить квадратурный модулятор, то возникнет необходимость учета влияния на сигнал рассогласования квадратурных каналов, что ведет к усложнению модели тракта и, следовательно, самого цифрового корректора.

В данной работе предлагается алгоритм построения и идентификации модели адаптивного двухблочного цифрового корректора аналогового тракта, представленного в виде последовательного соединения квадратурного модулятора и усилителя мощности, а также ее анализ по различным критериям. В качестве оценки вычислительной сложности рассматриваемой модели корректора приводится расчет числа операций с плавающей точкой, приходящихся на один отсчет обрабатываемого сигнала.

**Модель радиотракта**

Рассмотрим аналоговый радиотракт в виде двухблочной структуры, где первым блоком является модель квадратурного модулятора, а вторым – модель усилителя мощности (Рис. 1).

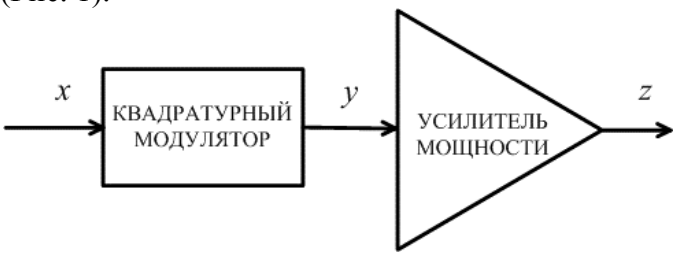



Рис. 1

В работе [3] приводилась задача построения и идентификации модели квадратурного модулятора. Выходной сигнал такой модели описывается выражением:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{K-1} [a(k) \cdot x(n-k) + b(k) \cdot x^*(n-k)] + c,$$

где параметры $a_k, b_k, c$ – коэффициенты модели квадратурного модулятора ($K$ – глубина памяти $I$ и $Q$ каналов модулятора).

В качестве модели усилителя будем использовать полиномиальную модель без памяти, которая записывается следующим образом:

$$z(n) = \sum_{p=1}^{P} d(p) \cdot y(n) \cdot |y(n)|^{p-1},$$

где $d(p)$ – коэффициенты модели усилителя мощности ($P$ – степень нелинейности).

**Модель корректора**

Традиционным решением задачи адаптивной линеаризации аналогового канала является использование одноблочного корректора, который обобщает свойства независимых частей тракта, не дифференцируя его внутреннюю структуру. На рис.2 представлена условная схема включения такого корректора в систему адаптивной цифровой линеаризации исследуемого канала, реализованная методом обратного обучения [4].

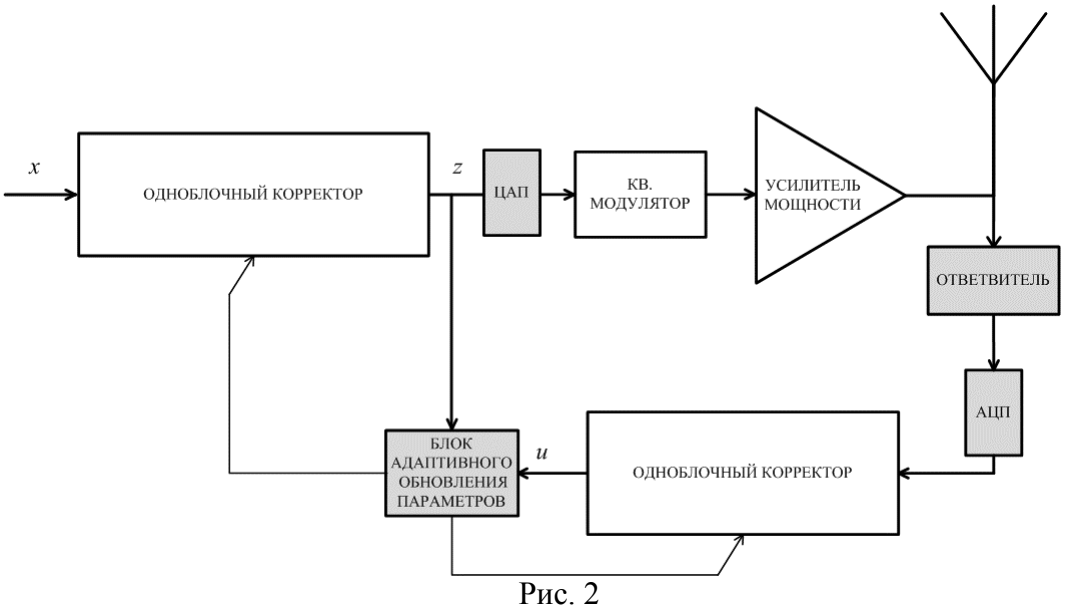



Рис. 2

Алгоритм обратного обучения подразумевает использование пары идентичных корректоров, выходные сигналы которых необходимы для вычисления ошибки идентификации коэффициентов предыскажений, рассчитываемых в блоке адаптивного обновления параметров. Ответвитель на схеме выступает в роли аттенюатора выходного сигнала усилителя мощности.

Сигнал на выходе одноблочного корректора в данном случае записывается в виде:

$$z(n) = \sum_{m=0}^{M-1}\sum_{\text{p}=1}^{\text{P}} a_к(m,p)\cdot y(n-m)\cdot\left|y(n-m)\right|^{p-1}$$

$$+\sum_{m=0}^{M-1}\sum_{p=1}^{P} b_к(m,p)\cdot y^*(n-m)\cdot\left|y(n-m)\right|^{p-1} + c_к,$$

где вектор параметров $\left|\overrightarrow{a_k}\quad \overrightarrow{b_k}\quad c_k\right|$ длиной $2Mem{\cdot}P$ +1 содержит коэффициенты предыскажений (*Mem* – динамика *I* и *Q* каналов корректора; *P* – степень нелинейности).

Адаптивное обновление параметров предыскажений в простейшем случае проводится методом стохастического градиента [5], который в своей основе имеет расчет целевой функции *J*, определяющейся сигналом ошибки *e*:

$$J = e\cdot e^*,$$

$$e = z(n) - u(n),$$

$$\begin{cases} a_k' = a_k + \mu_a\cdot grad(J)_{a^*}, \\ b_k' = b_k + \mu_b\cdot grad(J)_{b^*}, \\ c_k' = c_k + \mu_c\cdot grad(J)_{c^*}, \end{cases}$$

где $\mu_a, \mu_b, \mu_c$ - набор констант метода стохастического градиента.

На рис.3 представлена двухблочная реализация системы адаптивной цифровой коррекции.

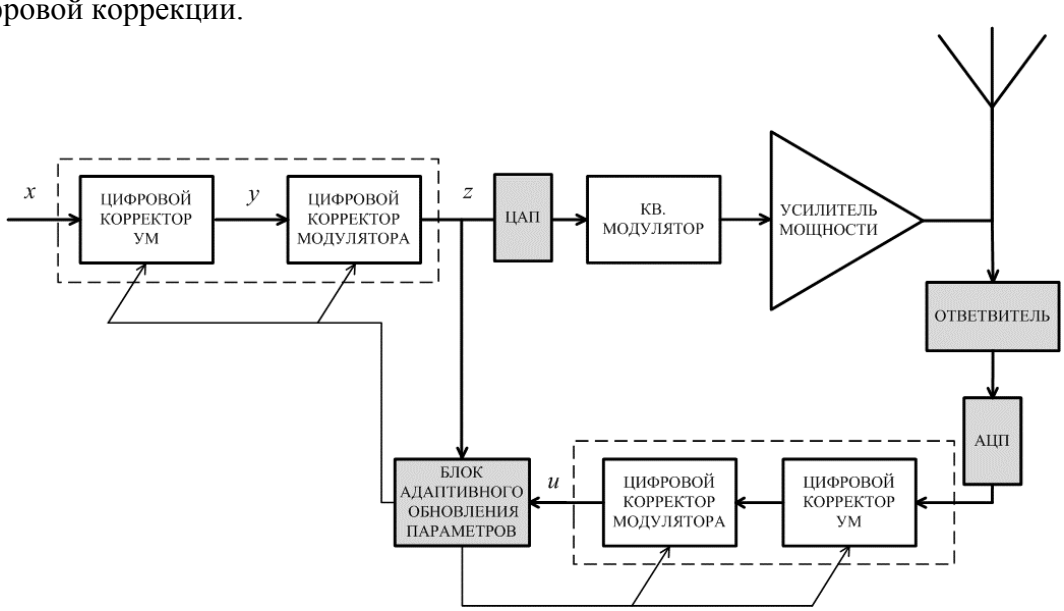



Рис. 3

Структура двухблочного корректора предполагается зеркальной по отношению к исследуемому радиотракту (рис.3), поэтому выходной и промежуточный сигналы записываются в следующем виде:

$$z(n)=\sum_{m=0}^{M-1}a_{\kappa}(m)\cdot y(n-m)+\sum_{m=0}^{M-1}b_{\kappa}(m)\cdot y^{*}(n-m)+c_{\kappa} \quad (1)$$

$$y(n)=\sum_{p=1}^{P}d_{\kappa}(p)\cdot x(n)\cdot\left|x(n)\right|^{p-1}, \quad (2)$$

где вектор параметров $\left\lfloor\overrightarrow{a_k}\ \ \overrightarrow{b_k}\ \ c_k\right\rfloor$ длиной $2Mem+1$ содержит коэффициенты предыскажений корректора модулятора, а параметры $\overrightarrow{d_k}$ длиной $P$ – коэффициенты предыскажений корректора усилителя. Заметим, что совокупное число параметров двухблочного корректора составляет $N_{блок}=(2Mem+1)+P$, в то время как для одноблочного варианта имеем $N_{одн}=2MemP+1$.

Сигнал ошибки в данном случае имеет вид:

$$e=\left(\sum_{p=1}^{P}d_{\kappa}(p)\left\{\sum_{m=0}^{M}a_k(m)\cdot x(n-m)\cdot|x(n-m)|^{p-1}+\sum_{m=0}^{M}b_k(m)\cdot x^{*}(n-m)\cdot|x(n-m)|^{p-1}\right\}+c_k\right)-u(n). \quad (3)$$

Расчет параметров корректора проводится следующим выражением:

$$\begin{cases}a_k'=a_k+\mu_a\cdot grad(J)_{a^*},\\ b_k'=b_k+\mu_b\cdot grad(J)_{b^*},\\ c_k'=c_k+\mu_c\cdot grad(J)_{c^*},\\ d_k'=d_k+\mu_d\cdot grad(J)_{d^*},\end{cases} \quad (4)$$

где $\mu_a,\mu_b,\mu_c,\mu_d$ – набор констант метода стохастического градиента. Таким образом, рассчитав необходимые производные в системе (4) для выражений (1–3), удается получить следующее итерационное правило обновления коэффициентов предыскажений:

$$\begin{cases}a_k'(m)=a_k(m)-e\cdot\mu_a\cdot\sum_{p=1}^{P}d_k(p)\cdot x(n-m)\cdot\left|x(n-m)\right|^{p-1},\\ b_k'(m)=b_k(m)-e\cdot\mu_b\cdot\sum_{p=1}^{P}d_k^{*}(p)\cdot x^{*}(n-m)\cdot\left|x(n-m)\right|^{p-1},\\ c_k'=c_k-e\cdot\mu_c,\\ d_k'(p)=d_k(p)-e\cdot\mu_d\cdot a_k(0)\cdot x^{*}(n)\cdot\left|x(n)\right|^{p-1}.\end{cases} \quad (5)$$

**Критерии оценки**

В качестве параметра количественно оценивающего эффективность работы моделей обычно применяется нормированная среднеквадратичная ошибка (*Normalized Minimum Square Error, NMSE*), определяемая соотношением:

$$NMSE=10\log_{10}\left\{\frac{\sum_{n=1}^{N}\left|z(n)-z_{\mathrm{M}}(n)\right|^{2}}{\sum_{n=1}^{N}\left|z(n)\right|^{2}}\right\}=10\log_{10}\left\{\frac{\sum_{n=1}^{N}\left|e(n)\right|^{2}}{\sum_{n=1}^{N}\left|z(n)\right|^{2}}\right\}. \quad (6)$$

Здесь $z(n), z_{\text{М}}(n)$ – реальный и смоделированный сигнал на выходе устройства. Оценку эффективности работы цифрового корректора будем проводить с помощью параметров *EVM* (*Error Vector Magnitude*) и *ACPR* (*Adjacent Channel Power Ratio*). Первый показывает деформацию сигнального созвездия (в процентном соотношении):

$$EVM = 100 \cdot \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{N} (I_{\text{вх}} - I_{\text{вых}})^2 + (Q_{\text{вх}} - Q_{\text{вых}})^2}{\sum_{n=1}^{N} (I_{\text{вх}}^2 + Q_{\text{вх}}^2)}}, \quad (7)$$

где $I_{\text{вх}}, I_{\text{вых}}, Q_{\text{вх}}, Q_{\text{вых}}$ – квадратуры сигнального созвездия на входе и выходе устройства. Второй критерий характеризует внеполосное излучение сигнала:

$$ACPR = 10 \log_{10}\left(\frac{P_{\text{сосед.канал}}}{P_{\text{осн.канал}}}\right), \quad (8)$$

где под $P_{\text{осн.канал}}$ подразумевается мощность сигнала в основной полосе, а под $P_{\text{сосед.канал}}$ – мощность в соседних каналах.

**Результаты моделирования**

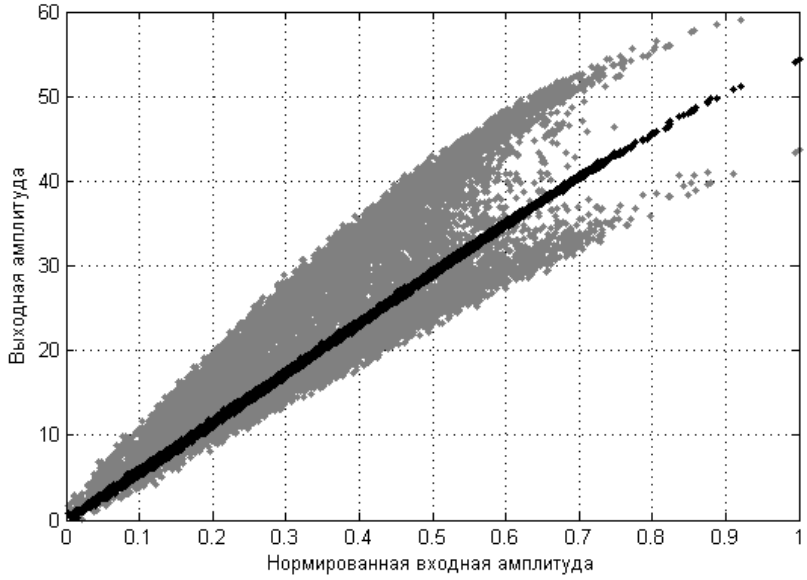
Моделирование работы аналогового радиотракта и цифрового корректора проводилось на основе компьютерного эксперимента в среде программирования Matlab. В качестве тестового сигнала был выбран сигнал с модуляцией QAM64. Частота дискретизации при этом была равна 40 МГц, а полоса сигнала – 10 МГц. Вначале, для упрощения этапа моделирования цифрового корректора строилась модель квадратурного модулятора, для чего выходной сигнал модулятора синтезировался с помощью задания в векторном генераторе рассогласования квадратур. Затем с помощью того же тестового сигнала строилась модель лабораторного макета реального усилителя мощности. Отметим, что рассчитанные значения параметров NMSE в обоих случаях были меньше -40 dB. Этого вполне достаточно, чтобы считать достоверными проводимые в дальнейшем эксперименты *in vitro*. Итак, последовательно пропустив сигнал через рассчитанные модели квадратурного модулятора и усилителя мощности, удалось получить нелинейно-динамическую амплитудную характеристику с ярко выраженным дисбалансом квадратур.

Далее для рассматриваемого передающего тракта с помощью метода стохастического градиента были построены двухблочная и одноблочная реализации моделей цифровых корректоров. Сначала подбиралось оптимальное значение числа параметров моделей по минимальному значению среднеквадратической ошибки, а затем анализировались критерии линеаризации. Общие результаты работы цифровых корректоров приведены в таблице 1. Из полученных данных видно, что применение двухблочной модели корректора позволяет меньшим числом параметров достичь лучших результатов линеаризации. При этом вычислительная нагрузка снижается почти в 2 раза.

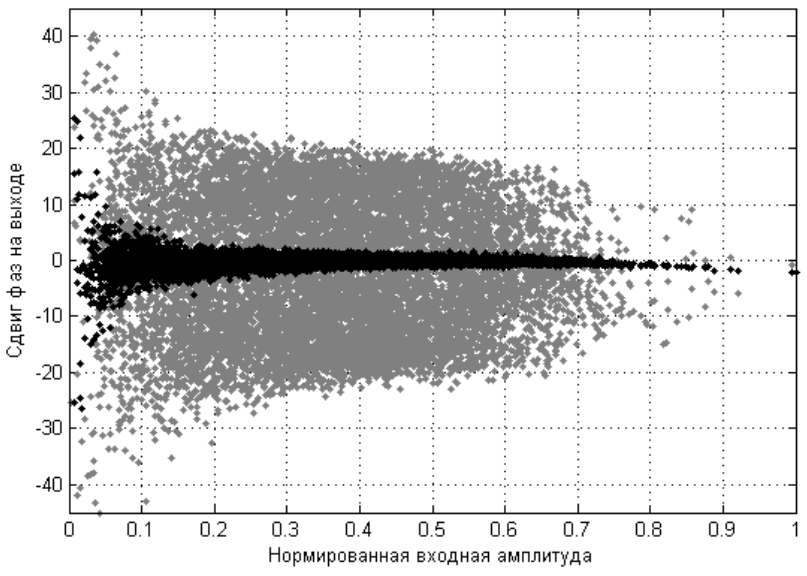
Таблица 1

| Тип модели корректора | ACPR, дБ | | | | N | EVM, % | FLOPs |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | Лев. сосед. канал | Прав. сосед. канал | Лев. доп. канал | Прав. доп. канал | | | |
| Двухблочная | -49.7 | -51 | -61.7 | -61.6 | 18 | 0.87 | 1322 |
| Одноблочная | -49.2 | -47.6 | -59.1 | -57.4 | 43 | 1.13 | 2489 |

На рис.5 приведены амплитудная (а) и амплитудно-фазовая (б) характеристики передающего тракта до (светлые точки) и после (черный точки) коррекции на основе двухблочной модели.




(а)




(б)

Рис. 5

**Заключение**

В работе рассмотрена задача цифровой линеаризации аналогового радиотракта, представленного в виде последовательного соединения квадратурного модулятора и усилителя мощности. На основе метода стохастического градиента были выведены соотношения для идентификации двухблочной модели цифрового корректора. Проведены моделирование и сравнительный анализ корректоров, построенных на базе одноблочной и предлагаемой двухблочной моделей. Результаты проведённых исследований показали, что двухблочное моделирование позволяет сократить число целевых параметров и, следовательно, снизить вычислительную нагрузку алгоритма линеаризации аналогового радиотракта. При этом двухблочный цифровой корректор обеспечивает лучшие результаты линеаризации, чем одноблочная модель. Можно предположить, что использование двухблочного корректора в средствах связи, обеспечивающих трекинг аналоговых искажений радиотракта, позволит повысить качество работы и оптимизировать вычислительный ресурс адаптивной системы цифровой линеаризации.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 16-07-01238 А).

**Литература**

1. Аверина Л.И., Бобрешов А.М., Шутов В.Д. // Нелинейный мир. 2013. №10. С.720.
2. Аверина Л. И., Лавлинский С.С. // Тез. докл. «Радиолокация, навигация, связь» Воронеж, 19-21 апреля 2016. XXII международная научно-техническая конференция. Воронеж. 2016.
3. Аверина Л. И., Лавлинский С.С., Шутов В.Д., Аверина Е.В. // Тез. докл. Кибернетика и высокие технологии XXI в. Воронеж, 13-14 мая 2015. XVI Международная научно-техническая конф. Воронеж. 2015.
4. Hagenblad A. // Linkoping Studies in Science and Technology Th. №. 793. 1999. Dept. of Electrical Engineering, Linkoping .1999.
5. Джиган В.И. М.: Техносфера. 2013.

**Сведения об авторах**

**Аверина Лариса Ивановна** – 1965 г.р. Доктор физико-математических наук, доцент кафедры электроники физического факультета Воронежского Государственного Университета. Область научных интересов: нелинейные явления в приемо-передающих устройствах, моделирование систем связи. Email: averina@phys.vsu.ru

**Лавлинский Сергей Сергеевич** – 1992 г.р. Аспирант Воронежского Государственного Университета. Область научных интересов: способы цифровой линеаризации нелинейных аналоговых устройств. Email: lavlik123@mail.ru

**Малев Александр Сергеевич –** 1975 г.р. Начальник отдела АО «Концерн «Созвездие». Область научных интересов: приёмо-передающие тракты цифровых систем связи. Email: malev75@mail.ru

**Бурносенко Илья Алексеевич** – 1995 г.р. Студент четвертого курса Воронежского Государственного Университета. Область научных интересов: ортогональные сигналы с частотным мультиплексированием. Email: cntrm@mail.ru

# ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ СТРУКТУРЫ ДИОДА С НАКОПЛЕНИЕМ ЗАРЯДА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЕГО ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ

А.М. Бобрешов, А.С. Жабин, А.С. Лопатин, В.А. Степкин, Г.К. Усков

В работе было проведено моделирование процессов, протекающих в полупроводниковой структуре диода с накоплением заряда при его работе в режиме переключения. Расчет проводился для различных значений параметров модели диода, таких как концентрация примеси в сильнолегированных его (*p+* и *n+)* областях и активной области, а также ширины последней. По результатам моделирования был проведен анализ, на основании которого сделаны выводы о зависимости импульсных параметров диода от особенностей его конструкции.

# THE INFLUENCE OF THE PARAMETERS OF STEP RECOVERY DIODE SEMICONDUCTOR STRUTCURE ON ITS SWITCHING CHARACTERISTICS

A.M. Bobresov, A.S. Zhabin, A.S. Lopatin, V.A. Stepkin, G.K. Uskov

The simulation of the processes in the semiconductor structure of a step recovery diode (SRD) during its operation in switching mode was made in the work. The calculation was conducted for various values of the model parameters, such as the width of the diode active region and the concentrations of impurities. The analysis of the simulation results was carried out and the conclusions about the impulse parameters dependences on the diode design features were made.

## Введение

Диоды с накоплением заряда (ДНЗ) являются одними из наиболее распространенных приборов, на основе которых разрабатываются генераторы сверхкоротких импульсных сигналов (СКИ). Форма импульса зависит не только от особенностей схемотехнического решения генератора, но и во многом определяется инерционностью процессов, протекающих в полупроводниковой структуре диода. Для количественной оценки этих процессов могут использоваться значение времени восстановления высокого обратного сопротивления ДНЗ и величина заряда, накопленного в его активной области. В свою очередь, эти параметры зависят от особенностей полупроводниковой структуры диода.

В литературе, посвященной технологии производства ДНЗ не приводится точных данных о его конструкции. Зачастую указываются лишь диапазоны значений, в пределах которых могут изменяться концентрации примесей и размеры областей его структуры. В связи с этим становится практически невозможно экспериментально определить закономерности, связывающие параметры формируемых СКИ и параметры полупроводниковой структуры ДНЗ, на основе которого построен генератор. Таким

образом, целью работы является исследование процессов, протекающих при работе ДНЗ в режиме переключения, путем проведения моделирования с учетом физических особенной работы диода.

## Постановка задачи

Для достижения поставленной цели в работе была использована модель диода с накоплением заряда, описываемая системой фундаментальных дифференциальных уравнений, в число которых входят уравнения Пуассона, уравнения непрерывности и уравнения переноса. Считалось, что распределение электронов и дырок в полупроводниковой структуре подчиняется статистике Больцмана. Исследование было проведено на базе упрощенных представлений о структуре диода, которая рассматривалась как *p*-*i*-*n*-структура. Такое представление обусловлено тем, что в настоящее время для производства ДНЗ наиболее распространена планарно-эпитаксиальная технология [1]. Диоды изготавливают из эпитаксиальных структур, выращенных на подложках кремния с высокой концентрацией примеси. Исходная толщина *n*-слоя составляет 5-6 мкм. *p*+-слой толщиной порядка 1 мкм формируется на поверхности эпитаксиальных структур с помощью диффузии бора. Так как важную роль в динамики носителей заряда играет их рекомбинация, ее влияние также было учтено при проведении анализа модели. Наиболее вероятными являются рекомбинация через ловушки ($R_{Traps}$) и рекомбинация Оже ($R_{Auger}$) [2]. В системах автоматизированного проектирования (САПР) коэффициенты соответствующих рекомбинаций определяются следующим образом:

$$R_{Auger} = Aug_n(pn^2 - nn_{ie}^{\ 2}) + Aug_p(np^2 - pn_{ie}^{\ 2}), \tag{1}$$

$$R_{Traps} = \frac{pn - n_{ie}^{\ 2}}{\tau_p(n + n_{ie}\exp(\frac{E_{trap}}{kT})) + \tau_n(p + n_{ie}\exp(\frac{-E_{trap}}{kT}))}, \tag{2}$$

где $Aug_n$ - 8.3*10$^{-32}$ см$^6$/с, $Aug_p$ - 1.8*10$^{-31}$ см$^6$/с, $p$ – концентрация дырок, $n$ – концентрация электронов, $n_{ie}$ –собственная концентрация, $\tau_p$ – время жизни дырок, $\tau_n$ – время жизни электронов, $k$ – постоянная Больцмана, $E_{trap}$ – энергетический уровень ловушек. Скоростью и интенсивностью рекомбинации носителей заряда можно управлять, путем введения специальных примесей. Параметры структуры модели ДНЗ, которая использовалась в работе, приведены в таблице 1.

## Результаты моделирования

В результате проведенного моделирования были получены переходные характеристики ДНЗ в режиме переключения, представляющие собой временные диаграммы тока через диод. Исходя из этих зависимостей, находились значения величины накопленного заряда и времени восстановления ДНЗ. Указанные параметры диода рассчитывались в соответствии с формулами:

$$Q = \int_{t_1}^{t_2} I_{обр}(t)dt, \tag{3}$$

$$t_n = t_3 - t_2, \qquad (4)$$

где $Q$ – суммарный заряд электронов и дырок, сконцентрированных в пределах активной области ДНЗ при протекании через него прямого тока, $t_1$ – момент времени, когда величина ток через диод меняет направление, $t_2$ – момент времени, когда величина обратного ток через диод равняется 10% относительно своего максимального значения. Помимо этого определялась крутизна (S) участка переходной характеристики, соответствующего процессу восстановления высокого обратного сопротивления ДНЗ.

| | |
|---|---|
| Концентрация примеси в n+ области, $см^{-3}$ | $10^{18}$ |
| Концентрация примеси в p+ области, $см^{-3}$ | $10^{18}$ |
| Концентрация примеси в активной области, $см^{-3}$ | $10^{14}$ |
| Толщина n+ области, мкм | 100 |
| Толщина p+ области, мкм | 1 |
| Толщина активной области, мкм | 4 |
| Время жизни неосновных носителей заряда в сильнолегированных областях, с | $10^{-9}$ |
| Время жизни неосновных носителей заряда в активной области, с | $10^{-6}$ |

Таблице 1. Параметры модели ДНЗ

***Модели рекомбинации.*** Для оценки влияния рекомбинации на параметры ДНЗ был проведен анализ переходных характеристик диода, полученных в результате моделирования (рисунок 1). Рассчитанные параметры диода приведены в таблице 2.

Рис. 1 Переходные характеристики ДНЗ.

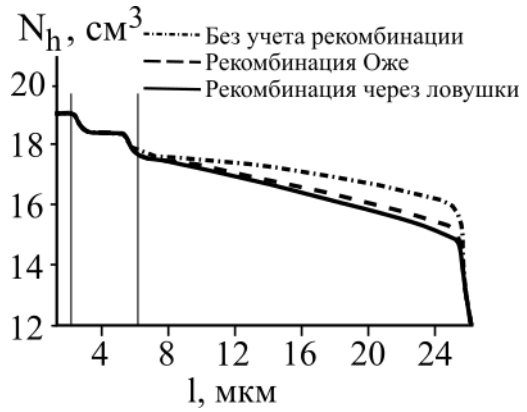



Рис. 2 Распределения электронов и дырок в полупроводниковой структуре ДНЗ.

Очевидно, что при учете рекомбинации величина накопленного заряда становится меньше. Однако стоит отметить, что её изменение в большей мере связано с уменьшением концентрации дырок в базе диода (рисунок 2). В активной области при этом концентрация

дырок не изменяется. Заряд, накопленный в базе диода [3], замедляет процесс восстановления его запирающих свойств. Из таблицы 2 видно, что большая величина накопленного заряда соответствует меньшей крутизне переходной характеристики.

Известно, что рекомбинация через ловушки более вероятна, чем рекомбинация Оже. Для рассматриваемого случая коэффициент рекомбинации $R_{Traps}$ был почти в 3 раза больше коэффициента рекомбинации Оже $R_{Auger}$. В связи с этим, величина накопленного заряда для случая моделирования с учетом рекомбинации через ловушки, меньше чем при учете рекомбинации Оже.

| | Без учета рекомбинации | Рекомбинации Оже | Рекомбинация через ловушки | Рекомбинация через ловушки и Оже рекомбинация |
|---|---|---|---|---|
| Q, нКл | -3.406e-8 | -2.426e-8 | -1.97e-8 | -1.86e-8 |
| S, А/нс | 2.197e9 | 3.53e9 | 4.893e9 | 5.219e9 |
| $I_р$, А | -0.3283 | -0.1923 | -0.901 | -0.0639 |
| R, 1/(с*см$^3$) | - | 1.64e25 | 4.32e25 | 5.3e25 |

Таблице 2. Параметры ДНЗ для различных рекомбинаций.

Процесс переключения ДНЗ из проводящего состояния в закрытое можно разделить на 2 этапа: быстрое и медленное восстановление высокого обратного сопротивления. Для идеального диода переключение происходит мгновенно и стадия медленного восстановления не наблюдается. При работе ДНЗ в схеме генератора, неполное восстановление его сопротивления приводит к снижению амплитуды формируемого импульсного сигнала. Как видно из рисунка 1, значение тока, которое соответствует моменту времени, когда быстрое восстановление сменяется медленным, определяется величиной заряда, накопленного в сильнолегированных областях.

***Влияние параметров активной области на характеристики переключения ДНЗ.*** Так как, в основе работы ДНЗ лежат процессы, связанные с накоплением носителей заряда в его активной области и последующей их экстракцией, логично предположить, что её размеры и степень легирования влияют на параметры диода. Получить *p*+-*i*-*n*+ структуру с очень узкой активной областью (менее 3 мкм) технически не представляется возможным из-за того, что во время диффузии, границы между областями размываются, и распределение примеси имеет некоторый градиент. Увеличение ширины *I* слоя приводит к росту величины накопленного заряда. Крутизна переходной характеристики при этом уменьшается. Полученные в результате моделирования зависимости представлены на рисунке 3.

Активная область ДНЗ может обладать как донорным, так и акцепторным типом проводимости. Резкое восстановление высокого обратного сопротивления диодов $ps_pn$ типа происходит, когда концентрация накопленного заряда уменьшается до нуля вблизи *i*-*n*+ перехода. В то время как, переключение $ps_nn$ диодов начинается, когда накопленный заряд будет полностью удален в окрестности *p*+-*i* перехода [4, 5]. Так как концентрация накопленного заряда вблизи *i*-*n*+ перехода уменьшается позже, чем вблизи *p*+-*i* перехода

[6], часть заряда успевает покинуть активную область, и поэтому восстановление диодов с $ps_pn$ структурой происходит быстрее, чем $ps_nn$ диодов. Полученная в результате моделирования зависимость крутизны переходной характеристики и величины накопленного заряда от концентрации примеси акцепторного и донорного типа представлена на рисунке 4.

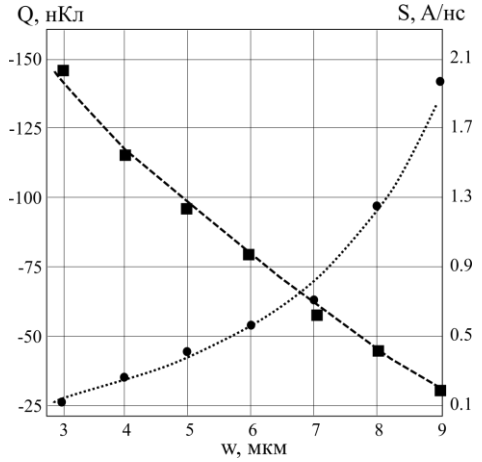



Рис 3 Зависимость величины накопленного заряда (круги, кривая-точки) и крутизны переходной характеристики (квадраты, пунктир) от ширины активной области.

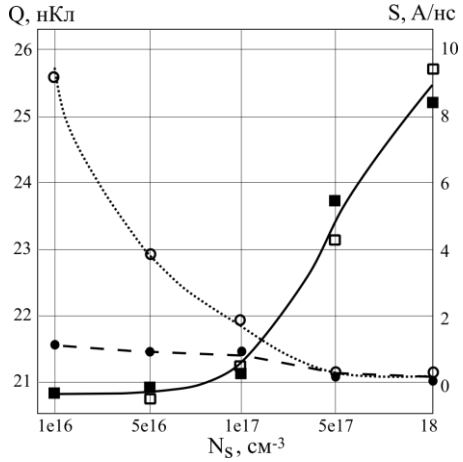



Рис. 4 Крутизна переходной характеристики (активная область *p* типа: не закрашенные круги, кривая-точки; активная область *n* типа: закрашенные круги, пунктир) и накопленный заряд (активная область *p* типа: не закрашенные квадраты; активная область *n* типа: закрашенные квадраты) в ДНЗ при разной концентрации примеси.

Как видно из графиков, величина накопленного заряда для активной области *n* и *p* типа проводимости отличается незначительно. Быстродействие ДНЗ увеличивается с уменьшением концентрации примеси в *I* области. Активная область с акцепторным типом проводимости обеспечивает более быстрое восстановление запирающих свойств ДНЗ в сравнении с донорной. Несмотря на то, что $ps_pn$ восстанавливаются быстрее, большинство доступных в продаже диодов имею $ps_nn$ структуру. Объясняется это технологическими особенностями производства диодов.

***Влияние параметров сильнолегированных областей на характеристики переключения ДНЗ.*** В работе было проведено моделирование работы ДНЗ в режиме переключения для различных концентраций примеси в сильнолегированных областях. Увеличение степени легирования в *p+* область обуславливает рост градиента концентрации носителей заряда у *p+-i* перехода и, следовательно, ток инжекции через него. При этом заряд, накапливаемый в активной области, увеличивается (рисунке 5). Концентрация неосновных носителей заряда в сильнолегированных областях уменьшается в связи с ростом коэффициента рекомбинации, который происходит из-за увеличения концентрации доноров в *n+* области, в соответствии с выражением (2). На рисунке 6 приведены значения величины накопленного заряда и времени переключения ДНЗ для различных значений концентрации примеси в *p+* и *n+* областях. Быстродействие прибора увеличивается из-за снижения концентрации неосновных носителей заряда в его базе.

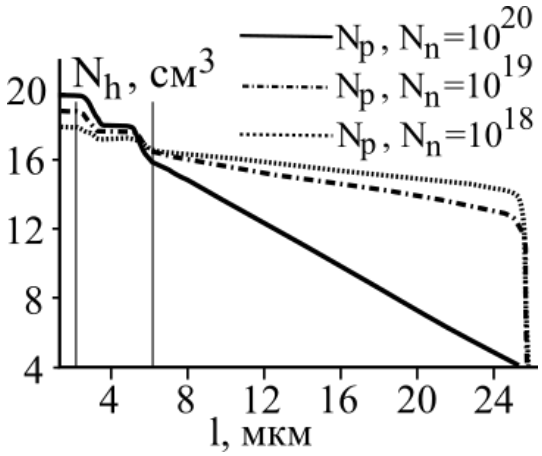



Рис. 5 Распределение дырок в полупроводниковой структуре ДНЗ.

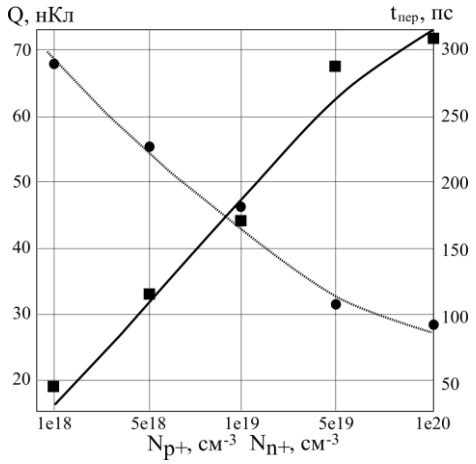



Рис. 6 Зависимость времени восстановления ДНЗ (кривая-точки, круги) и накопленного заряда (сплошная линия, квадраты) от концентрации примеси в сильнолегированных областях

## Заключение

В работе было проведено моделирование процесса восстановления высокого обратного сопротивления ДНЗ для различных значений параметров его полупроводниковой структуры. Было показано, что увеличение рекомбинации носителей заряда в сильнолегированных областях диода приводит к увеличению крутизны участка переходной характеристики, связанного с резким восстановлением высокого обратного сопротивления. Причем, как было показано в работе, основную роль в этом играет рекомбинация через ловушки. Для увеличения её интенсивности можно ввести дополнительные центры рекомбинации с глубокими энергетическими уровнями.

Чем меньше ширина и концентрация примеси в активной области, тем быстрее происходит восстановление высокого обратного сопротивления ДНЗ. В работе показано, что диоды $ps_pn$ типа переключаются быстрее диодов $ps_nn$ типа. Ещё один путь повышения быстродействия ДНЗ предполагает увеличение концентрации примеси в сильнолегированных областях.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых - докторов наук (МД-7902.2016.9) и гранта РФФИ №16-07-01238а/

## Литература

1. Носов Ю. Р. Полупроводниковые диоды с накоплением заряда и их применение / С. А. Еремин, О. К. Мокеев, Ю. Р. Носов. – М.: Издательство Советское радио, 1966. – 152 с.
2. Ильин В.А. High-voltage ultra-fast pulse diode stack based on 4H-SiC / V.A. Ilyin, A.V.Afanasyev, B.V. Ivanov, A.F. Kardo-Sysoev, V.V. Luchinin, S.A.Reshanov, A. Schöner, K.A. Sergushichev, A.A. Smirnov // Materials Science Forum. 2016. № 858. С. 786-789.

3. Бобрешов А.М. Генерация сверхкоротких импульсных сигналов / Бобрешов А.М., Степкин В.А., Китаев Ю.И., Усков Г.К. // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. - 2011. - Т14. №3. - С. 103.
4. Ghandi S. K. Semiconductor Power Devices / John Wiley and Sons, NY. 1977.
5. Grove A. S. The Origin of Channel Currents Associated with P+ Regions in Silicon / A. S. Grove and D. J. Fitzgerald // IEEE Trans. Elec. Dev., vol. ED-12, no. 12. p. 619. 1965.
6. Benda H. Reverse Recovery Processes in Silicon Power Rectifiers / H. Benda and E. Spenke // Proc. IEEE, 1967, vol. 55, №. 8, pp. 1331-1354

**Сведения об авторах**

**Бобрешов Анатолий Михайлович**
Учёная степень: доктор физико-математических наук.
Учёное звание: профессор.
Должность: декан физического факультета, профессор кафедры электроники физического факультета ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет».
Научные интересы: Нелинейные эффекты во входных трактах СВЧ, сверхширокополосные технологии, хаотические системы связи.
Электронная почта: bobreshov@phys.vsu.ru

**Жабин Алексей Сергеевич**
Должность: ассистент кафедры электроники физического факультета ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет».
Научные интересы: Нелинейные эффекты во входных трактах СВЧ, сверхширокополосные технологии.
Электронная почта: zhabin@phys.vsu.ru

**Лопатин Артем Сергеевич**
Должность: студент физического факультета ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет».
Научные интересы: Нелинейные эффекты во входных трактах СВЧ.
Электронная почта: artem_lopatin@gmail.com

**Степкин Владислав Андреевич**
Учёная степень: кандидат физико-математических наук.
Должность: доцент кафедры электроники физического факультета ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет».
Научные интересы: Нелинейные эффекты во входных трактах СВЧ, сверхширокополосные технологии, генерация сверхкоротких импульсов.
Электронная почта: stepkin@phys.vsu.ru

**Усков Григорий Константинович**
Учёная степень: доктор физико-математических наук.
Учёное звание: доцент.
Должность: доцент кафедры электроники физического факультета ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет».
Научные интересы: Сверхширокополосные излучающие электродинамические системы, нелинейные эффекты во входных трактах СВЧ, сверхширокополосные технологии.
Электронная почта: uskov@phys.vsu.ru

# ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЕ ВКЛЮЧЕНИЕ ДИОДОВ С НАКОПЛЕНИЕМ ЗАРЯДА ПРИ ГЕНЕРАЦИИ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ

А.М. Бобрешов, А.Д. Рязанцев, А.С. Жабин, В.А. Степкин, Г.К. Усков

В работе проведено экспериментальное исследование параметров диодов с накоплением заряда и их влияния на характеристики генерируемых сверхкоротких импульсов. На языке Matlab написана программа автоматизированного измерительного комплекса для исследования поведения этих параметров. Показано, что ключевым фактором для получения СКИ с лучшими характеристиками для случая последовательного соединения нескольких диодов с накоплением заряда является близость зависимостей накопленного в каждом из этих диодов зарядов от величины протекающего через них тока накачки. Это позволяет получить на выходе генератора СКИ с амплитудой на 30% больше, чем для одиночных диодов.

# SEQUENTIAL INCLUSION OF STEP RECOVERY DIODES FOR GENERATION OF ULTRA-SHORT PULSES

A.M. Bobreshov, A.D. Ryazantsev, A.S. Zhabin, V.A. Stepkin, G.K. Uskov

The experimental study of the parameters of step recovery dio and their influence on the characteristics of generated ultrashort pulses is presented. On Matlab language the program of the automated measuring complex for studying behavior of these parameters is written. The condition for improving the ultrashort pulse characteristics with several step recovery diodes connected in series is the closeness of the dependences of the charges accumulated in each of these diodes. This makes it possible to obtain an ultra-short pulse generator with an amplitude of 30% higher than for single diodes.

## Введение

Возрастание интереса к сверхширокополосным (СШП) генераторам постоянно диктует новые требования к их характеристикам [1-5]. Существует много вариантов улучшения этих характеристик, под которыми чаще всего подразумевается получение заданных амплитуд и расширение спектра выходного импульсного сигнала. Одним из вариантов для достижения этих целей является использование в таких генераторах диодов с накоплением заряда (ДНЗ). [6] Параметры сверхкоротких импульсов (СКИ), таких как амплитуда и длительность, на выходе генераторов на основе ДНЗ могут определяться конструкционными особенностями данного ДНЗ, схемотехническим решением формирователя и режимами работы диода в составе генератора.

Первый вариант может быть достигнут путем выбора диодов различной марки. В качестве схемотехнического решения для увеличения амплитуды формируемого импульсного сигнала в работе [1] было предложено последовательное включение нескольких ДНЗ. Однако дальнейшие исследования показали, что последовательное соединение диодов одной марки и даже одной партии дает отличные друг от друга СКИ на выходе генератора. Исходя из этого в работе исследуются параметры диодов с накоплением заряда в режиме переключения и их влияние на генерируемые импульсы.

## Основные параметры диодов с накоплением заряда

ДНЗ в идеальном случае обладает следующим набором характеристик: прямое сопротивление, равное нулю; бесконечное обратное сопротивление; нулевые индуктивность выводов и барьерная емкость; стремящаяся к бесконечности фаза

высокой обратной проводимости; нулевая по длительности фаза спада обратного тока. [7].

Все параметры диодов с накоплением заряда можно разделить на три группы. [7] Первую группу составляют параметры, характеризующие предельно допустимые режимы работы диода. Сюда относятся максимально допустимое обратное напряжение, максимально допустимый постоянный или средний прямой ток, максимально допустимый обратный ток в импульсе и максимально допустимая рассеиваемая мощность. Ко второй группе относятся статические параметры: постоянный обратный ток и постоянное прямое напряжение (падение напряжения при постоянном прямом токе). И, наконец, третья группа включает в себя импульсные параметры ДНЗ: емкость диода – емкость между выводами диода при заданном обратном напряжении смещения; длительность фазы высокой обратной проводимости – промежуток времени между моментом прохождения тока через ноль при изменении направления тока на обратное и заданным уровнем от максимального значения обратного тока; время жизни неравновесных носителей заряда – отношение заряда к току прямого смещения при длительном протекании; длительность спада обратного тока – промежуток времени в течение которого обратный ток спадает от одного заданного уровня до другого. Первые две группы параметров и емкость диода определяются в соответствии с принятыми стандартами [7]. Методику измерения импульсных параметров можно проиллюстрировать с помощью рис. 1.

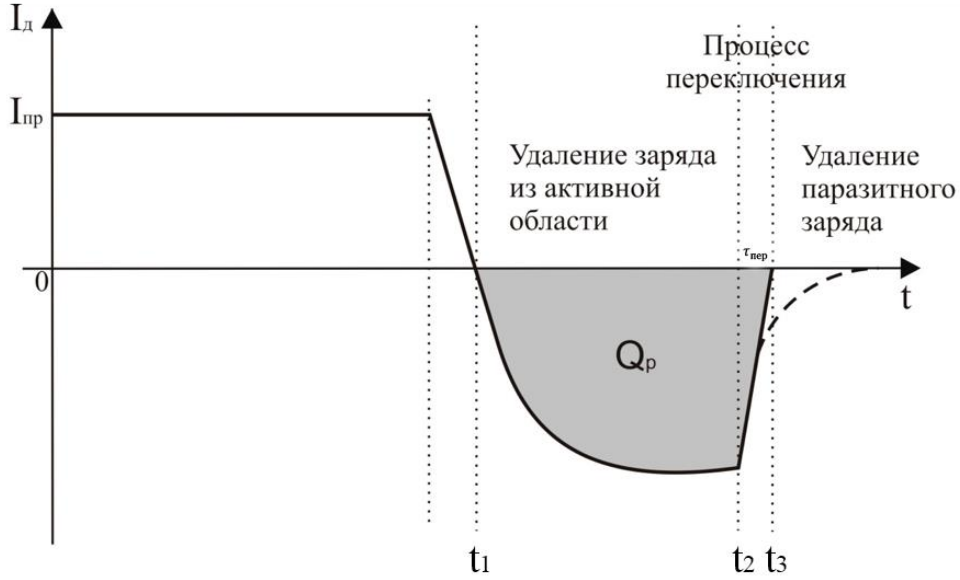



Рис. 1. Схематический вид осциллограммы тока, протекающего через ДНЗ

Через ДНЗ при данном режиме работы протекает прямой ток величиной $I_{\text{пр}}$, который накачивает в I-область заряд $Qp$, который определяется как интеграл от кривой тока в пределах от момента первого перехода осциллограммы через ноль до второго перехода ее через ноль. Моменты времени $t_2$ и $t_3$ соответствуют моментам начала и конца переключения диода и определяются по заранее определенным уровням относительно максимальной величины обратного тока. Промежуток времени между моментами $t_3$ и $t_2$ характеризует время переключения – важный импульсный параметр ДНЗ. Как уже было сказано, можно определить эффективное время жизни неравновесных носителей, взяв отношение заряда, переносимого переходным обратным током $Qp$ к току прямого смещения $I_{\text{пр}}$. Данные параметры имеют большое значение при исследовании работы ДНЗ в импульсных режимах.

**Описание экспериментальной установки**

Для измерения описанных выше параметров ДНЗ была собрана экспериментальная установка, блок-схема которой представлена на рис. 2.

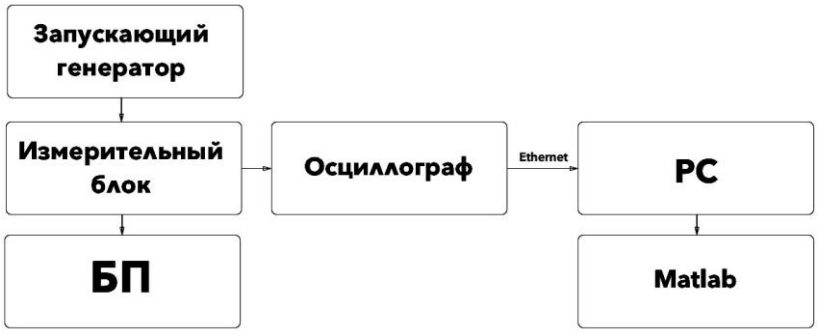



Рис. 2. Блок-схема экспериментальной установки

Ключевым звеном данной установки является устройство для измерения параметров диода с накоплением заряда. Принципиальная схема данного блока представлена на рис.3(а). Кратко опишем принцип его работы. В первоначальный момент транзистор VT закрыт, и через диод протекает прямой ток накачки от источника положительного напряжения $V_1^+$, через токоограничительный резистор $R_1$, за счет этого в активной области диода $D$ происходит накопление электронно-дырочной плазмы. [2] При этом диод находится в проводящем состоянии. Между стоком транзистора и источником $V_1$ расположен разделительный конденсатор $C_3$, предотвращающий

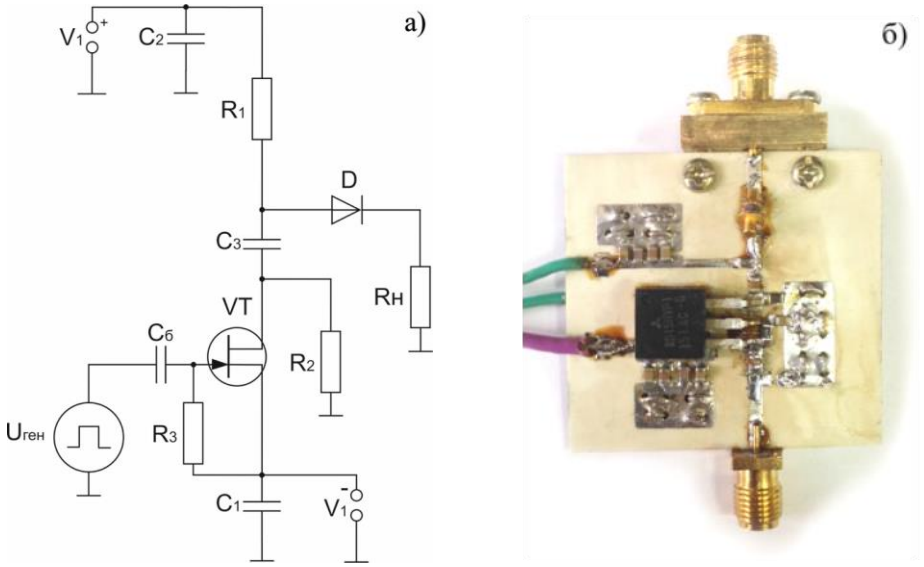



Рис.3. Принципиальная схема (а) и фотография (б) устройства для измерения параметров ДНЗ

сквозные токи через транзистор. В момент когда с запускающего генератора $U_{\text{ген}}$ (см. рис. 2) на затвор транзистора VT приходит импульс, он открывается, и анод диода оказывается смещен источником напряжения отрицательной полярности $V_1^-$. Так как в полупроводниковой структуре диода накоплен заряд, и он находится в проводящем состоянии, то в данный момент через диод начинает протекать обратный ток, величина которого определяется параметрами схемы и напряжением источника напряжения $V_1^-$. Момент, когда концентрация носителей заряда на одной из границ областей диода станет равной нулю, за счет протекания обратного тока, можно считать моментом начала переключения диода.[3] В течение времени переключения $\tau_{\text{пер}}$ оставшиеся носители зарядов покидают активную область диода, обратное сопротивление диода резко возрастает, он переходит в непроводящее состояние, и на нагрузке $R_{\text{н}}$,

представляющую собой 50-омный вход осциллографа (см. рис. 2), формируется импульс отрицательной полярности.

На основе описанной схемы была изготовлена печатная плата, внешний вид которой изображен на рис. 3(б). Для обеспечения наилучшего согласования печатная плата была выполнена на материале Rogers RO4350B. В качестве источников напряжения $V_1^+$ и $V_1^-$ использовался двуполярный лабораторный блок питания. На вход платы через 50-омный коаксиальный кабель подаются импульсы с запускающего генератора Agilent 81104A. Выход данной платы также через коаксиальный кабель соединяется со входом стробоскопического осциллографа Agilent DCA-X86100D с полосой пропускания 20ГГц. Для крепления диодов использована колодка, позволяющая быстро и удобно производить смену диодов, а также соединять последовательно несколько диодов.

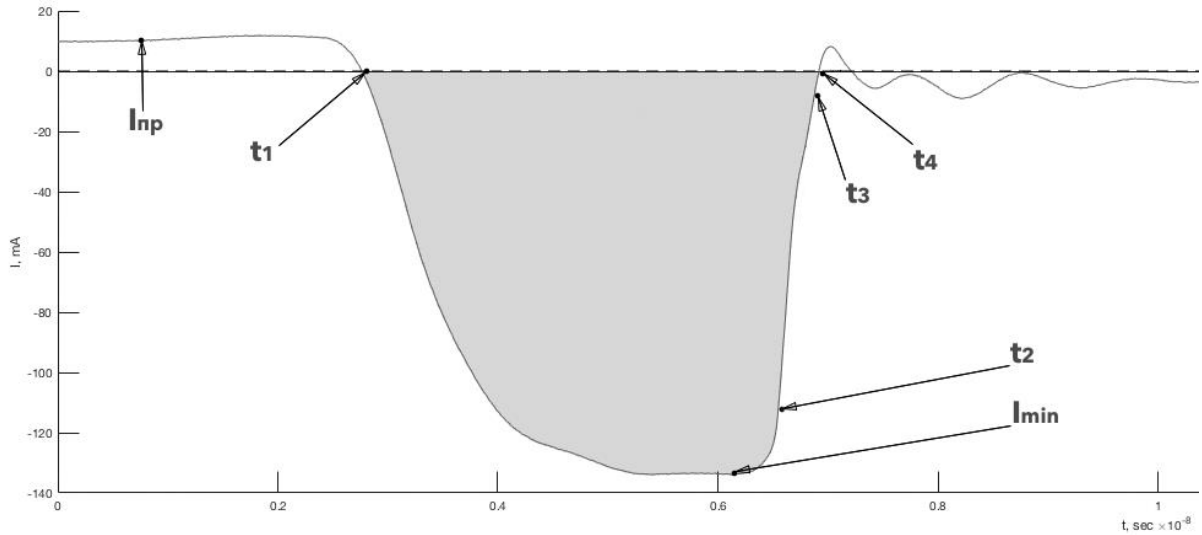



Рис. 4. Осциллограмма в окне измерительного комплекса, отображающая набор необходимых для измерения точек

Далее, данные, получаемые с осциллографа, по протоколу Ethernet поступали на персональный компьютер (см. рис. 2). На языке Matlab была написана программа автоматизированного измерительного комплекса для более быстрого и удобного исследования поведения параметров диодов с накоплением заряда. Эта программа позволяет наблюдать в режиме реального времени осциллограмму, получаемую с осциллографа (рис. 4) с отображением необходимого для измерения набора точек: $i_{dir}$ – величина прямого тока накачки; $t_1$ и $t_4$ – точки пересечения осциллограммы с нулем; $i_{min}$ – модуль величины обратного тока; $t_2$ и $t_3$ – моменты начала и конца переключения ДНЗ, определяемые по уровням 90% и 10% от величины $i_{min}$, соответственно. Также программа строит набор зависимостей основных параметров ДНЗ, таких как зависимость накапливаемого внутри I области заряда от величины прямого тока, зависимость эффективного времени жизни носителей от величины прямого тока, зависимость времени переключения диода от величины прямого тока. При этом величина накопленного в полупроводниковой структуре диода заряда Q(нКл) определяется как интеграл от протекающего через диод тока в пределах от $t_1$ до $t_4$. Время переключения ДНЗ ищется как разность значений $t_3$ и $t_2$. Эффективное время жизни в данном случае задается как отношение накопленного заряда Q к величине прямого тока накачки $i_{dir}$.

**Результаты измерения параметров диодов с накоплением заряда**

Для проведения эксперимента были использованы девять диодов марки 2А609Б, взятые из одной партии. Эти диоды были пронумерованы, и каждый из них поочередно включался в измерительную плату, изображенную на рис. 3(б). В ходе эксперимента режимы работы ДНЗ менялись путем управления напряжениями питания генератора СКИ. В данном случае регулировалось напряжение питания $V_1^+$ в пределах от 1В до 14В при фиксированном $V_1^-$ = -15В. Для каждого режима с помощью вышеописанного автоматического измерительного комплекса определялся набор параметров ДНЗ. рис. 5 демонстрирует полученные на данном этапе зависимости.

Из рис. 5(а) видно, что величины накопленных зарядов для диодов из одной партии значительно отличаются друг от друга. Причем разница между ними составляет около 30% при прямом токе $I_{dir} = 35\,mA$. Рис. 5(б) подтверждает тот факт, что эффективное время жизни носителей уменьшается с возрастанием прямого тока, протекающего через диод. Отдельного внимания заслуживает рис. 5(в). Из него видно, что время переключения диода значительно увеличивается при возрастании прямого

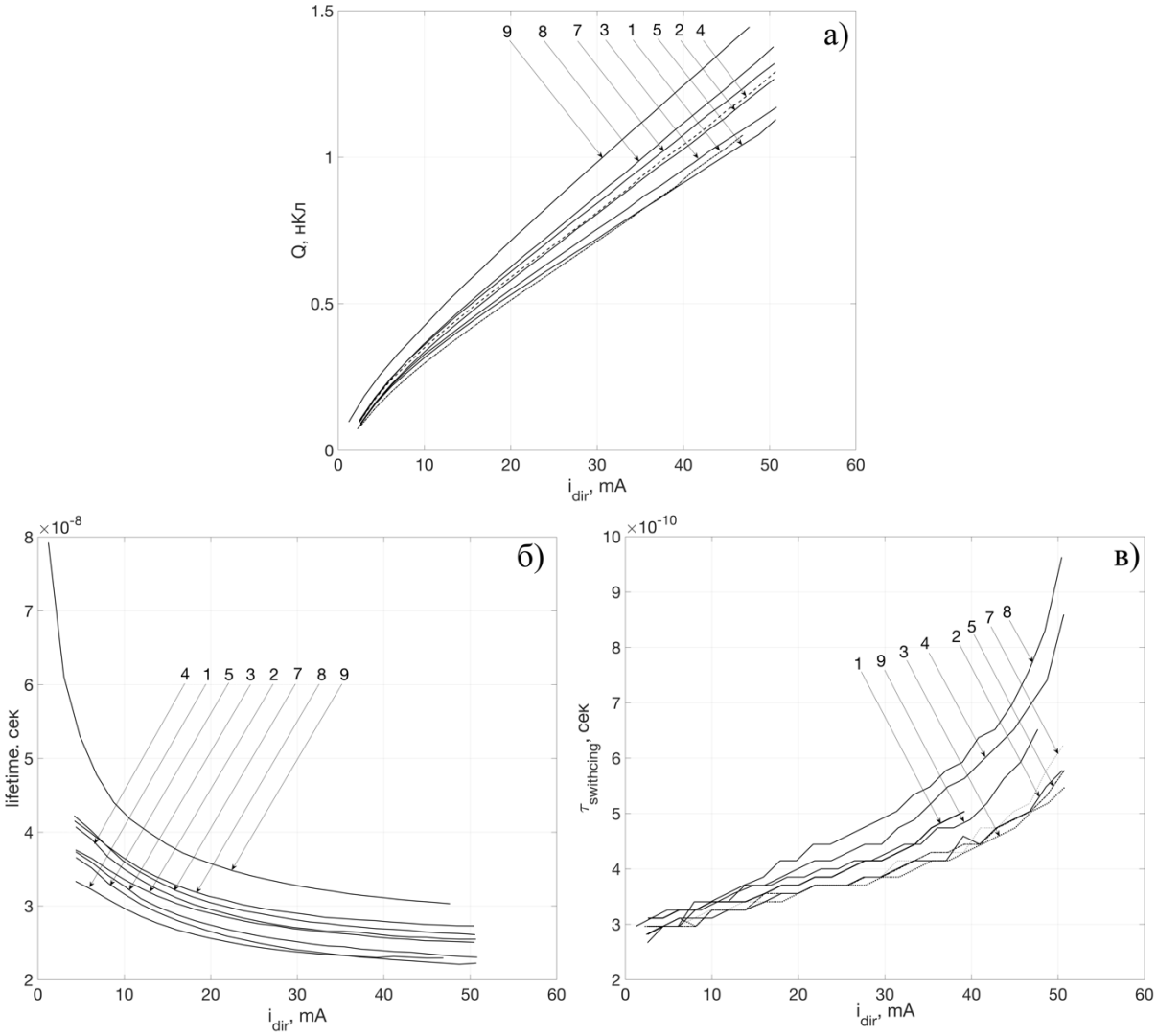



Рис. 5. Измеренные зависимости параметров для отдельных диодов (цифрами указаны порядковые номера диодов): а) зависимость накопленного заряда от величины прямого тока, б) зависимость эффективного времени жизни носителей от величины прямого тока, в) зависимость времени переключения диода от величины прямого тока

тока. При значениях прямого тока $I_{dir} < 20\,mA$ времена переключения диодов примерно одинаковы, однако, при дальнейшем возрастании тока их разница становится существенной и, вероятно, обусловлена отличиями в разбросе конструктивных параметрах при производстве.

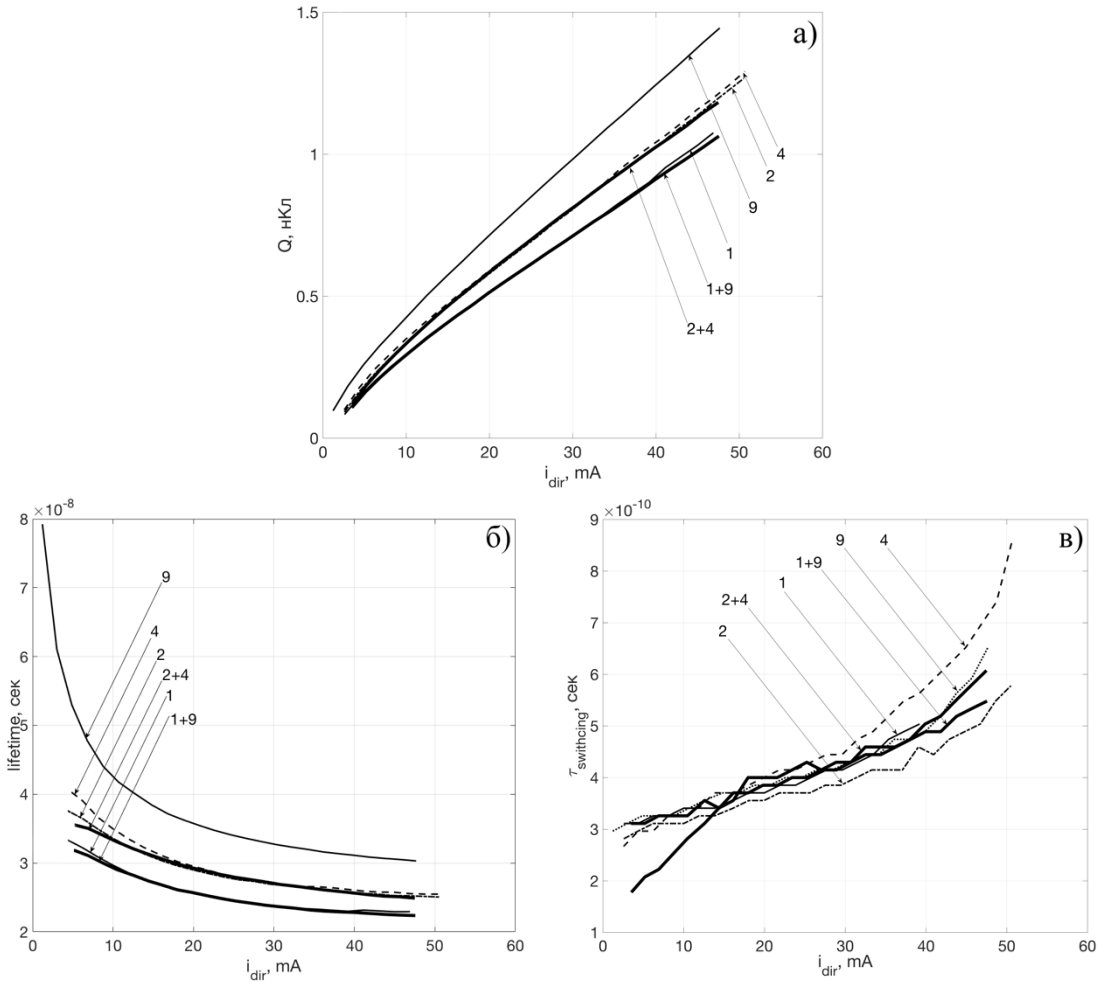



Рис. 6. Измеренные зависимости параметров для ДНЗ (цифрами указаны порядковые номера диодов): а) зависимость накопленного заряда от величины прямого тока, б) зависимость эффективного времени жизни носителей от величины прямого тока, в) зависимость времени переключения диода от величины прямого тока

На основе полученных зависимостей величины накопленного заряда от тока накачки были отобраны две пары диодов. Первую пару составили диоды под номерами 2 и 4 – это диоды, у которых зарядовые зависимости максимально близки друг к другу на всем диапазоне тока накачки. Вторая пара – диоды под номерами 1 и 9. Они, наоборот, имеют максимально отличающиеся характеристики. Диоды из каждой пары были установлены в плату измерительного устройства последовательно, и для них повторно были измерены описанные выше характеристики. Полученные результаты представлены на рис. 6.

Отчетливо видно, что величина накопленного заряда для пары последовательно соединенных диодов определяется минимальной величиной заряда отдельного ДНЗ. Аналогичная зависимость и для эффективного времени жизни носителей. Зависимость же времени переключения от величины тока накачки для пары последовательно соединенных диодов судя по всему является среднеарифметическим от времен жизни носителей отдельных диодов.

Для исследования влияния параметров ДНЗ на характеристики получаемых импульсов в блок-схеме (см. рис. 2) измерительный блок был заменен на генератор СКИ на основе ДНЗ, описанный в [2]. Используя описанный выше измерительный стенд, были получены осциллограммы СКИ для диодов 1,2,4,9, а затем диоды 1 и 9, 2 и 4, соответственно, были установлены в генератор последовательно. Для этой ситуации также были получены формы генерируемых импульсов. Результаты данного измерения представлены на рис. 7. Видно, что последовательно соединение диодов с номерами 2 и 4, т.е. диодов, обладающих близкими зависимостями заряда от величины тока накачки, дает большую амплитуду и несколько меньшую длительность генерируемого импульса, нежели комбинация диодов под номерами 1 и 9 (с резко отличающимися зависимостями заряда от прямого тока).

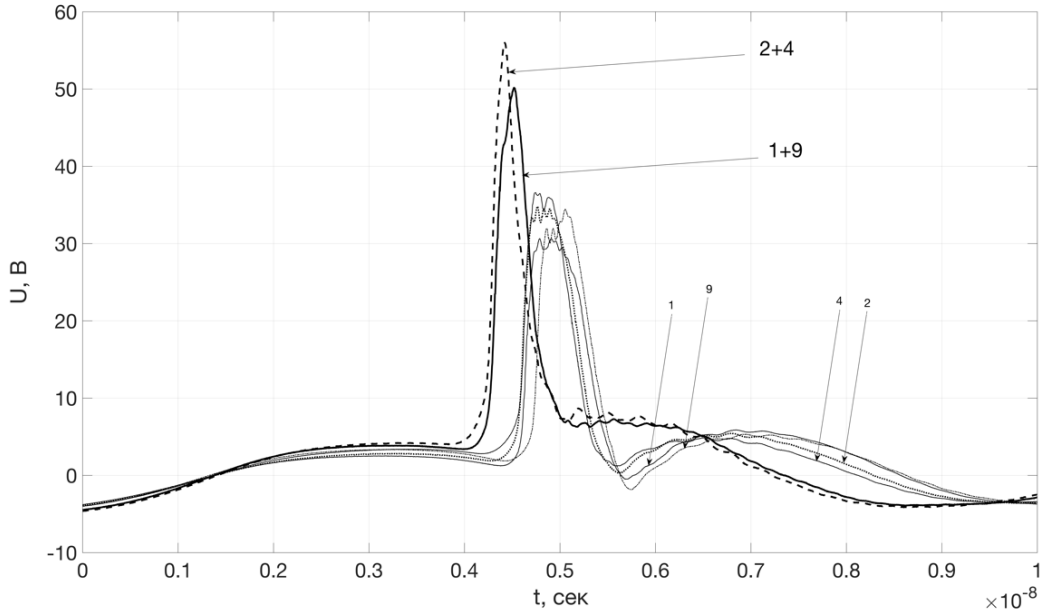



Рис. 7. Осциллограммы, полученные на выходе генератора СКИ на основе ДНЗ (цифрами указаны порядковые номера диодов, на которых получены соответствующие осциллограммы)

## Заключение

Параметры сверхкоротких импульсов, формируемых с помощью генератора на основе диодов с накоплением заряда определяются не только его схемотехническим решением, но и параметрами самих диодов. Проведенное экспериментальное исследование процессов переключения ДНЗ подтвердило тот факт, что последовательно включение нескольких диодов с накоплением заряда позволяет генерировать импульсы большей амплитуды и меньшей длительности. Экспериментальным образом были измерены основные параметры ДНЗ, работающих в импульсном режиме, и были построены зависимости накопленного заряда от величины прямого тока, эффективного времени жизни носителей от величины прямого тока и зависимость времени переключения диода от величины прямого тока. Исследование данных зависимостей показало, что основным фактором, влияющим на характеристики импульсов, генерируемых двумя последовательно соединенными ДНЗ, является близость зависимостей накопленного заряда от величины прямого тока. Это дает выигрыш около 30% по амплитуде в сравнении с одиночными диодами с накоплением заряда. Экспериментальным образом было установлено, что величина накопленного

заряда для пары последовательно соединенных диодов определяется минимальной величиной заряда из пары. Аналогичная зависимость наблюдается и для эффективного времени жизни носителей. В то же время зависимость времени переключения от величины тока накачки для пары последовательно соединенных диодов является среднеарифметическим от времен жизни носителей отдельных диодов.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых - докторов наук (МД-7902.2016.9) и базовой части государственного задания (проект №3.8122.2017/БЧ).

## Литература

1. Бобрешов, А.М. Экспериментальное исследование особенностей переключения диодов с накоплением заряда / А.М. Бобрешов, А.С. Жабин, И.С. Коровченко, В.А. Степкин, Г.К. Усков // Вестник воронежского государственного университета. Серия: физика. математика. – N 3, - 2016, - С. 13-22.
2. Бобрешов, А.М. Генерация сверхкоротких импульсных сигналов / А. М. Бобрешов, В. А. Степкин, Ю. И. Китаев, Г. К. Усков // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2011. – Т. 14, № 3. – С. 103-108.
3. Усков, Г. К. Физика диодов с накоплением заряда при генерации сверхкоротких импульсов / Г. К. Усков // Теория и техника радиосвязи. – 2012. – № 4. – С. 100–105.
4. Бобрешов, А.М. Особенности диодов с накоплением заряда при генерации сверхкоротких импульсов / А.М. Бобрешов [и др.] // 8-й Международный симпозиум по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии: тр. симп., 16-19 июня 2009 г. — Санкт Петербург, 2009. — С.298-300.
5. Федотов Д.В. Сигналы, используемые в СШП радиосистемах / Д.В. Федотов, А.А. Судаков // Наукоемкие технологии, 2005. – № 7. – С. 15-21.
6. Белкин В. С. Формирователи мощных наносекундных и пикосекундных импульсов на полупроводниковой элементной базе / В. С. Белкин, Г. И. Шульженко. – Новосибирск: ИЯФ СО АН СССР, 1990. – 36 с.
7. Носов, Ю. Р. Полупроводниковые диоды с накоплением заряда и их применение / Ю. Р. Носов. – М. : Сов. Радио, 1966.

# АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ СТЕПЕНИ ДИСПЕРСИОННЫХ ИСКАЖЕНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ СВЧ-ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ ДАННЫХ О ПОЛОСЕ КОГЕРЕНТНОСТИ

Иванов Д.В., Иванов В. А., Рябова Н. В., Рябова М. И., Кислицын А.А., Чернов А.А., Конкин Н. А.

Получены выражения для полосы когерентности широкополосных трансионосферных каналов, методика ее оценки, а также представлен алгоритм построения карт полос когерентности над отдельными регионами по данным приемных станций спутниковых навигационных систем.

**Ключевые слова:** трансионосферный канал связи, частотная дисперсия фазы, дисперсионные искажения, полоса когерентности.

# ALGORITHM OF ESTIMATION OF THE DEGREE OF DISPERSE DISTORTION OF RADIOOSIGNALS OF THE MICROWAVE RANGE ON THE BASIS OF DATA ON THE COHERENCE BAND

Expressions for the coherence band of broadband transionospheric channels are obtained, and an algorithm for constructing maps of coherence bands over individual regions based on the data of receiving stations of satellite navigation systems is presented.

Key words: transionospheric communication channel, frequency dispersion of phase, dispersion distortion, coherence band.

**Введение.** В настоящее время актуальной является проблема расширения полосы частот радиосигналов в системах космической связи и радиолокации Земли из космоса. Однако, это может приводить к дисперсионным искажениям системных характеристик трансионосферных каналов и, как следствие, к искажениям используемых сигналов. Преодоление этой проблемы невозможно без комплексного исследования эффекта частотной дисперсии на новом уровне. Частотная дисперсия связана с зависимостью от частоты фазовой скорости распространения в среде волнового колебания. Различия в фазовых скоростях спектральных компонент сигналов может приводить к нарушениям фазо-частотных характеристик спектра и искажениям сигнала, вплоть до полного его «разрушения» [1, 2]. При оценке дисперсионных искажений в качестве системной характеристики трансионосферного канала обычно рассматривается его импульсная характеристика. В настоящее время больше внимания уделяется характеристике, называемой мгновенным профилем задержки мощности – PDP, который равен квадрату огибающей импульсной характеристике. В работах [3, 4] показано, что степень искажения PDP можно оценить, используя параметр канала, называемый его полосой когерентности (ПК). Она характеризует область частот, для которой дисперсионными искажениями можно пренебречь. Необходимо установить связи между параметрами трансионосферного канала и полосой когерентности, а также разработать алгоритм и программное обеспечение для построения карт полос когерентности на основе данных спутниковых навигационных систем ГЛОНАСС и GPS с целью мониторинга степени искажений PDP трансионосферных каналов.

**Целью работы** является проведение комплексных исследований дисперсионных искажений PDP трансионосферных каналов и методов их контроля путем мониторинга на основе построения региональных карт полосы когерентности с использованием данных спутниковых навигационных систем.

**Общие положения частотной дисперсии набега фазы волны при трансионосферном распространении.**

Принцип эквивалентности [5] позволяет рассматривать в место задачи распространения волновых пакетов в среде, задачу прохождения сигналами радиоканала, с частотной характеристикой в виде:

$$H(f) = H_0(f) \cdot \exp[-i\varphi(f)] \tag{1}$$

где $H_0(f)$ –амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) канала, $\varphi(f)$ – фазо-частотная характеристика (ФЧХ) канала, равная набегу фазы волны в среде, $f$ – частота электромагнитного колебания.

При этом считается, что если АЧХ канала не постоянна в его полосе, то имеет место частотная дисперсия амплитуды, а если от частоты нелинейно зависит ФЧХ, то в канале имеет место частотная дисперсия фазы.

В случае задачи дисперсионных искажений рассматривается влияние дисперсии на импульсную характеристику канала, обладающего полосой пропускания $B_{ch}$ от $f_1$ до $f_2$:

$$h(\tau) = \int_{f_1}^{f_2} H(f) \cdot \exp if\tau \cdot df \tag{2}$$

Функцию $P(\tau) = |h(\tau)|^2$ по международной классификации называют мгновенным профилем задержки мощности PDP.

В канале с ограниченной полосой частот $B_{ch}$ и средней частотой $\bar{f} = (f_1 + f_2)/2$ ФЧХ можно представить в виде разложения

$$\begin{aligned} \varphi(\omega) &= \varphi(\bar{\omega}) + \varphi'_\omega \cdot \Omega + \varphi''_\omega \cdot \frac{\Omega^2}{2!} + \varphi'''_\omega \cdot \frac{\Omega^3}{3!} + \ldots \approx \\ &\approx \varphi(\bar{f}) + 2\pi\tau_{g|_0} \cdot (F) + \pi s_{|_0} (F)^2 + \frac{\pi}{3} v_{|_0} (F)^3, \quad F \in \left[ -\frac{B_{ch}}{2}, \frac{B_{ch}}{2} \right] \end{aligned} \tag{3}$$

В этом случае говорят о фазовой дисперсии 1, 2, 3 порядка, где $\tau_{g|_0}$, $s_{|_0}$, $v_{|_0}$ параметры дисперсии; $F = f - \bar{f}$. Также помимо ФЧХ имеет смысл ввести функцию $\tau(f)$, которую назовем дисперсионной характеристикой (ДХ) канала. Ее значимость заключается в том, что она содержит только параметры фазовой дисперсии. Действительно:

$$\tau_g(F) = \frac{d\varphi}{d\omega} \approx \tau_{g|_0} + s_{|_0}(F) + \frac{v_{|_0}}{2}(F)^2 \tag{4}$$

Проанализируем выражения для показателя преломления и набега фазы в случае трансионосферного канала. Напомним, что в состоянии равновесия электроны совершают в плазме колебательные движения с частотой, которая называется плазменной. Трансионосферное распространение возможно, когда частота волны превышает плазменную частоту максимума ионосферы, т.е. $\left( \frac{\omega_p^2(z)}{\omega^2} \right) < 1$. В этом случае в показателе преломления можно пренебречь гирочастотой и представить его в виде разложения в ряд Тейлора по степеням отношения $\left( \frac{\omega_p^2(z)}{\omega^2} \right)$:

$$n(z)=\sqrt{1-\left(\frac{\omega_p^2(z)}{\omega^2}\right)}\approx 1-\frac{1}{2}\left(\frac{f_p^2(z)}{f^2}\right)-\frac{1}{8}\left(\frac{f_p^2(z)}{f^2}\right)^2-\frac{1}{16}\left(\frac{f_p^2(z)}{f^2}\right)^3\ldots=$$
$$=1-\frac{1}{2}\cdot\left(\frac{k\cdot N}{f^2}\right)-\frac{1}{8}\cdot\left(\frac{k\cdot N}{f^2}\right)^2-\frac{1}{16}\cdot\left(\frac{k\cdot N}{f^2}\right)^3\ldots \quad (5)$$

Тогда для набега фазы в среде будем иметь формулу:

$$\varphi(\omega)=\frac{1}{c}\int_s[\omega\cdot n(\omega,z)]dz\approx\omega\int_s\frac{dz}{c}-\left[\frac{1}{f}\overbrace{\frac{\pi k}{c}\int_s N_e(z)dz}^{\alpha_1}+\frac{1}{f^3}\overbrace{\frac{\pi k^2}{4c}\int_s N_e^2(z)dz}^{\alpha_2}+\frac{1}{f^5}\overbrace{\frac{\pi k^3}{8c}\int_s N_e^3(z)dz}^{\alpha_3}\right]=$$
$$=\omega\int_s\frac{dz}{c}-\left[\frac{\alpha_1}{f}+\frac{\alpha_2}{f^3}+\frac{\alpha_3}{f^5}\right], \quad (6)$$

В квадратных скобках в выражении для фазы (6) можно пренебречь соответствующими слагаемыми, если набег фазы из-за них много меньше $2\pi$ (для инженерных применений можно считать меньше единицы).

Далее определим первые три производные от фазы по частоте в точке $\bar{f}$, которые являются характеристиками частотной дисперсии:

$$\tau_g(f)=\frac{d\varphi}{d\omega}(f)=\frac{1}{2\pi}\left[2\pi\int_s\frac{dz}{c}+\frac{\alpha_1}{f^2}+3\frac{\alpha_2}{f^4}+5\frac{\alpha_3}{f^6}+\ldots\right] \quad (7)$$

$$s(f)=\frac{d\tau_g}{df}(f)=-\frac{1}{\pi}\left[\frac{\alpha_1}{f^3}+6\frac{\alpha_2}{f^5}+15\frac{\alpha_3}{f^7}+\ldots\right] \quad (8)$$

$$v(f)=\frac{d^2\tau_g}{df^2}(f)=\frac{3}{\pi}\left[\frac{\alpha_1}{f^4}+10\frac{\alpha_2}{f^6}+35\frac{\alpha_3}{f^8}+\ldots\right] \quad (9)$$

На фиксированной частоте $f=\bar{f}$ числа: $\tau_g(\bar{f})$ $s(\bar{f})$ $v(\bar{f})$ являются параметрами фазовой дисперсии канала на этой частоте.

**Оценка искажений PDP на основе данных о полосе когерентности**

На искажения PDP оказывает влияние нелинейная составляющая ФЧХ [1, 6]. Согласно (3), в формуле для ФЧХ можно выделить линейную и нелинейную составляющие:

$$\varphi(\bar{f},F)=\varphi_л(\bar{f},F)+\varphi_н(\bar{f},F) \quad (10)$$

где $\varphi_л(\bar{f},F)=\varphi(f)+2\pi\tau_{g|0}(F)$ – линейная часть фазы относительно частоты;

$\varphi_н(\bar{f},F)=\pi s_{|0}(F)^2+\frac{\pi}{3}v_{|0}(F)^3$ – нелинейная часть ФЧХ.

Если значимостью дисперсии третьего порядка можно пренебречь, то нелинейная часть ФЧХ представляет собой параболическую зависимость от частоты: $\varphi_н(f)=\pi s_{|0}(F)^2$. На рис. 1 представлен ее вид при различных параметрах дисперсии второго порядка.

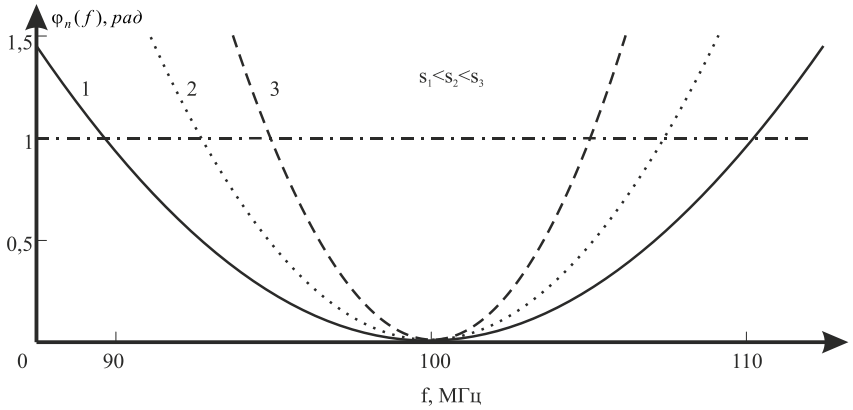



Рис. 1. Вид нелинейной составляющей ФЧХ канала для различных наклонов *s* – 30 мкс/МГц; *2* – 60 мкс/МГц; *3* – 120 мкс/МГц;)

Для оценки значимости дисперсионных искажений вводится понятие полосы когерентности радиоканала. Это полоса частот на границах которой набег нелинейной составляющей фазы из за дисперсии не превышает 1 радиана (см. рис. 1), т.е $\pi s_{|0}(f-\bar{f})^2=1$, поскольку, начиная с некоторых частот, расположенных слева и справа от средней частоты канала нарушается фазировка спектральных составляющих сигнала. Общий вид выражения полосы когерентности в случае дисперсии второго порядка имеет вид:

$$B_k=\frac{2}{\sqrt{\pi\cdot|s|}} \tag{11}$$

Для получения общих решений, удовлетворяющих требованиям инженерных оценок, нами рассматривались зависимости от относительных частот, равных отношению абсолютной частоты к критической частоте $f_{кр}$ ионосферы $f=f/f_{кр}$.

Для трансионосферного канала в случае ВЧ-приближения для определения полосы когерентности будем иметь следующую формулу:

$$B_k=\sqrt{\left(\frac{c\cdot f_{kp}^3}{k\cdot N_t}\right)\cdot f^3} \tag{12}$$

Результаты вычисления ПК для дня и ночи представлены на рис. 2. Общее решение для частотной зависимости ПК, полученное как среднее между данными для дня и ночи, показано жирной линией.

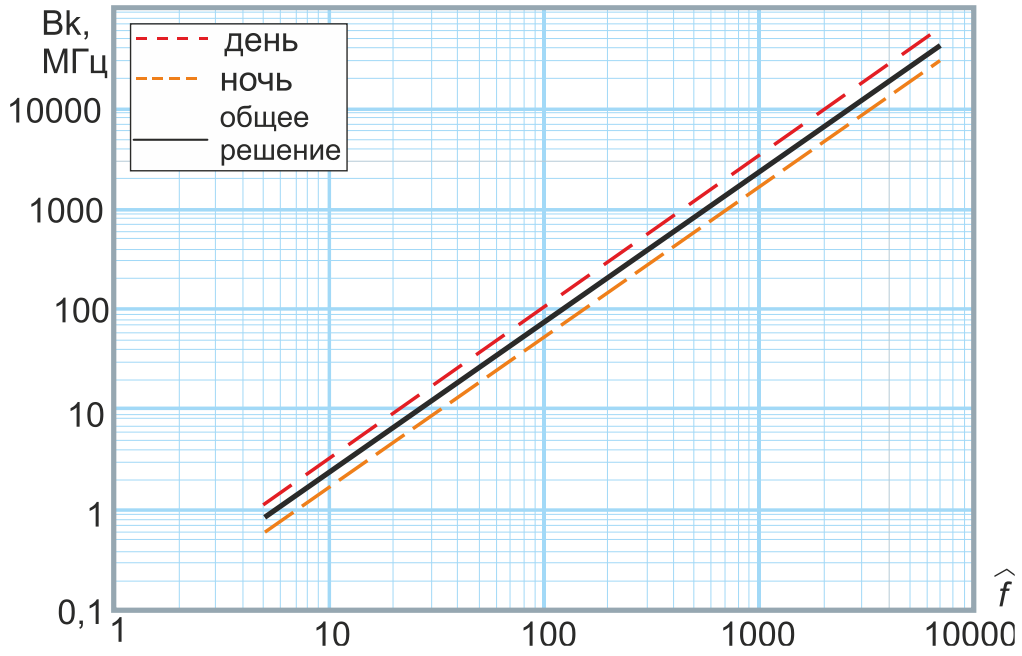



Рис. 2. Зависимость полосы когерентности от относительной частоты для различных геофизических условий в канале

Сравнение данных показывает, что зависимости ПК от средних отличаются друг от друга не более чем на 20 %. Это означает, что зависимости ПК от относительной частоты носят общий характер. ПК.

**Построение карт полос когерентности для некоторых регионов России**

Для надежной работы широкополосных систем требуется проведение мониторинга степени дисперсионных искажений. Разумно для этих целей использовать региональные карты полосы когерентности на основе данных от приемных станций спутниковых навигационных систем. Для их построения было разработано программное обеспечение. Алгоритм автоматического построения карт полос когерентности, реализованный на языке программирования AutoIt, представлен на рис. 3.

Рис. 3. Алгоритм построения электронных диагностических карт полос когерентности

Учтено, что информация с различных приемников собираются в единую базу RINEX файлов.

Работа алгоритма выглядит следующим образом:

На первом этапе происходит конвертация RINEX [7, 8] файлов в формат .dat при помощи специального программного обеспечения TecSuite и параллельно происходит запись информации о данных .dat файлах в базу данных. Запись в базу данных происходит для того, чтобы иметь полную информацию о том сколько и какие данные для создания электронных карт имеются.

На втором этапе имеющиеся .dat файлы автоматически обрабатываются при помощи специального программного обеспечения, позволяющего формировать электронные карты полного электронного содержания в виде анимационных изображений.

Программа построения электронных диагностических карт ионосферы Земли реализована на языке Auto It . RINEX файлы конвертируются в формат .dat с помощью программы Auto It, которая автоматизирует работу программы TecSuite, и информация по этим данным в автоматическом режиме формируется в PostgreSql базу данных, при помощи языка AutoIt, причем в зависимости от того существовали .dat файлы раньше или только сконвертированы в базе данных эта информация записывается под отдельными метками. Данная база данных необходима для быстрого доступа к необходимым .dat файлам и систематизации получаемой информации. Быстрый доступ к файлам осуществляется за счет специального запроса в базу данных PostgreSql, работающего в симбиозе с языком AutoIt и PostgreSql, который формирует папку с необходимыми для работы .dat файлами, причем данный запрос формируется оператором ЭВМ, в зависимости от интересующей территории исследования и отрезка времени. Затем сформированный набор .dat файлов перерабатывается в формат необходимый для построения электронных карт полос когерентности ионосферы в автоматическом режиме за счет алгоритма, реализованного на AutoIt. Карты полос когерентности строятся по итоговой информации из .dat элементов в автоматическом режиме при помощи языка GNU Plot.

Карта полос когерентности [9] представляется в виде анимационного изображения в формате .gif, на котором точки динамически перемещаются и меняют цветовую гамму в зависимости от уровня ПЭС, а перемещение точек зависит от времени и координаты (рис. 4). По оси абсцисс откладывается долгота, по оси ординат широта, цветными точками отмечается место, в котором измерено значение полосы когерентности. Аналогичные карты можно построить для любой части земного шара, при наличии соответствующих данных систем ГЛОНАСС/GPS.

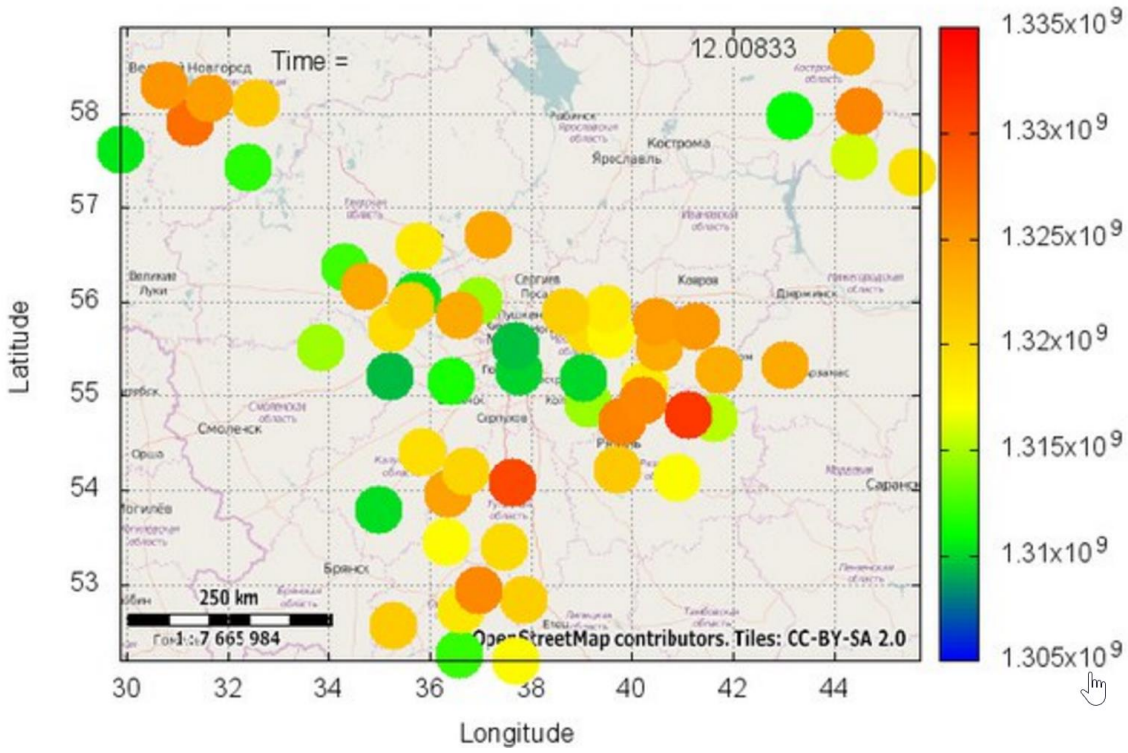



Рис. 4. Карта полос когерентности

**Выводы.** Получены аналитические выражения для параметров частотной дисперсии для различных приближений показателя преломления и набега фазы в канале. Получены выражения для полосы когерентности широкополосных трансионосферных каналов, являющейся границей неискаженной дисперсией полосы частот широкополосных сигналов от профиля электронной концентрации ионосферы. Создан алгоритм и программное обеспечение для построения региональных карт ПК с целью мониторинга степени дисперсионных искажений и влияния на них геофизических факторов. Представленные результаты, будут способствовать достижению новых возможностей для работы широкополосных радиотехнических систем в диспергирующих средах, обеспечивая их повышенную помехоустойчивость.

**Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ: № 16-37-60068; 16-07-00210; 17-07-01590; 17-07-00799; грантов министерства образования и науки РФ: № 8.2817.2017/ПЧ, № 3.4074.2017/ПЧ.**

## Литература

1. Cannon, P. S. Characterization and modeling of the HF communications channel/ P. S. Cannon, M. J. Angling, B. Lundborg. // Review of Radio Science: 1999-2002. –2002. - P. 597–622.

2. Иванов Д.В., Иванов В.А., Рябова М.И. и др. Искажения широкополосного радиосигнала в ионосфере, вызванные нелинейной частотной дисперсией // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2013. № 2 (18). С. 5-15.

3. Wideband Scattering Functions for HF Ionospheric Propagation Channels / V. E. Gherm, N. N. Zernov, B. Lundborg et al. // Journal of Atmospheric and Solar Terrestrial Physics. - 2001. – V.63. - P.1489-1497.

4. Maslin, N.M. HF communications: a systems approach / N.M. Maslin. – London.: Pitman Publishing, 1987. – P. 89.

5. Ivanov D. V., Ivanov V. A., Mikheeva N. N., Ryabova N. V., Ryabova M. I. Propagation of broadband HF signals in a medium with nonlinear dispersion // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2015. Vol. 60, No. 11. Pp. 1205—1214.

6. Kryukovskii, A.S. Mathematical simulation of propagation of frequency-modulated radio waves in ionospheric plasma / A.S. Kryukovskii, D.S. Lukin, D.V. Rastyagaev, Y.I. Skvortsova // Journal of Communications Technology and Electronics. 2015. V. 60. № 10. Pp. 1049-1057.

7. Yasyukevich, Y.V. Influence of GPS/GLONASS differential code biases on the determination accuracy of the absolute total electron content in the ionosphere / Y.V. Yasyukevich, A.A. Mylnikova, V.E. Kunitsyn, A.M. Padokhin // Geomagnetism and Aeronomy. 2015. V. 55. № 6. Pp. 763-769.

8. Ясюкевич Ю. В., Мыльникова А. А., Демьянов В.В., Иванов В. А., Рябова Н. В., Зуев А. В., Рябова М.И., Кислицын А. А. Суточная динамика вертикального полного электронного содержания над городами Иркутск и Йошкар-Ола по данным GPS/ГЛОНАСС и модели IRI-2012 // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы, 2013. № 3(19). С. 18-29.

9. Salous S., Bertel L.//CD-ROM Proc. Millennium Conf. on Antennas & Propagation. (AP2000). Davos. 9-14 Mar. 2000. Noordwijk: Europ. Space Res. And Technol. Centre, 2000. P. 0958.

**Сведения об авторах**

Иванов Дмитрий Владимирович
**Год рождения:** 1977
**Вуз:** Марийский государственный университет
**Год окончания**: 1999
**Направления научных исследований:** моделирование технических систем, широкополосные сигналы, распространение радиоволн.
**Год защиты диссертации:** 2007
**Место работы:** Поволжский государственный технологический университет
**E-mail:** IvanovDV@volgatech.net

Иванов Владимир Алексеевич
**Год рождения:** 1945
**Вуз:** Горьковского государственный университет
**Год окончания**: 1968
**Направления научных исследований:** ионосфера, распространение радиоволн, моделирование, широкополосные сигналы
**Год защиты диссертации:** 1988
**Место работы:** Поволжский государственный технологический университет
**E-mail:** IvanovVA@volgatech.net

Рябова Наталья Владимировна
**Год рождения:** 1967
**Вуз:** Поволжский государственный технологический университет
**Год окончания**: 1989
**Направления научных исследований:**

| | |
|---|---|
| | информационно-телекоммуникационные системы, ионосфера, распространение радиоволн, прогнозирование, моделирование, адаптивные системы **Год защиты диссертации:** 2005<br>**Место работы:** Поволжский государственный технологический университет<br>**E-mail:** RyabovaNV@volgatech.net |
| Рябова Мария Игоревна | **Год рождения:** 1988<br>**Вуз:** Поволжский государственный технологический университет<br>**Год окончания**: 2010<br>**Направления научных исследований:** моделирование технических систем, распространение радиоволн<br>**Год защиты диссертации:** 2012<br>**Место работы:** Московский государственный технический университет имени Н. Э. Баумана<br>**E-mail:** RyabovaMI@volgatech.net |
| Кислицын Алексей Александрович | **Год рождения:** 1989<br>**Вуз:** Поволжский государственный технологический университет<br>**Год окончания**: 2011<br>**Направления научных исследований:** исследование ионосферы Земли, космические системы связи<br>**Место работы:** Поволжский государственный технологический университет, кафедра РТиС<br>**E-mail:** KislitsinAA@volgatech.net |
| Чернов Андрей Алексеевич | **Год рождения:** 1988<br>**Вуз:** Поволжский государственный технологический университет<br>**Год окончания**: 2010<br>**Направления научных исследований:** синхронизация систем ВЧ-связи и зондирования ионосферы, программно определяемые радиосистемы<br>**Год защиты диссертации:** 2013<br>**Место работы:** Поволжский государственный технологический университет<br>**E-mail:** ChernovAA@volgatech.net |
| Конкин Никита Александрович | **Год рождения:** 1993<br>**Вуз:** Поволжский государственный технологический университет<br>**Год окончания**: 2017<br>**Направления научных исследований:** моделирование, системы трансионосферного зондирования<br>**E-mail:** ChernovAA@volgatech.net |

# ВОЗДЕЙСТВИЕ СОЛНЕЧНЫХ ВСПЫШЕК НА ДИНАМИКУ ИНТЕНСИВНОСТИ ВАРИАЦИЙ ПОЛНОГО ЭЛЕКТРОННОГО СОДЕРЖАНИЯ ИОНОСФЕРЫ СРЕДНИХ ШИРОТ В ПОВОЛЖСКОМ РЕГИОНЕ

А.В. Зуев, Д.В. Иванов, В.А. Иванов, Н.В. Рябова, М.И. Рябова

В работе проведен анализ изменения количества солнечных вспышек, их влияние на интенсивность изменений вариаций ПЭС для города Йошкар-Ола по данным 2012 года и 2015 годов.

# THE IMPACT OF SOLAR FLARES ANALYSIS ON THE DYNAMICS OF INTENSITY VARIATIONS OF THE TOTAL ELECTRON CONTENT OF THE MIDDLE LATITUDES IONOSPHEREIN THE VOLGA REGION

A. Zuev, D. Ivanov,V. Ivanov, N.Ryabova, M.Ryabova

It is carried out the analysis of number of solar flares changein the work and their impact on the intensity changes of TEC variations for Yoshkar-Ola city according to the 2012 and 2015 years.

**Введение.** Солнечная активность — комплекс явлений и процессов, связанных с образованием и распадом в солнечной атмосфере сильных магнитных полей. Наиболее изученный вид солнечной активности— изменение числа солнечных пятен, областей на поверхности Солнца, которые темнее окружающей их фотосферы, так как в них сильное магнитное поле подавляет конвекцию плазмы и снижает ее температуру примерно на 2000 градусов.

Самым энергичным проявлением солнечной активности являются вспышки (спорадически возникающие на Солнце взрывные процессы). Во время вспышек на Солнце резко изменяются потоки ионизующего излучения (жесткий ультрафиолет, рентгеновские и гамма-лучи), а также проникающее излучение (энергичные элементарные частицы солнечных космических лучей), оказывающие сильное воздействие на всю атмосферу Земли. Они существенно увеличивают ионизацию ионосферы, вызывают глобальные магнитные возмущения, обуславливают многие геофизические, биологические явления на Земле. Вспышка сопровождается мощным излучением электромагнитных волн, выбросом заряженных частиц с энергиями до 1010 эВ, называемых солнечными космическими лучами (СКЛ), и выбросом корональной массы. Электромагнитное излучение достигает Земли за 8,5 мин., СКЛ – менее, чем через 1 час, и плазменный выброс достигает Земли спустя 1–2 суток. Электромагнитное излучение вызывает практически одновременные явления, а корпускулярное излучение – запаздывающие явления[1-11].

**Цель исследования.** Проанализируем, как солнечные вспышки, а конкретно их интенсивность, количество, продолжительность, влияют на глобальное электронное содержание ионосферы.

**Методика исследования.** Для этого используем полученные данные значений ПЭС над г. Йошкар-Ола с навигационного приемника NovAtelFlexPax-V2,а также данные о количестве и характере вспышек в исследуемые дни с сайта Физического института Российской академии наук[12]. Эксперимент проводился по данным 2012 года. Также частично исследуем наступивший 2015 год, так как в этот год уже была замечена необычайно высокая интенсивность солнечных вспышек. Во избежание неверных оценок эксперимента, радионавигационные дни с наличием магнитных бурь не учитываются.

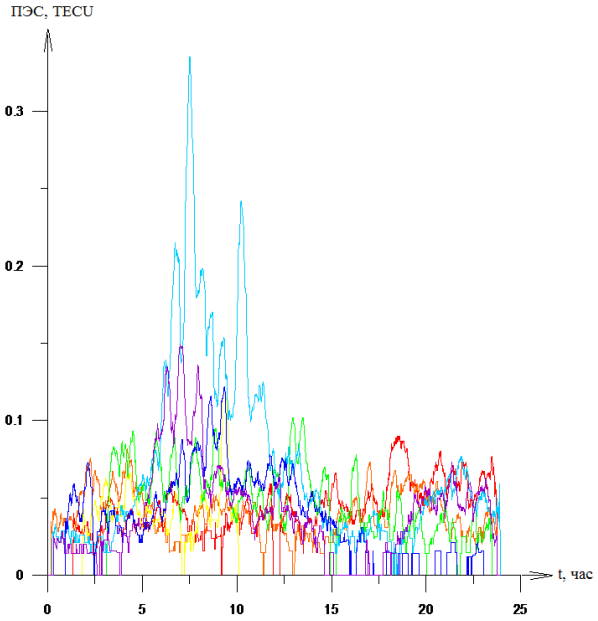



Рисунок 1 - Графики ПЭС в дни интенсивных солнечных вспышек. Красная кривая - 158 радионавигационный день (6 июня 2012г.), оранжевая кривая - 180 радионавигационный день (28 июня 2012г.), желтая кривая – 181 радионавигационный день (29 июня 2012г.), зеленая кривая – 319 радионавигационный день(14 ноября 2012г.), голубая кривая – 325 радионавигационный день (20 ноября 2012г.), синяя кривая – 326 радионавигационный день(21 ноября 2012г.), фиолетовая кривая - 332 радионавигационный день (27 ноября 2012г.)

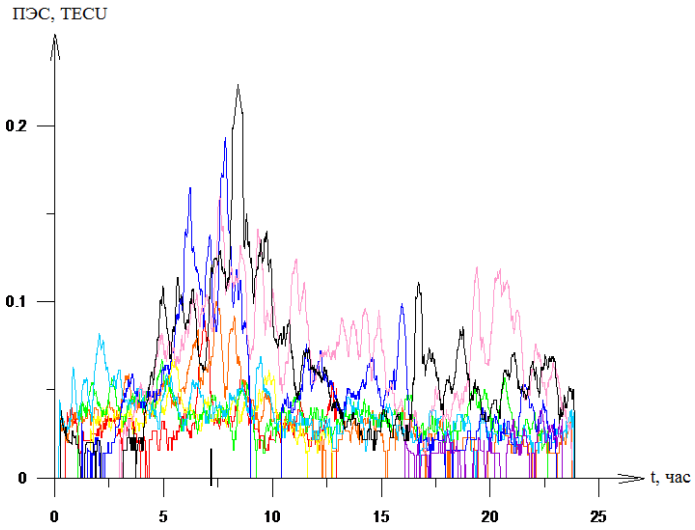



Рисунок 2 - Графики ПЭС в дни отсутствия солнечных вспышек.
Красная кривая – 93 радионавигационный день (2 апреля 2012 г.),
оранжевая кривая - 99 радионавигационный день (8 апреля 2012 г.),
желтая кривая – 103 радионавигационный день (12 апреля 2012 г.),
зеленая кривая – 173 радионавигационный день (21 июня 2012 г.),
голубая кривая –177 радионавигационный день (25 июня 2012 г.),
синяя кривая – 292 радионавигационный день (18 октября 2012 г.), фиолетовая кривая - 304радионавигационный день (30 октября2012 г.), розовая кривая - 306радионавигационный день (1 ноября 2012 г.),
черная кривая - 307радионавигационный день (2 ноября 2012 г.)

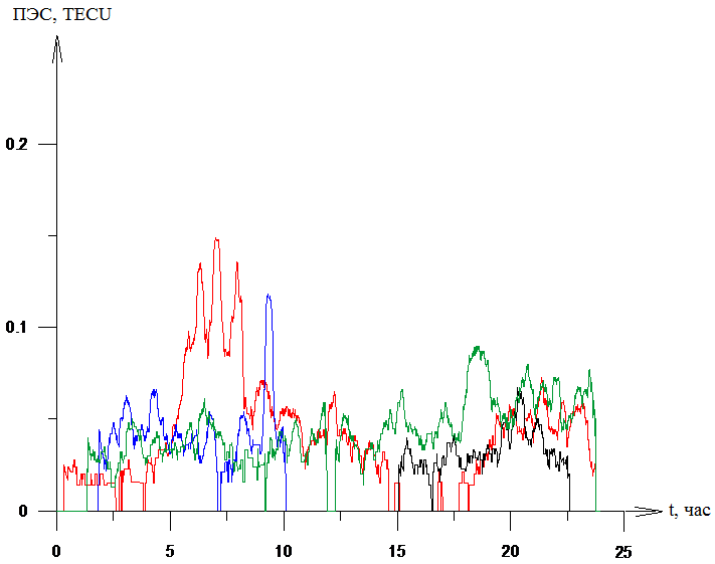



Рисунок 3 - Графики ПЭС в дни с большим количеством солнечных вспышек. Красная кривая –14 вспышек - 332 радионавигационный день (27 ноября 2012 г.), черная кривая -12 вспышек - 331радионавигационный день (26 ноября 2012 г.),синяя кривая – 19 вспышек – 181 радионавигационный день (29 июня 2012 г), зеленая кривая – 8 вспышек – 158 радионавигационный день (6 июня 2012 г.)

Для этого построим графики ПЭС в дни интенсивных солнечных вспышек (см. рисунок 1), в дни с отсутствием солнечных вспышек (см. рисунок 2) и в дни с большим количеством солнечных вспышек (см. рисунок 3).

В дни интенсивных солнечных вспышек наблюдаются самые большие значения ПЭС с сосредотачиванием максимумов графика во время от 6 до 12 часов мирового времени (наибольший скачок) и время от 18 до 22 часов мирового времени.

В дни с отсутствием солнечных вспышек наблюдаются наименьшие значения ПЭС, общая форма хода ПЭС также соответствует теоретическим значениям.

В дни с большим количеством вспышек скачки значений ПЭС разбросаны на протяжении всего графика. Схожесть с эталонной моделью есть, но границы максимумов графика сильно размыты.

Построим гистограммы средних значений ПЭС в дни интенсивных солнечных вспышек (см. рисунок 4), с их отсутствием (см. рисунок 5) и в дни с большим количеством вспышек (см. рисунок 6).

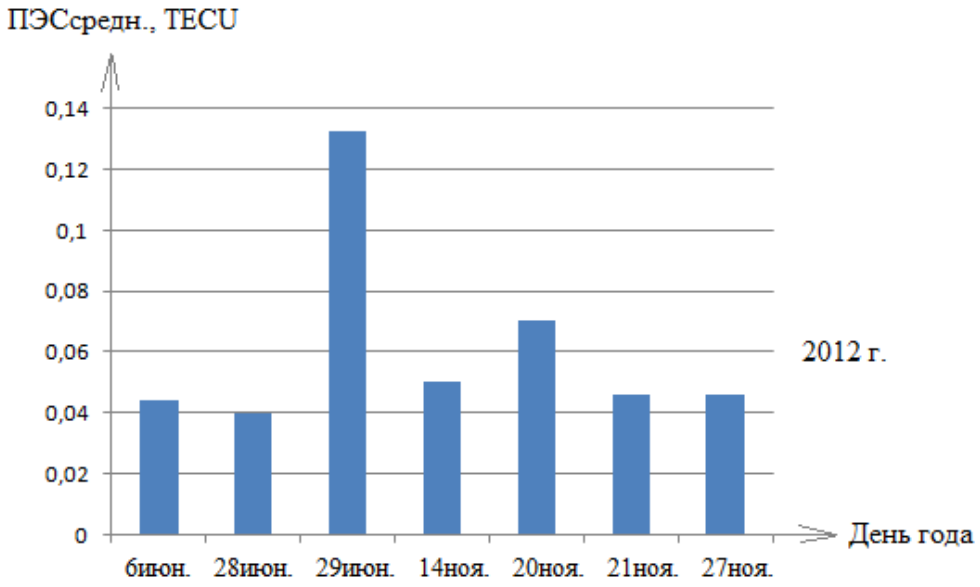



Рисунок 4 - Гистограмма средних значений ПЭС в дни интенсивных солнечных вспышек

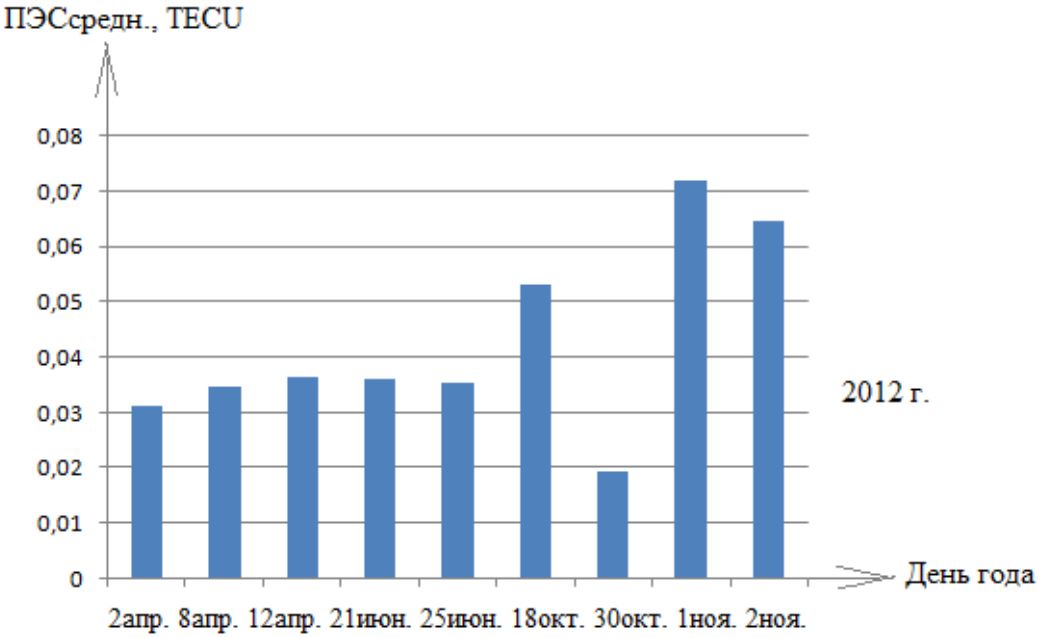



Рисунок 5 - Гистограмма средних значений ПЭС в дни с отсутствием солнечных вспышек

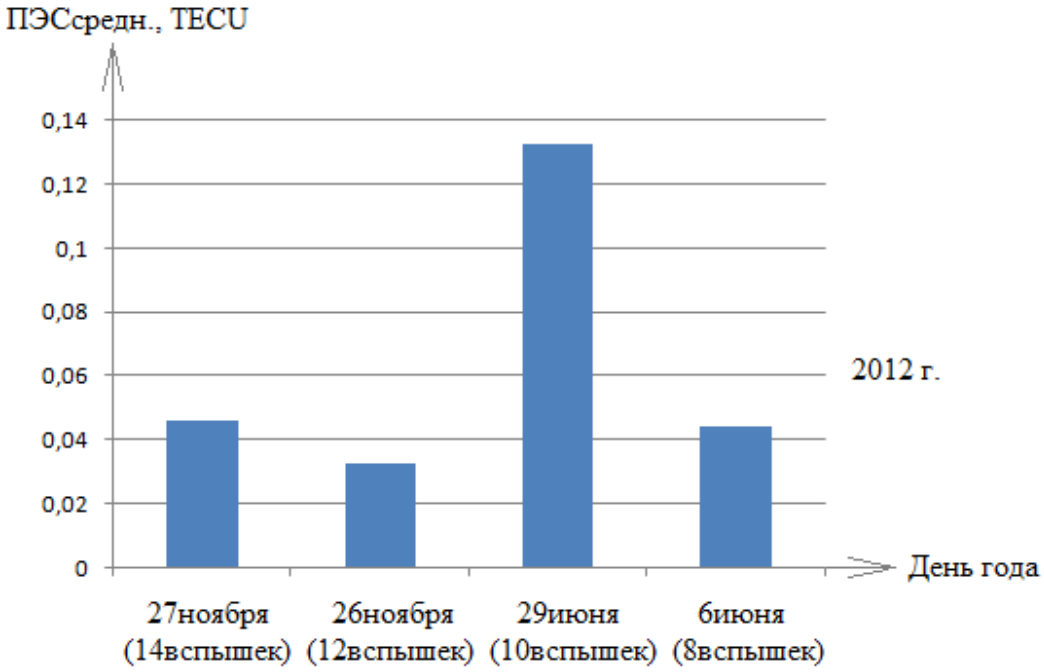



Рисунок 6 - Гистограмма средних значений ПЭС в дни
с большим количеством солнечных вспышек

Из гистограмм видно, что в 2012 году солнечные вспышки были активны в основном в начале июня и в конце ноября, то есть сильные (средние значения ПЭСбольше 0,03 TECU и достигают значения 0,13 TECU), и в свою очередь частые, вспышки повторяются ровно через каждые полгода.

В дни с отсутствием солнечных вспышек средние значения ПЭС минимальны (примерно 0,03 TECU).

Также было замечено, что среди дней с большим количеством солнечных вспышек максимальные значения ПЭС наблюдаются в дни не с наибольшим количеством вспышек.

Далее рассмотрим зависимость максимальных значений ПЭС от двух переменных: количество вспышек в день и общей длительности этих вспышек за 2012 год (см. рисунок 7) и 2015 год (см. рисунок 8).

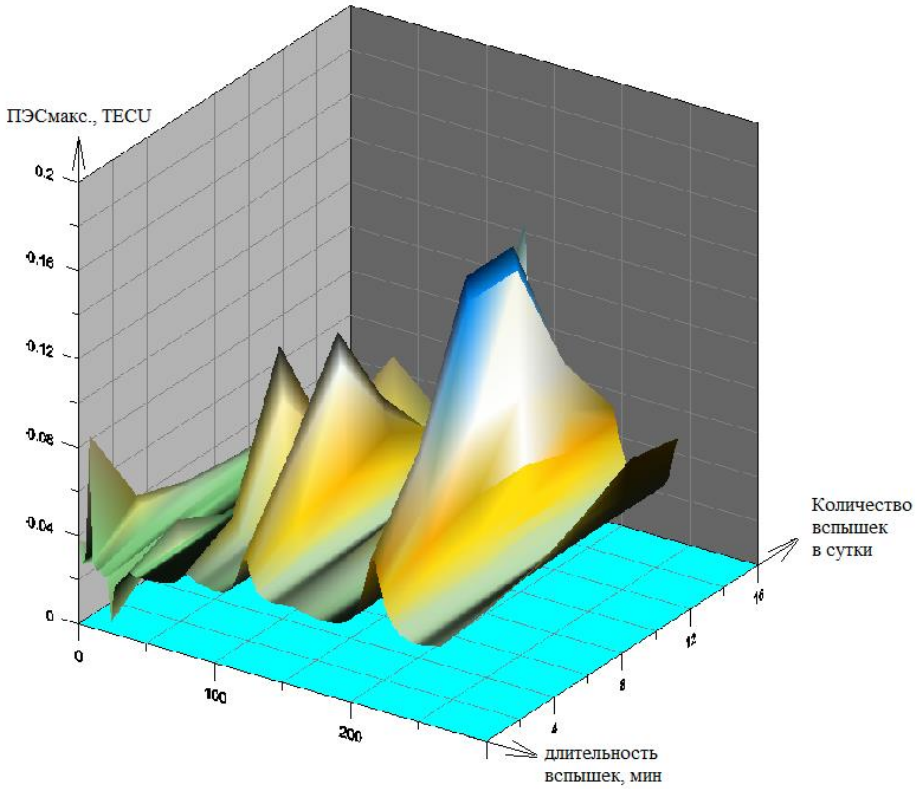



Рисунок 7 - Зависимость максимальных значений ПЭС от количества вспышек в сутки и общей длительности этих вспышек за 2012 год

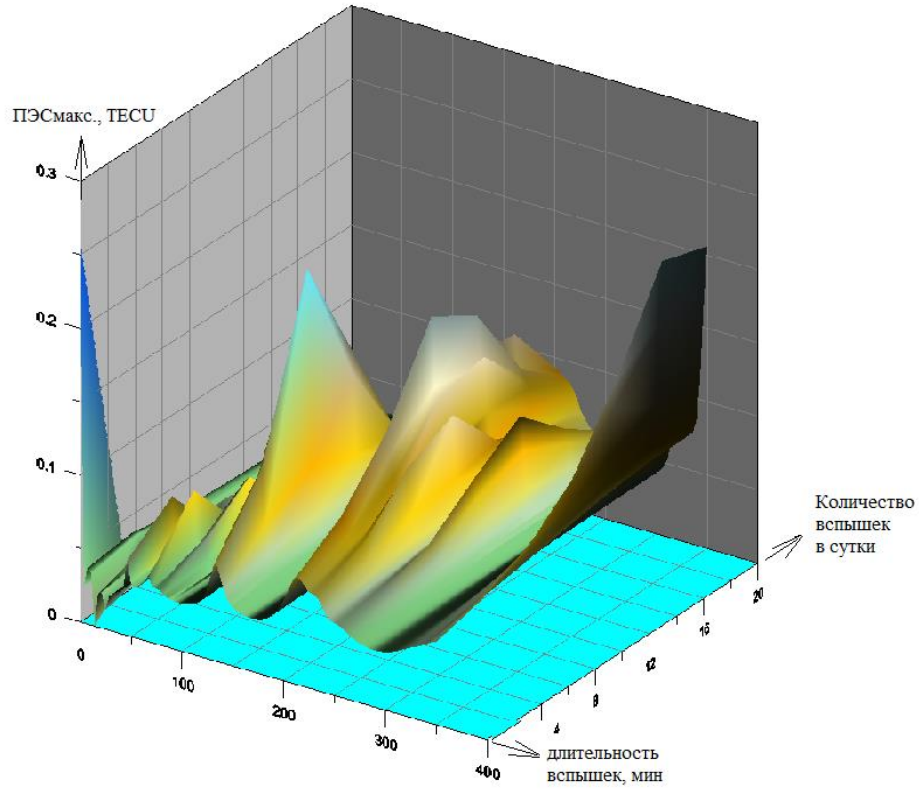



Рисунок 8 - Зависимость максимальных значений ПЭС от количества вспышек в сутки и общей длительности этих вспышек за 2015 год

**Заключение.** Проанализировав графики зависимости максимальных значений ПЭС ионосферы от количества вспышек в сутки и от общей длительности вспышек за 2012 и 2015 года, были замечены следующие закономерности: в основном с увеличением суточного количества вспышек возрастает общее время продолжительности вспышек; зависимость между максимальными значениями ПЭС и количеством вспышек за день приобретает форму кривой, меняющейся периодически;дни-экстремумы (с возрастания ПЭС на убывания, или наоборот) бывают, когда количество вспышек за сутки увеличивается примерно на четыре дня; однако, если за год встречаются дни с очень большим количеством вспышек (более 14 вспышек в сутки), как за 2015 год, то следующий экстремум находится на расстоянии примерно через семь вспышек за сутки. Возможно, что последнее наблюдение связано с тем, что чем больше вспышек в сутки, тем больше общая продолжительность всех вспышек за эти сутки, из-за чего на графике периодичность кривой (график зависимости значений ПЭС от количества вспышек за сутки) изменяется, а конкретно период увеличивается. Это можно объяснить следующим образом. Рассмотрим следующие дни 2015 года: 6 февраля – было две вспышки общей продолжительностью 46 минут, 26 марта – было три вспышки общей продолжительностью 66 минут, 16 марта – было 9 вспышек общей продолжительностью 232 минуты. Суммарная продолжительность всех вспышек за эти три дна равна 344 минуты. Примерно столько же (350 минут) длились вспышки (всего18 солнечных вспышек) за единственный день –18 марта 2015 года. То есть в первом случае на графике зависимости максимальных значений ПЭС за сутки от количества вспышек в эти сутки мы увидели бы три максимума, а во втором случае при такой же общей длительностью вспышек в сутки – всего один максимум, так как это всего одни сутки. По этой причине на рисунке 8 с увеличением количества вспышек в сутки (более 14) период меняется с 4 дополнительных вспышек в сутки на семь.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ: № 17-07-01590; 17-07-00799; грантов министерства образования и науки РФ: № 8.2817.2017/ПЧ,
№ 3.4074.2017/ПЧ.

## Литература

1. Афраймович Э.Л. GPS-мониторинг верхней атмосферы Земли / Э.Л. Афраймович, Н.П. Перевалова. – Иркутск: Изд,во ГУ НЦ РВХ ВСНЦ СО РАМН. – 2006. – 480 с.

2. Иванов, В.А. Влияние геомагнитных возмущений на полное электронное содержание ионосферы/ В.А. Иванов, А.Ю. Желонкин, Н.В. Рябова, А.В Зуев // Вестник Марийского государственного технического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2011. – № 1. – С.24-30.

3. Ясюкевич, Ю. В.Суточная динамика вертикального полного электронного содержания над городами Иркутск и Йошкар-Ола по данным GPS/ГЛОНАСС и модели IRI-2012/ А. А.Мыльникова, В. В.Демьянов, В. А.Иванов, Н. В.Рябова, А. В.Зуев, М. И.Рябова, А. А. Кислицын // Вестник ПГТУ. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы.- 2013.- №3.- С.18-29.

4. Ясюкевич, Ю. В. Срыв сопровождения фазы навигационного сигнала и измерения псевдозадержки в аппаратуре NovAtel в спокойных условиях/ Воейков С.В,. Демьянов В.В, Иванов В. А., Кислицын А. А., Максиков А.П., Рябова Н. В., Рябова М.И., Ясюкевич Ю. В.// Вестник ПГТУ Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы, 2014.- №4.- С.35-44.

5. Ivanov V.A. Pedersen mode ducting in a randomly stratified ionosphere/ Erukhimov L.M., Uryadov V.P., CherkashinYu.N., Eremenko V.A., Ivanov V.A., Ryabova N.V., ShumaevV.V.// Waves in Random Media. 1997. Т. 7. № 4. С. 531-544.

6. Рябова Н.В. Численные и полунатурные исследования функции рассеяния узкополосных декаметровых радиоканалов/Иванов В.А., Иванов Д.В., Рябова Н.В., Царев И.Е.//Электромагнитные волны и электронные системы. 2009. Т. 14. № 8. С. 46-54.

7. Рябова М.И. Зондирование ионосферных каналов высокочастотной связи с поверхности земли/Иванов В.А., Иванов Д.В., Рябова Н.В., Мальцев А.В., Рябова М.И., Царев И.Е.//Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2008. № 1. С. 3-20.

8. Рябова Н.В. Многомерный высокочастотный радиоканал и экспериментальные исследования его основных характеристик/ Иванов В.А., Иванов Д.В., Рябова Н.В., Чернов А.А.// Электромагнитные волны и электронные системы. 2013. Т. 18. № 8. С. 040-048.

9. Чернов А.А.SDR-ионозонд с непрерывным ЛЧМ-сигналом на платформе USRP/ Иванов Д.В., Иванов В.А., Рябова Н.В., Елсуков А.А., Рябова М.И., Чернов А.А.//Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2013. № 3 (19). С. 80-93.

10. Зуев А.В. Влияние геомагнитных возмущений на полное электронное содержание ионосферы/Иванов В.А., Желонкин А.Ю., Рябова Н.В., Зуев А.В.// Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2011. № 1. С. 24-30.

11. RyabovaN.V.System of frequency providing of HF communication channels based on the new digital sounder on usrp platform/ Ivanov D.V., Ivanov V.A., Ryabova N.V., Elsukov A.A., Ryabova M.I., Chernov A.A.// T-Comm: Телекоммуникацииитранспорт. 2015. Т. 9. № 3. С. 86-88.

12. http://www.tesis.lebedev.ru/magnetic_storms.html - Официальный сайт Физического института Российской академии наук

**Сведения об авторах**

Иванов Дмитрий Владимирович

**Год рождения:** 1977
**Вуз:** Марийский государственный университет
**Год окончания**: 1999
**Направления научных исследований:** моделирование технических систем, широкополосные сигналы, распространение радиоволн.
**Год защиты диссертации:** 2007
**Место работы:** Поволжский государственный технологический университет
**E-mail:** IvanovDV@volgatech.net

Иванов Владимир Алексеевич

**Год рождения:** 1945
**Вуз:** Горьковского государственный университет
**Год окончания**: 1968
**Направления научных исследований:**

| | |
|---|---|
| | ионосфера, распространение радиоволн, моделирование, широкополосные сигналы<br>**Год защиты диссертации:** 1988<br>**Место работы:** Поволжский государственный технологический университет<br>**E-mail:** IvanovVA@volgatech.net |
| Рябова Наталья Владимировна | **Год рождения:** 1967<br>**Вуз:** Поволжский государственный технологический университет<br>**Год окончания**: 1989<br>**Направления научных исследований:** информационно-телекоммуникационные системы, ионосфера, распространение радиоволн, прогнозирование, моделирование, адаптивные системы **Год защиты диссертации:** 2005<br>**Место работы:** Поволжский государственный технологический университет<br>**E-mail:** RyabovaNV@volgatech.net |
| Зуев Алексей Валерьевич | **Год рождения:** 1980<br>**Вуз:** Поволжский государственный технологический университет<br>**Год окончания**: 2002<br>**Направления научных исследований:** радионавигационные и телекоммуникационные системы, исследования ионосферы.<br>**Год защиты диссертации:** 2006<br>**Место работы:** Поволжский государственный технологический университет<br>**E-mail:** ZuevAV@volgatech.net |
| Рябова Мария Игоревна | **Год рождения:** 1988<br>**Вуз:** Поволжский государственный технологический университет<br>**Год окончания**: 2010<br>**Направления научных исследований:** моделирование технических систем, распространение радиоволн<br>**Год защиты диссертации:** 2012<br>**Место работы:** Московский государственный технический университет имени Н. Э. Баумана<br>**E-mail:** RyabovaMI@volgatech.net |

УДК 621.396

# ПЕРВИЧНАЯ ОБРАБОТКА ИОНОГРАММ, ПОЛУЧЕННЫХ ЦИФРОВЫМ ИОНОЗОНДОМ, СОЗДАННЫМ ПО SDR ТЕХНОЛОГИИ НА ПЛАТФОРМЕ USRP

***В.А. Иванов, Д.В. Иванов, Н.В. Рябова, М.И. Рябова, В.В. Овчинников, А.А. Елсуков***

Решалась задача выделения отраженного сигнала на изображении «зашумленной» ионограммы наклонного зондирования многомерного ионосферного канала КВ связи. Рассмотрена эффективность применения различных методов обнаружения и выделения полезного сигнала на различных изображениях. Установлены методы, последовательное применение которых определяет оптимальный алгоритм решения задачи. Алгоритм верифицирован в эксперименте по наклонному зондированию непрерывным ЛЧМ сигналом радиолинии о. Кипр – г. Йошкар-Ола.

**Ключевые слова:** ионосфера, зондирование, радиоканал, ионограмма, ЛЧМ, первичная обработка, SDR

# PRE-PROCESSING OF BOTTOMSIDE IONOGRAMS OBTAINED FROM SDR BASED DIGITAL IONOSONDE WITH USRP PLATFORM

V.A. Ivanov, D.V. Ivanov, N.V. Ryabova, M.I. Ryabova, V.V. Ovchinnikov, A.A. Elsukov

We study the problem of reflected signal extraction from an oblique sounding ionogram contaminated with noise. The paper shows the efficiency of various methods for detecting and extracting a useful signal from an ionogram image. We found the methods, the serial application of which determines the optimal algorithm for solving this problem. The algorithm was verified in an experiment on oblique sounding by a continuous LFM signal from the radio link Cyprus - Yoshkar-Ola.

**Keywords:** ionosphere, sounding, radiochannel, ionogram, LFM, pre-processing, SDR

**Введение.** Для зондирования ионосферы и получения параметров многомерного ВЧ радиоканала используются панорамные и канальные ионозонды, которые непрерывно модернизируются для улучшения своих характеристик. Так на смену аналоговым зондам, с начала 80-х годов, пришли цифровые, отличающиеся более высоким качеством получаемых ионограмм, высокой помехоустойчивостью при измерениях, позволяющей существенно снизить мощность зондирующего сигнала и габариты аппаратуры. К последним моделям таких зондов можно отнести цифровой ионозонд цифровой ионозонд Digisonde-4D (LDI, США), AIS-INGV (Advanced Ionospheric Sounder) Национального Института геофизики и вулканологии (INGV, Италия), , канальный зонд DAMSON (Великобритания), цифровой ионозонд Canadian Advanced Digital Ionosonde (CADI, Канада), моностатический ионозонд Wuhan Ionospheric Oblique Backscattering Sounding System (WIOBSS, Китай). Во всех этих ионозондах обработка зондирующего сигнала реализована программно. В них также используется разработанное программное обеспечение для автоматического получения из ионограмм основных характеристик ионосферы. Так, например, программное обеспечение Autoscala для цифрового ионозонда AIS-INGV, позволяет автоматически определять такие характеристики как: критическая частота слоя Es, F1, F2; высота слоя;

максимальная применимая частота; вертикальный профиль электронной концентрации; максимум электронной плотности в слое и др. В цифровых ионозондах Digisonde-4D и CADI для этих целей используется программное обеспечение ARTIST.

Дальнейшее развитие техники зондирования связано с расширением применения технологии программно-конфигурируемого радио (SDR), которая на сегодняшний день позволяет реализовать полностью цифровой синтез и обработку сигнала в КВ диапазоне по принципу «АЦП к антенне». Возможности цифровой обработки способствуют повышению точности математических преобразований сигнала и приводят к существенному уменьшению шумов. Новые возможности для разработок связаны с созданием универсальных аппаратных платформ, реализующих SDR технологию. Одной из них является платформа USRP.

**Цель работы:** разработка и исследование методов первичной обработки ионограмм наземного зондирования, полученных созданным в ПГТУ цифровым ионозондом на платформе USRP.

**Цифровой ионозонд ПГТУ на платформе USRP.** SDR систему можно рассматривать как РТС, в которой ряд (или все) функции физического уровня определяются программой. В последние годы SDR технология активно использовалась при проектировании цифровых радиосистем связи для усовершенствования таких функций, как обнаружение, демодуляция, уравнивание, фильтрование канала или частотный синтез. Она начала использоваться также в системах радиозондирования. В ПГТУ были созданы вертикальный и наклонный ионозонды со сложными FMCW и FMICW сигналами [1,2], а также с ФКМ сигналом [3], реализованные на платформе USRP. Эта платформа позволяет реализовать радиоприемные и радиопередающие устройства по технологии SDR в диапазоне частот до 6 ГГц. Такой широкий частотный диапазон обеспечивается сменными дочерними платами. В качестве дочерних плат нами используются LFTX и LFRX обеспечивающими передачу и прием сигналов в диапазоне до 30 МГц. В программной части измерительной системы использовано программное обеспечение GNU Radio.

На рисунке 1 приведена блок-схема приёмного терминала ионозонда ПГТУ.

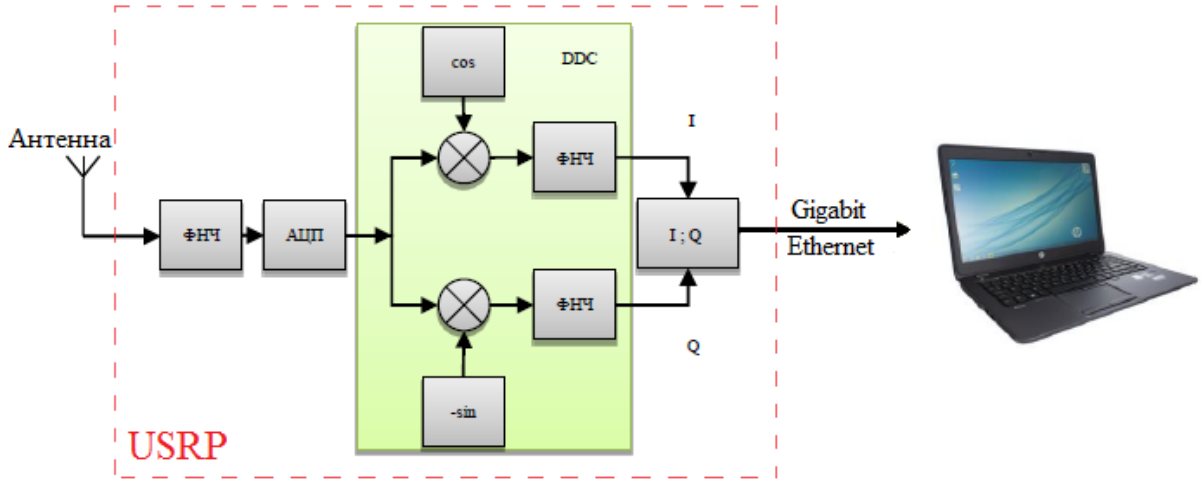



Рис. 1. Блок-схема приёмного терминала ионозонда с FMCW, FMICW и ФКМ сигналами

Основу приёмного тракта устройства составляет 14-битный АЦП работающий на скорости 100 MS/s, что позволяет принимать радиосигналы до 50 МГц без предварительного преобразования. Цифровой понижающий конвертер (DDC) производит выборку спектра необходимой полосы и передачу его в персональный компьютер для обработки в комплексном виде. Обработка зондирующего сигнала предполагает его поэлементное сжатие в частотной области. Обычно полоса частот элемента составляет $B_a$ = 30-40 кГц (длительность – 0,3-0,4 с). В работе [4] было показано, что амплитудный спектр сигнала разностной частоты подобен профилю задержки мощности (ПЗМ) ионосферного радиоканала с полосой $B_a$. Таким образом, ионограмма представляет собой упорядоченное множество мгновенных ПЗМ таких каналов. Сжатие сигнала осуществляется в демодуляторе путем перемножения принятого сигнала с аналитическим.

Для сигналов FMCW и FMICW скорость перестройки частоты $\dot{f}$ и период анализа $T_a$ определяют полосу сигнала, которая в свою очередь влияет на базу сигнала $D_a = B_a \cdot T_a = \dot{f} \cdot T_a^2$ (а, следовательно, и на энергию сжатого сигнала). Полоса элемента $B_a = T_a \cdot \dot{f}$ определяет разрешающую способность по частоте ионосферного канала $\delta f_a = B_a$. Обратная величина определяет инструментальную разрешающую способность по времени группового запаздывания $\delta\tau \approx \frac{1}{B_a}$ [5], которая в свою очередь определяет инструментальную разрешающую способность по высоте. Предельная полоса элемента сигнала определяет точность определения критической частоты и из-за частотной дисперсии ионосферной плазмы не должна превышать 20-40 кГц.

Период анализа цифрового сигнала определяется количеством отсчетов БПФ $N_F = 2^n, n = 1,2...n$, и частотой дискретизации $f_d$ сжатого сигнала $T_a = \frac{N_F}{f_d}$. Обратная величина определяет частотное разрешение [6] БПФ $\delta F = \frac{f_d}{N_F} = \frac{1}{T_a}$.

На рисунке 2 приведена блок-схема получения ионограммы при зондировании ионосферы FMCW и FMICW сигналами.

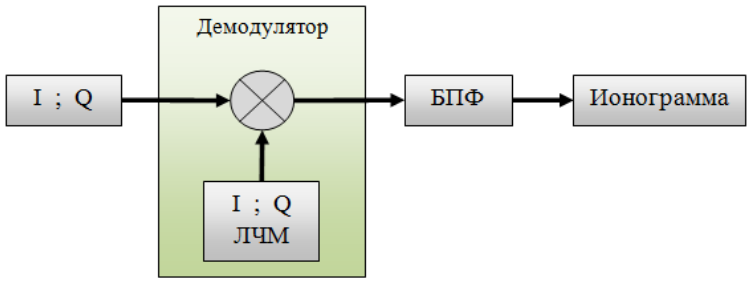



Рис. 2. Блок-схема получения ионограммы при зондировании ионосферы FMCW и FMICW сигналами

На рисунке 3 приведен пример ЛЧМ ионограммы наклонного зондирования (НЗ) ионосферы FMCW и FMICW сигналами, полученной на трассе о. Кипр – г. Йошкар-Ола.

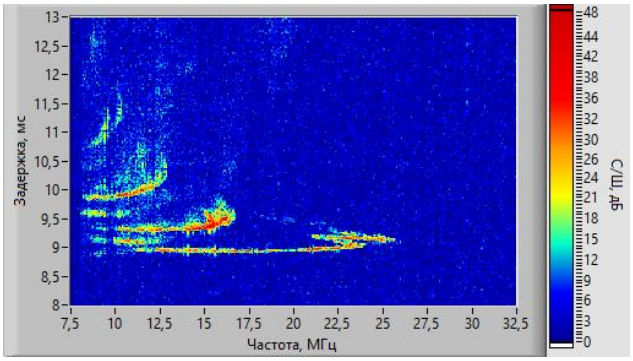



Рис. 3. Пример ионограммы наклонного зондирования полученной с использованием FMCW и FMICW сигналов для трассы о. Кипр – г. Йошкар-Ола

**Первичная обработка (очистка) ионограмм.** Основным источником информации о состоянии ионосферы и многомерного КВ радиоканала является ионограмма. Напомним, что цифровая ионограмма представляет собой растровое изображение частотной зависимости группового запаздывания принимаемых мод сигнала. По оси абсцисс откладывается частота, по оси ординат – время группового запаздывания [7]. Аппликата точки задается цветом, который соответствует мощности сигнала. В растре могут быть значения соответствующие либо сигналу, либо аддитивному шуму.

Полученная ионограмма записывается в файл в виде матрицы. Она позволяет определять и исследовать различные характеристики ионосферных мод распространения сигнала от передатчика к приемнику. При сжатии сигнала с расширенным спектром аддитивная сосредоточенная помеха расширяет свой спектр. Поэтому при рассмотрении изображения ионограммы можно выделить следующие объекты: полезный сигнал (протяженные по горизонтали кривые), фоновый шум (основной фон), сосредоточенные помехи (вертикальные линии), одиночные выбросы (локальные всплески яркости размером в 1-2 пиксела). Шумы сильно затрудняют задачу эффективного обнаружения сигнала и выделения его на ионограмме [7]. В современных ионозондах применяются различные методы обнаружения и выделения полезного сигнала на фоне принимаемых с ним шумов и помех: с фиксированным порогом, с динамическим порогом, медианное эквалайзирование, распознавание изображений, методы когерентного и некогерентного накопления и др. В результате такой обработки изображения ионограмма утрачивает шумовую составляющую (очищается). Метод очистки ионограмм с фиксированным, для всей матрицы, пороговым значением прост в реализации, но даёт неудовлетворительные результаты, когда существенным оказывается остаточное действие от сосредоточенных помех.

На рисунке 4 приведён пример использования фиксированного для всей матрица порога.

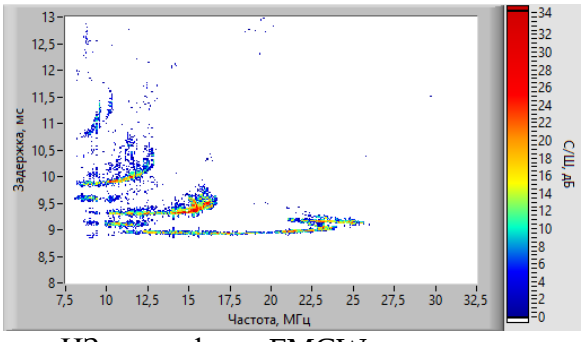



Рис. 4. Ионограмма НЗ ионосферы FMCW сигналом, очищенная методом фиксированного порога

Нами использовался оригинальный метод автоматического определения порога выделения полезного сигнала для каждого вектор-столбца матрицы-ионограммы в отдельности [7]. Этот метод рассматривает плотности вероятностей распределения $P(u)$ амплитуд в столбцах. Максимум функции распределения и будет определять значение порога.

На рисунке 5 представлен пример ионограммы очищенной методом динамического порога.

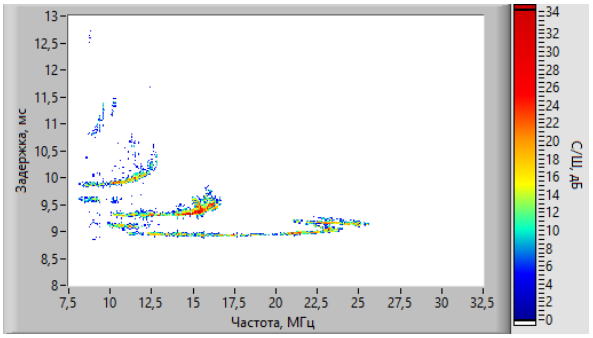



Рис. 5. Ионограмма НЗ ионосферы FMCW сигналом, очищенная методом динамического порога

Очистка ионограммы методом динамического порога позволяет избавиться от фонового шума и мощных сосредоточенных помех. Однако он имеет и свои недостатки. Во-первых, он не удаляет одиночные «выбросы» в столбцах (шумовые точки на ионограмме). Во-вторых, имеют место остаточные компоненты сосредоточенных помех, с которыми данный алгоритм не справился. В-третьих, принцип действия алгоритма предполагает наличие в столбце элементов, содержащих полезный сигнал, что влечет за собой плохую работу для столбцов, содержащих только шум. Одиночные выбросы мощности на ионограмме имеют размер порядка 1×2 пиксела и часто не удаляются пороговыми методами, так как имеют амплитуду, превышающую средний уровень помехи [7]. Поэтому данный метод должен применяться совместно с другими.

В качестве второго этапа очистки ионограммы, нами были использованы следующие методы:

- фильтрация медианным фильтром с размерами окна 3×3;
- фильтрация оконным фильтром с апертурой 3×7.

Фильтрация медианным фильтром (рис. 6) хорошо удаляет одиночные выбросы на ионограмме, однако его применение влечёт за собой ряд нежелательных эффектов. Во-первых, это размывание границ треков, что фактически понижает разрешающую способность ионозонда по задержке. Во-вторых, возможна потеря треков с малыми амплитудами.

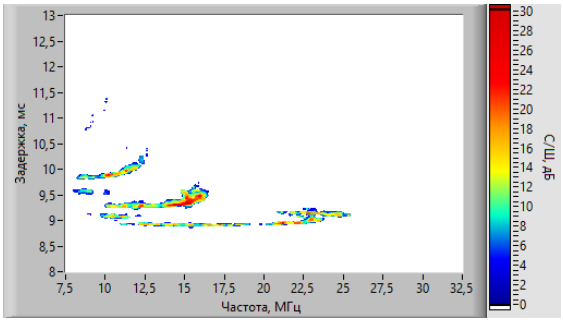



Рис. 6. Ионограмма НЗ ионосферы FMCW сигналом, очищенная последовательно методом динамического порога и медианным фильтром

Рисунок 7 иллюстрирует ионограмму, очищенную оконным фильтром [6].

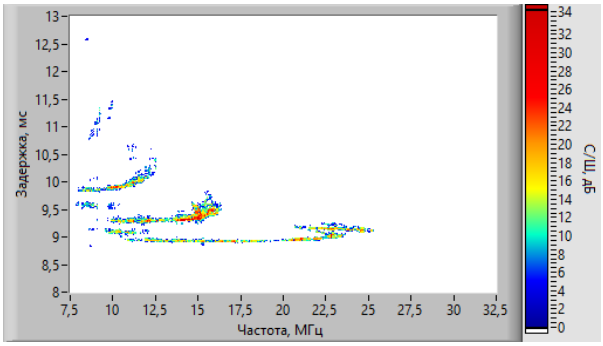



Рис. 7. Ионограмма НЗ ионосферы FMCW сигналом, очищенная последовательно методом динамического порога и оконным фильтром

В основе метода лежит анализ количества ненулевых точек в пределах апертуры фильтра (M из N). Решение о принадлежности центральной точки окна к сигналу или шуму принимается согласно условию:

$$M_{i,j} = \begin{cases} 1, & \sum_{m=-v}^{v} \sum_{n=-h}^{h} b(u_{i+m,j+n}) \geq M_{Порог} \\ 0, & \sum_{m=-v}^{v} \sum_{n=-h}^{h} b(u_{i+m,j+n}) < M_{Порог} \end{cases}, \quad (1)$$

где $b(u_{i+m,j+n}) = \begin{cases} 1, & u_{i+m,j+n} > 0 \\ 0, & u_{i+m,j+n} = 0 \end{cases}$, $u_{i+m,j+n}$ - ионограмма, на входе фильтра.

Если количество ненулевых точек в окне больше заданного порогового значения, то принимается решение о том, что в окно попал случайный выброс и центральная точка окна удаляется с ионограммы (удаление одиночных выбросов). В противном случае, центральная точка окна оставляется. При этом, как и в описанных выше методах, используется окно, вытянутое по горизонтали.

Так же при обработке были применены последовательно метод оконной медианной фильтрации и пороговый метод (рисунок 8).

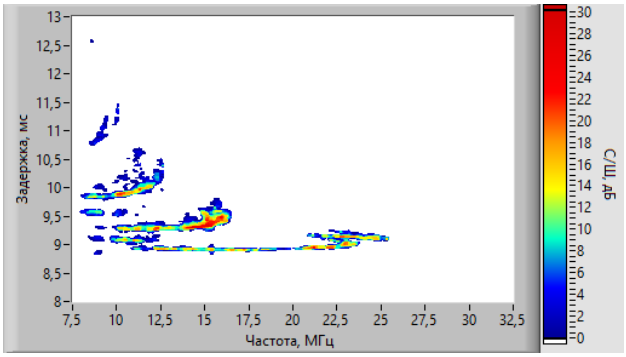



Рис. 8. Ионограмма НЗ ионосферы FMCW сигналом, очищенная последовательно медианным фильтром и пороговым методом

**Выводы.** Таким образом, в ходе экспериментальных исследований было установлено, что удаление шумов с ионограммы следует проводить, используя несколько последовательных методов очистки. Наиболее предпочтительным оказывается метод с динамическим для всей матрицы порогом. В качестве заключительного этапа можно использовать очистку оконным медианным фильтром или модифицированный оконный фильтр для удаления одиночных выбросов.

**Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ: № 16-37-60068; 16-07-00210; 17-07-01590; 17-07-00799; грантов министерства образования и науки РФ: № 8.2817.2017/ПЧ, № 3.4074.2017/ПЧ.**

## Литература

1. Иванов Д.В., Иванов В.А., Рябова Н.В., Елсуков А.А., Рябова М.И., Чернов А.А. SDR-ионозонд с непрерывным ЛЧМ-сигналом на платформе USRP // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2013. №3. С. 80-94.

2. Иванов, Д.В. Однопозиционный с одной антенной вертикальный ионозонд с непрерывным ЛЧМ сигналом на основе SDR технологии / Д.В. Иванов, В.А. Иванов, А.А. Елсуков // Радиолокация, навигация, связь: XXI Международная научно-техническая конференция, Воронеж 14-16 апреля 2015 г. – Воронеж, 2015. – С. 1169-1176.

3. Иванов Д.В., Иванов В.А., Елсуков А.А., Овчинников В.В. ФКМ ионозонд, созданный по технологии SDR с применением универсальной аппаратной платформы. //Международная н.-т. Конференция «Радиолокация, навигация и связь» (RLNC-2017), Воронеж, Россия,2017, Труды конф.

4. Влияние дисперсности ионосферы на разрешающую способность ЛЧМ ионозондов / В.А. Иванов, Д.В. Иванов, А.Р. Лащевский, М.И. Рябова //Вестник Марийского государственного технического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2008. – № 3. – С. 3-15.

5. Иванов, Д. В. Оптимальные полосы частот сложных сигналов для декаметровых радиолиний /Д.В. Иванов // Радиотехника и электроника. -2006. -Т. 51, № 4. -С. 389-396.

6. Лайонс, Р. Цифровая обработка сигналов / Р. Лайонс. – М.: Бином-Пресс, 2006. – 655 с.

7. Комплексный адаптивный алгоритм обработки ионограмм вертикально-наклонного зондирования ионосферы / В. А. Иванов, Д. В. Иванов, Н. В. Рябова и др. // Гелиогеофизические исследования. – Вып. 4. – 2013. - С. 11-23.

## Сведения об авторах

**Иванов Дмитрий Владимирович**

Год рождения: 1977 Вуз: Марийский государственный университет Год окончания: 1999 Направления научных исследований: моделирование технических систем, широкополосные сигналы, распространение радиоволн. Год защиты диссертации: 2007

Место работы: Поволжский государственный технологический университет

E-mail: IvanovDV@volgatech.net

**Иванов Владимир Алексеевич**

Год рождения: 1945 Вуз: Горьковского государственный университет Год окончания: 1968 Направления научных исследований: ионосфера, распространение радиоволн, моделирование, широкополосные сигналы Год защиты диссертации: 1988

Место работы: Поволжский государственный технологический университет

E-mail: IvanovVA@volgatech.net

**Рябова Наталья Владимировна**

Год рождения: 1967 Вуз: Поволжский государственный технологический университет Год окончания: 1989 Направления научных исследований: информационно-телекоммуникационные системы, ионосфера, распространение радиоволн, прогнозирование, моделирование, адаптивные системы Год защиты диссертации: 2005 Место работы: Поволжский государственный технологический университет

E-mail: RyabovaNV@volgatech.net

**Рябова Мария Игоревна**

Год рождения: 1988 Вуз: Поволжский государственный технологический университет Год окончания: 2010 Направления научных исследований: моделирование технических систем, распространение радиоволн Год защиты диссертации: 2012 Место работы: Московский государственный технический университет имени Н. Э. Баумана

E-mail: RyabovaMI@volgatech.net

**Овчинников Владимир Викторович**

Год рождения: 1993 Вуз: Поволжский государственный технологический университет Год окончания: 2016 Направления научных исследований: цифровая обработка сигналов, дистанционное зондирование ионосферы Место работы: Поволжский государственный технологический университет

E-mail: v.o.1910@mail.ru

**Елсуков Алексей Александрович**

Год рождения: 1981 Вуз: Поволжский государственный технологический университет Год окончания: 2004 Направления научных исследований: дистанционное зондирование ионосферы Год защиты диссертации: 2015 Место работы: Поволжский государственный технологический университет

E-mail: ElsukovAA@volgatech.net

УДК 621.396

# ФКМ ИОНОЗОНД, СОЗДАННЫЙ ПО ТЕХНОЛОГИИ SDR С ПРИМЕНЕНИЕМ УНИВЕРСАЛЬНОЙ АППАРАТНОЙ ПЛАТФОРМЫ

Д.В. Иванов, В.А. Иванов, А.А. Елсуков, В.В. Овчинников

Решена задача создания на основе SDR технологии на платформе USRP однопозиционного вертикального ионозонда с фазо-кодоманипулированным (ФКМ). Исследованы факторы, ограничивающие энергию зондирующего сигнала. Представлены алгоритмы синтеза и обработки сигнала, в том числе фильтрации аддитивных сосредоточенных помех. В натурных экспериментах проведено сравнение ионограмм, полученных при вертикальном зондировании над Йошкар-Олой ионосферы ФКМ и FMICW сигналами.

# PCM IONOZOND CREATED BY SDR TECHNOLOGY USING THE UNIVERSAL HARDWARE PLATFORM

D.V. Ivanov, V.A. Ivanov, A.A. Elsukov, V.V. Ovchinnikov.

The problem of creating based on SDR technology platform USRP single point Ionosonde with vertical Pulse-code modulation (PCM). The factors limiting the energy of the sounding signal are investigated. Algorithms for signal synthesis and processing are presented, including filtering of additive concentrated interference. In full-scale experiments, ionograms obtained with vertical sounding over the Ioshkar-Ola ionosphere of PCM and FMICW signals were compared.

**Ключевые слова:** Вертикальный ионозонд, ФКМ, ЛЧМ, FMICW, SDR, USRP.

**Введение.**

Вертикальный ионозонд является одним из основных инструментов, используемых для определения состояния ионосферы как среды распространения радиосигналов для различных РТС. С их помощью, используя различные алгоритмы анализа отраженного сигнала, можно получить информацию о полосе прозрачности радиоканала, отношении сигнал/шум, рассеянии по задержке и - по доплеровскому смещению частоты [1]. В этой связи важной задачей является усовершенствование конструкции ионозонда, направленное на повышение таких характеристик как размеры и масса устройства, унификация конструкции в целях совмещения различных систем (например, системы связи и частотного обеспечения). Значительных успехов в этом направлении удалось добиться за счет использования в ионозондах перспективной технологии программно-определяемого (конфигурируемого) радио (SDR - Software-Defined Radio), которая позволяет реализовывать программными средствами устройства, выполняющие различные функции (системы связи, зондирования, локации и т.п.). Таким образом, эта технология открывает возможности для создания на одной аппаратной платформе радиосистем различного назначения (связи, локации, зондирования). Развитию данного направления способствуют успехи в создании элементной базы: быстродействующих микросхем с аналого-цифровыми преобразователями, сигнальных процессоров, программируемых логических матриц и универсальных процессоров применяющихся для выполнения операций с сигналом. В итоге появлялись универсальные платформы, которые обеспечивают преобразование

цифровой сигнала в аналоговоговый и обратно, а также преобразование частот и фильтрацию, для работы в заданном радиоканале (несущей частоте). Синтез, модуляция и демодуляция и другие операции над сигналом производятся на персональном компьютере. Для этих целей можно использовать специализированные программные продукты (GNU Radio, Lab View, Mathlab) имеющие в своем составе набор стандартных программных модулей. Следует указать на одну из известных универсальных платформ USRP N210 компании Ettus. На данной платформе в настоящий момент в Поволжском государственном технологическом университете созданы наклонный [2] и вертикальный [3] ионозонды с применением сигнала с линейно-частотной модуляцией (FMCW и FMICW). Следующим направлением исследований было создание на данной платформе вертикального ФКМ ионозонда, обладающего своими особенностями.

**Цель работы:** исследование возможности создания на платформе USRP вертикального ионозонда с о сложным ФКМ сигналом и сравнение данных зондирования с результатами, полученными с помощью ионозонда со сложным FMICW сигналом.

**ФКМ ионозонд ПГТУ на основе SDR технологии.**

ФКМ ионозонд реализован на универсальной приемопередающей платформе USRP N210 фирмы Ettus. Основу платформы составляют 14 бит АЦП работающий на частоте 100 МГц и 16 бит ЦАП работающий на частоте 400 МГц. Диапазон доступных частот определяется установленной дочерней платой, на которой может быть реализовано аналоговое преобразование частоты, и может достигать 6 ГГц. В нашем случае для работы в декаметровом диапазоне использовались дочерние платы LFTX и LFRX, на которых реализован только ФНЧ. Цифровой преобразователь вверх (DUC), цифровой преобразователь вниз (DDC), а также система управления и интерфейс связи с персональным компьютером реализованы на FPGA. Интерфейс связи с ПК основан на технологии Gigabit Ethernet и позволяет передавать отсчеты комплексной огибающей в 16 битном коде на скорости до 25 MS/s или в 8 битном коде на скорости до 50 MS/s. Ограничивая таким образом доступную полосу канала 25 и 50 МГц соответственно. Структурная схема ФКМ ионозонда представлена на рисунке 1,

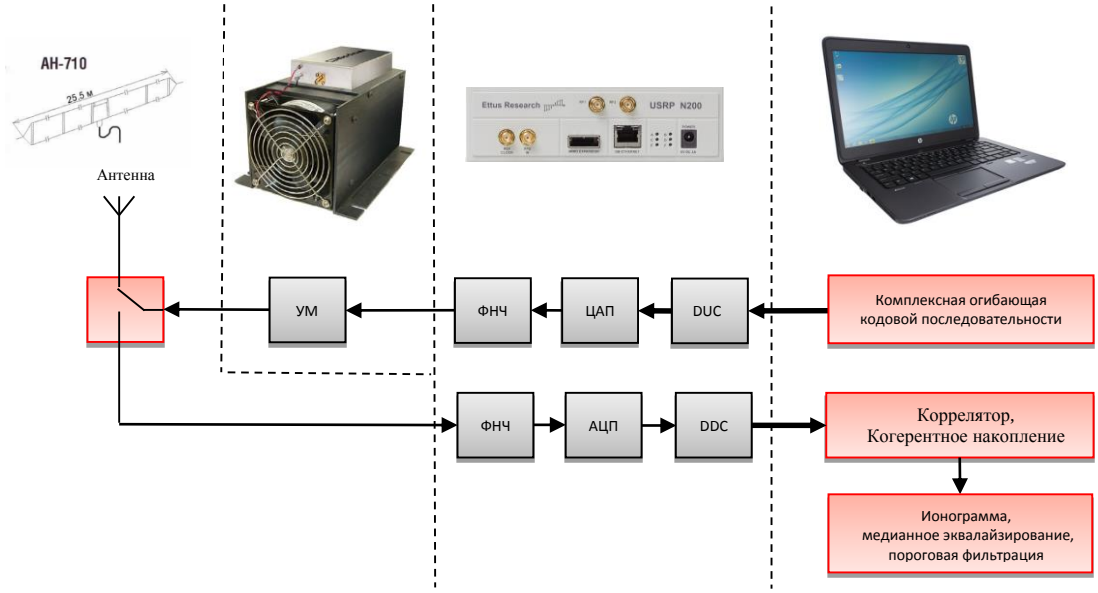



Рис. 1. Структурная схема ФКМ ионозонда на платформе USRP

Генерация комплексной огибающей соответствующей кодовой последовательности происходит на ПК. Далее сигнал передается в USRP, где в блоке

DUC перемножаются с опорным высокочастотным сигналом. В результате получаем зондирующий сигнал на заданной частоте. Преобразованный в аналоговую форму (ЦАП) сигнал усиливается (УМ) и через переключатель поступает в антенну. Для усиления используется усилитель мощности LZY-22+. Принятый антенной сигнал пройдя через переключатель преобразуется в цифровую форму (АЦП). Далее перемножается с опорным высокочастотным сигналом в блоке DDC. Таким образом выделяется комплексная огибающая. Переход от комплексных сигналов к вещественным и наоборот происходит перед цифроаналоговым преобразованием и после аналого-цифрового преобразование соответственно. Далее принятый сигнал поступает на ПК, где происходит корреляционная обработка, когерентное накопление, построение ионограммы, медианное эквалайзирование и пороговая фильтрация. Также с ПК посылаются команды конфигурации USRP.

**Зондирующий сигнал и его параметры.**

Помехозащищенность зонда определяется энергией сигнала, т.к. вероятность выделения импульсного сигнала на фоне шумов определяется отношением сигнал/шум, которое на выходе оптимального приемника достигает максимума и может быть оценено с использованием формулы:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вых}} = \frac{2E}{n_0} = 2D \cdot \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вх}}, \qquad (1)$$

где $D = F \cdot T \cdot K$ - база сигнала, $B$ - полоса частот спектра сигнала, $T$ - период анализа сигнала, $K$ - коэффициент заполнения.

При вертикальном зондировании полоса когерентности канала не превышает 30 кГц [4]. Поэтому $B <$ 30 кГц. Требование работы на одну антенну приводит к ограничению периода анализа, т.к. излучение исключает возможность одновременного приема и передачи сигнала. Широкий диапазон высот отражения (~90-1000 км) ограничивает коэффициент заполнения импульсного ФКМ сигнала $K$ ~0.1, т.е. 10% времени тратится на передачу, остальное на приём.

Помимо корреляционной обработки для ФКМ сигнала можно использовать когерентное накопление нескольких десятков последовательных импульсов, увеличивая период анализа сигнала в несколько раз. При этом используется спектральное (Фурье) накопление. В основе метода лежит побочное свойство преобразования Фурье, которое позволяет обеспечивать когерентное сложение сигналов при постоянной скорости изменения фазы в течении нескольких секунд. Суть метода заключается в последовательном излучении нескольких ФКМ импульсов на одной несущей частоте и объединении полученных последовательно профилей задержки мощности (ПЗМ) для каждого импульса в матрицу (рис. 2).

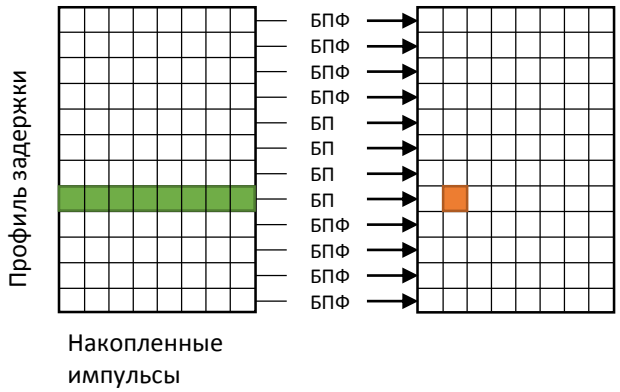



Рис. 2. Когерентное накопление импульсов

На рисунке последовательные ПЗМ соответствуют вертикальным столбцам. Преобразование Фурье выполняется по строкам. В результате имеем доплеровский спектр, мощность которого в $N$ раз превышает мощность выборочного элемента. Этот спектр при определенной длине строки позволяет также оценивать скорость смещения уровня отражения в ионосфере по лучу. В результате накопления получаем ПЗМ с увеличенными в $N$ раз значениями отсчетов сигнала, и в $\sqrt{N}$ раз отсчетов шума.

На рисунке 3 представлены полученные в эксперименте профили задержки: выборочный и накопленный по 64-м последовательно полученным ПЗМ. Максимальное значение ПЗМ соответствует высоте 300 км, на которой произошло отражение сигнала.

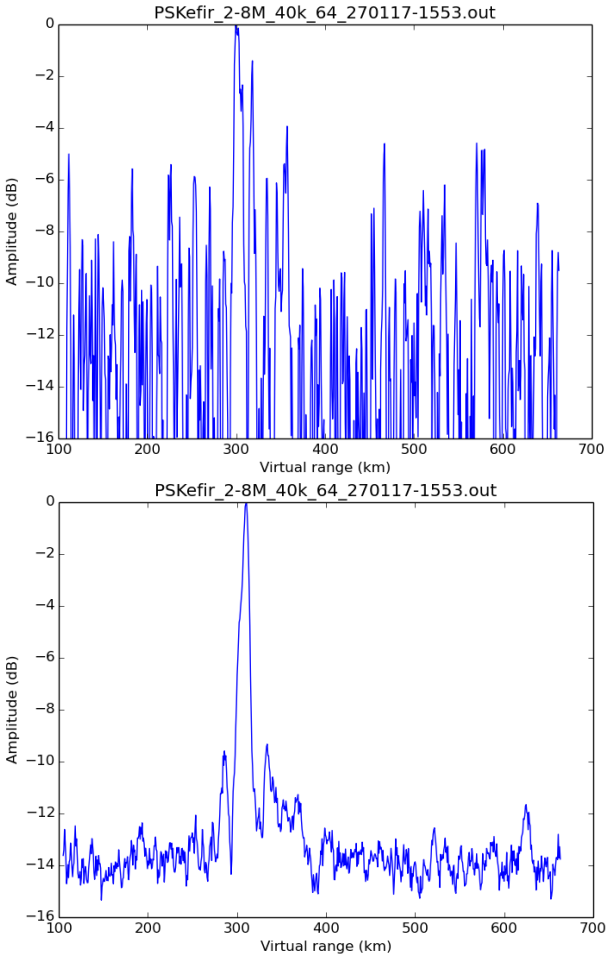



Рис. 3. Профили задержки ФКМ сигнала: до когерентного накопления (слева); после когерентного накопления (справа).

Видно, что когерентное накопление приводит к существенному увеличению отношения сигнал/шум.

Накопленные ПЗМ используются для построения ионограммы, представляющих собой матрицу, столбцы которой соответствуют рабочим частотами зондирующего сигнала, а строки действующим высотам его отражения.

Далее исследовались вопросы сравнения энергетики двух зондирующих сигналов. Алгоритм получения ионограммы при вертикальном зондировании ионосферы FMICW сигналами был изложен в работе [3]. Для сравнения результатов зондирования двумя сигналами оценим энергетику FMICW сигнала.

Напомним, что в случае использования FMICW сигнала распределение времени передачи и приема определяется переключающей функцией. Коэффициент заполнения передаваемого сигнала составляет $K$=0.5, но из-за особенностей переключающей функции длительность полезного сигнала составляет только 0.25 от общего времени.

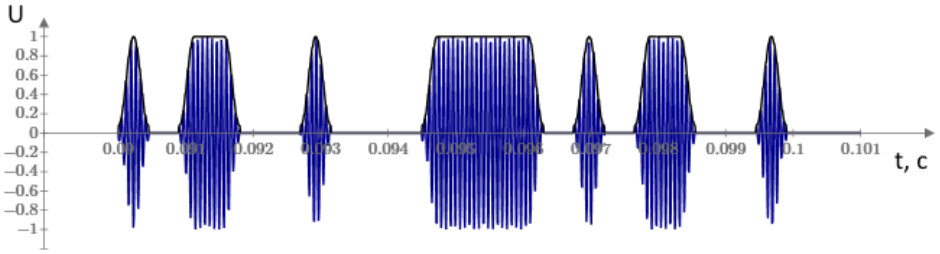



Рис. 4. Форма радиоимпульсов передаваемого ЛЧМ сигнала, модулированного М-последовательностью с использованием весовой обработки

Для учета влияния на $K$ весовой обработки (рис. 4) необходимо использовать функцию, показывающую среднюю амплитуду принимаемого сигнала в зависимости от задержки (САПС):

$$E(\tau_g) = \frac{1}{T_S}\int_0^{T_S} gT(t-\tau_g)\cdot gR(t)]dt \qquad (2)$$

где $gT(t)$ - функция передачи, показывает амплитуду передаваемого сигнала, $gR(t)$ - функция приема, показывает максимально возможную амплитуду принимаемого сигнала. $T_S$ - период переключающей последовательности, $\tau_g$ - время группового запаздывания отраженного сигнала. Графики функции САПС в зависимости от высоты отражения для ФКМ и FMICW сигнала приведены на рисунке 5. Функция приема $gR(t)$ весовой обработке не подвергалась (прямоугольные импульсы). Функция передачи $gT(t)$ сглаживалась функцией Хемминга.

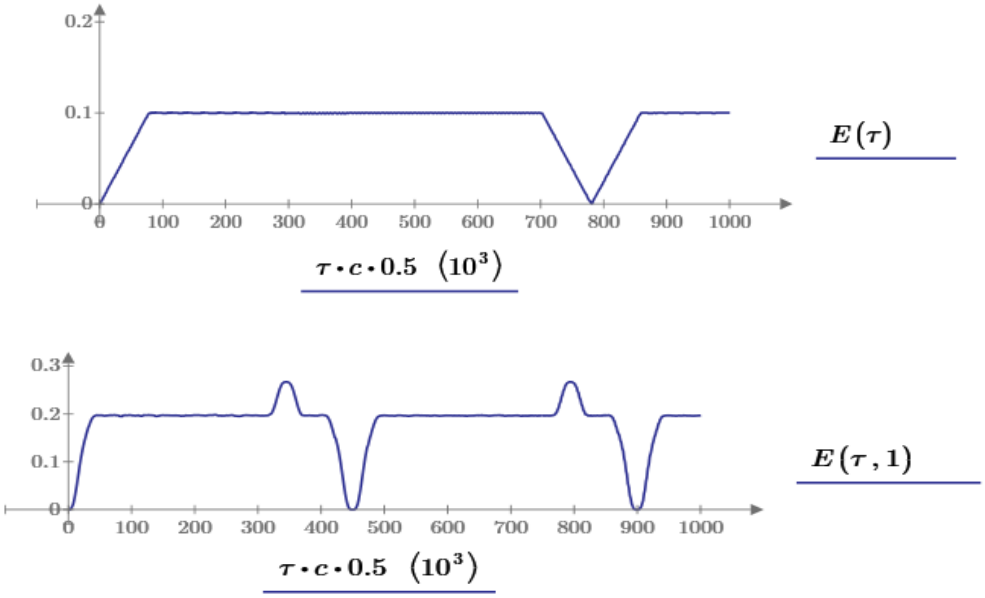



Рис. 5. Функция САПС для ФКМ сигнала (сверху) и FMICW сигнала (снизу) с весовой обработкой на передаче

Из графиков видно, что функция, определяемая коэффициентом заполнения, имеет среднее значение 0.1 для ФКМ сигнала и 0.2 для FMICW в интересующем нас диапазоне дальностей.

Таким образом, исходя из анализа физических параметров зондируемой среды и технических возможностей платформы имеем следующие параметры рассматриваемых зондирующих сигналов (таблица 1)

Таблица 1 – Параметры зондирующих сигналов

| Тип сигнала | FMICW | ФКМ |
|---|---|---|
| Тип последовательности | М-последовательность | Код Баркера |
| Количество элементов последовательности | 15 | 13 |
| Длительность элемента последовательности | 0,2 мс | 40 мкс |
| Применение последовательности | Модуляция амплитуды с целью распределения импульсов во времени | Модуляция фазы с целью расширения спектра |
| Импульсов накопления | - | 64 |
| Скорость перестройки частоты | 50 кГц/с | - |
| Полоса сигнала $F$ | 20 кГц | 25 кГц |
| Период анализа сигнала $T$ | 0,4 с | 0,328 с |
| Коэффициент заполнения $D$ | 0,2 | 0,098 |
| База сигнала $B$ | 1600 | 803 |
| Диапазон высот | 30-1000 км | 78-768 км |
| Разрешение по высоте | 7,5 км | 6 км |

Из представленных параметров видно, что FMICW сигнал обладает большей энергией чем ФКМ при одинаковых ограничивающих параметрах: полоса частот, диапазон зондируемых высот, период анализа сигнала. Для детальной оценки различий в энергетике требуются дополнительные исследования, которые будут проведены нами на следующем этапе. На данном этапе сравнение энергетики было проведено нами экспериментальным методом.

**Экспериментальные результаты**

Эксперименты были проведены нами в г. Йошкар-Ола 21.01.2017. Пиковая мощность излучаемых сигналов составляла 12 Вт для FMICW сигнала и 19 Вт для ФКМ.

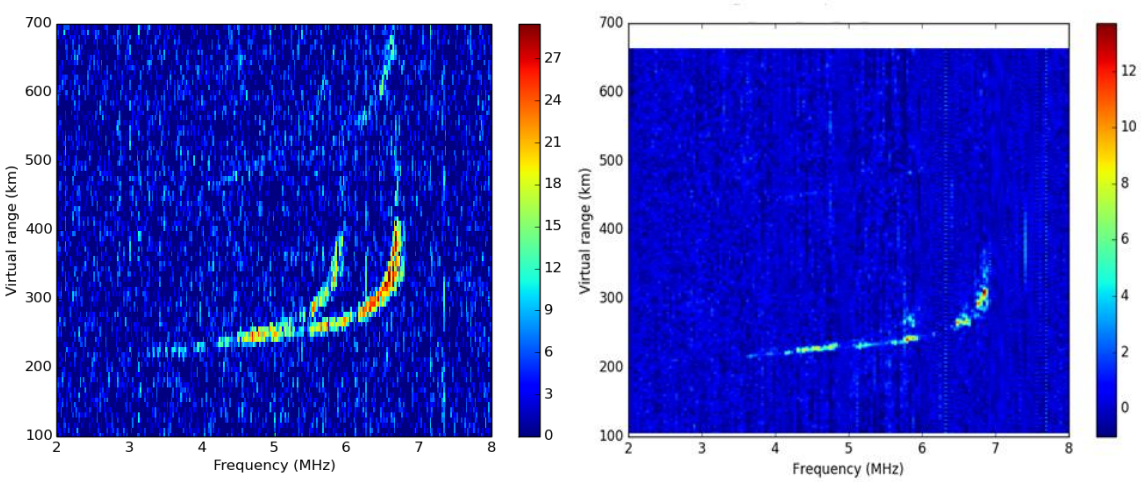



Рис. 6. Ионограммы при одновременном ВЗ ионосферы ФКМ и FMICW сигналами

Таким образом, экспериментальные данные показывают, что помехозащищенность ионозондов будет близка, если мощность передатчика ФКМ ионозонда увеличить на 10-15 дБ.

**Выводы**

Теоретически и экспериментально показана возможность создания на универсальной платформе USRP по SDR технологии ионозонда с фазо-кодо-манипулированным сигналом. Экспериментально установлено, что для получения у ФКМ ионозонда помехозащищенности близкой к FMICW ионозонду его импульсная мощность должна составлять порядка 300 Вт и более. Разработанные схемы и алгоритмы ФКМ ионозонда верифицированы в ходе экспериментов.

**Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ: № 16-37-60068; 16-07-00210; 17-07-01590; 17-07-00799; грантов министерства образования и науки РФ: № 8.2817.2017/ПЧ, № 3.4074.2017/ПЧ.**

**Литература**

1. Иванов, Д.В. SDR-ионозонд с непрерывным ЛЧМ сигналом на платформе USRP / Д.В. Иванов, В.А. Иванов, Н.В. Рябова, А.А. Елсуков, М.И. Рябова, А.А. Чернов // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2013. – № 3. – С. 80-93.

2. Иванов, Д.В. Система частотного обеспечения каналов ВЧ связи на базе нового цифрового ионозонда на платформе USRP/ Д.В. Иванов, В.А. Иванов, Н.В. Рябова, А.А. Елсуков, М.И. Рябова, А.А. Чернов //Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов – 2014 – Т 4, № 4. – С. 133-136.

3. Иванов, Д.В. Однопозиционный с одной антенной вертикальный ионозонд с непрерывным ЛЧМ сигналом на основе SDR технологии / Д.В. Иванов, В.А. Иванов, А.А. Елсуков // Радиолокация, навигация, связь: XXI Международная научно-техническая конференция, Воронеж 14-16 апреля 2015 г. – Воронеж, 2015. – С. 1169-1176.

4. Иванов, Д.В. Оптимальные полосы частот сложных сигналов для декаметровых радиолиний / Д.В. Иванов // Радиотехника и электроника. – 2006. – Т. 51, № 4. – С. 389-396.

5. Иванов, Д.В. Адаптивная фильтрация сосредоточенных помех при зондировании многомерного КВ-канала с помощью программно-аппаратного комплекса, созданного по технологии программно-конфигурируемого радио / Д.В. Иванов, В.А. Иванов, Н.В. Рябова, А.А. Елсуков, Е.В. Катков, М.И. Рябова, А.А. Чернов // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2016. – № 3. – С. 6-17

6. Reinisch, B. W. New Digisonde for research and monitoring applications / B. W. Reinisch, I. A. Galkin, G. M. Khmyrov, A. V. Kozlov, K. Bibl, et al.// RADIO SCIENCE VOL. 44, 2009.

## Сведения об авторах

**Иванов Дмитрий Владимирович**

Год рождения: 1977 Вуз: Марийский государственный университет Год окончания: 1999 Направления научных исследований: моделирование технических систем, широкополосные сигналы, распространение радиоволн. Год защиты диссертации: 2007

Место работы: Поволжский государственный технологический университет

E-mail: IvanovDV@volgatech.net

**Иванов Владимир Алексеевич**

Год рождения: 1945 Вуз: Горьковского государственный университет Год окончания: 1968 Направления научных исследований: ионосфера, распространение радиоволн, моделирование, широкополосные сигналы Год защиты диссертации: 1988

Место работы: Поволжский государственный технологический университет

E-mail: IvanovVA@volgatech.net

**Овчинников Владимир Викторович**

Год рождения: 1993 Вуз: Поволжский государственный технологический университет Год окончания: 2016 Направления научных исследований: цифровая обработка сигналов, дистанционное зондирование ионосферы Место работы: Поволжский государственный технологический университет

E-mail: v.o.1910@mail.ru

**Елсуков Алексей Александрович**

Год рождения: 1981 Вуз: Поволжский государственный технологический университет Год окончания: 2004 Направления научных исследований: дистанционное зондирование ионосферы Год защиты диссертации: 2015 Место работы: Поволжский государственный технологический университет

E-mail: ElsukovAA@volgatech.net

# ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ РАДИОСВЯЗИ ПО ДАННЫМ МОНИТОРИНГА ИНДЕКСА ИОНОСФЕРНЫХ МЕРЦАНИЙ

Цимбал В. А., Песков М.В., Чипига А. Ф., Пашинцев В.П.

Проанализирована возможность повышения точности прогнозирования помехоустойчивости систем спутниковой радиосвязи по данным мониторинга индекса ионосферных мерцаний за счет повышения частоты дискретизации данных об изменении индекса ионосферных мерцаний, получаемых с помощью GISTM-приемникаNovAtel GPStation-6, до 50 Гц.

# ACCURACY INCREASE OF PREDICTION OF SATELLITE COMMUNICATION SYSTEMS INTERFERENCE RESISTANCE BASED ON RESULTS OF IONOSPHERIC SCINTILLATION INDEX MONITORING

Tsymbal V. A., Peskov M. V., Chipiga A. F., Pashintsev V. P.

Possibility to increase accuracy of interference resistance prediction based on results of ionospheric scintillation index measurement and monitoring using GISTM-receiver NovAtel GPStation-6 by increasing of scintillation index sampling frequency up to 50 Hz was analyzed.

Известно [1, 2], что в районах экваториальной и полярной ионосферы на высотах слоя *F* регулярно наблюдаются мелкомасштабные неоднородности электронной концентрации с повышенной интенсивностью. При трансионосферном распространении радиоволн они обуславливают появление мерцаний (т.е. флуктуаций амплитуды и фазы) принимаемых сигналов.

Возрастание индекса мерцаний (характеризующего флуктуации амплитуды (мощности) принимаемых сигналов) до значения $S_4 = 1$ вызывает снижение помехоустойчивости систем спутниковой радиосвязи на 2…4 порядка [3].В связи с этим возникает необходимость организации мониторинга индекса ионосферныхмерцаний принимаемых сигналов в целях прогнозирования помехоустойчивости систем спутниковой радиосвязи.

Решение этой задачи предложено в [3, 4] осуществить на базе применения двухчастотного приемника NovAtelGPStation-6 в 3 этапа: 1) измерения полного электронного содержания (ПЭС) ионосферы с интервалом дискретизации $t_д = 0,02$ с для учета мелкомасштабных неоднородностей;2) пересчета этих данных в результаты изменения во времени индекса мерцаний $S_4(t)$; 3)прогнозирования вероятности ошибочного приема сигналов $P_{ош}(t)$ в системах спутниковой связи.

Существует возможность решения этой задачи в 2 этапа, поскольку в двухчастотном приемнике NovAtelGPStation-6предусмотрен режим вычисления индекса мерцаний $S_4(t)$ без промежуточного измерения ПЭС ионосферы непосредственно по результатам измерения амплитудыпринимаемых сигналов. Однако используемый приемником для вычисления $S_4(t)$ интервал дискретизации $t_д = 60$ с намного превышает его минимально возможное значение $t_д = 0,02$ с. Поэтому можно предположить, что повышение частоты дискретизации до $F_д = 1/t_д = 50$ Гц позволит повысить точность расчета индекса ионосферных мерцаний и прогнозирования $P_{ош}(t)$ в системах спутниковой радиосвязи.

Целью статьи является анализ возможности повышения точности прогнозирования помехоустойчивости систем спутниковой радиосвязи на основе мониторинга индекса мерцаний принимаемых сигналов с максимальной частотой ($F_д = 50$ Гц) в двухчастотном приемнике NovAtelGPStation-6.

Для мониторинга состояния ионосферы в настоящее время широко применяются GISTM-приемники (GISTM – GNSS Ionospheric Scintillationand TEC Monitor), позволяющие определять по сигналам, излучаемым с космических аппаратов глобальных спутниковых радионавигационных систем типа GPS и ГЛОНАСС полное электронное содержание (ПЭС) ионосферы $N_T$, индекс мерцаний $S_4$ и среднеквадратическое отклонение (СКО) фазы $\sigma_\varphi$ радиосигналов в точке приема [1, 2].Современный GISTM-приемник NovAtelGPStation-6способен измерять параметры принятых навигационных сигналов спутниковых радионавигационных систем типа GPS и ГЛОНАСС в двухчастотном (трёхчастотном) режиме с интервалом дискретизации от $t_д = 0,02$ с до 60 с[5]. На основе этих измерений встроенное программное обеспечение приемника NovAtelGPStation-6 производит расчеты изменений во времени ПЭС ионосферы $N_T(t)$, индекса мерцаний $S_4(t)$ и СКО фазы $\sigma_\varphi(t)$ принимаемых сигналов. Однако при стандартных режимахобработки сигналов в приемнике эти результаты формируются (выводятся) с гораздо большим интервалом дискретизации $t_д = 1...60$ с. Так, данные об изменении ПЭС ионосферы $N_T(t)$ выводятся с минимальным интервалом дискретизации $t_д = 1$ с, а данные об изменении СКО фазы $\sigma_\varphi(t)$ выводятся с различными интервалами: $t_д =$ 1, 3, 10, 30 и 60 с[5].Данные об изменении индекса амплитудных мерцаний $S_4(t)$ выводятся с единственно возможным интервалом
$t_д = 60\,c.$

Указанные интервалы дискретизации $t_д = 1...60$ смогут оказаться недостаточными для мониторинга ионосферы и мерцаний радиосигналов в условиях образования интенсивных мелкомасштабных неоднородностей.

Известны требования, предъявляемые к частоте дискретизации двухчастотного приемника GPS-мониторинга ионосферы при измерении ПЭС в неоднородностях ионосферы различных масштабов [6, 7]. В частности, для исследования тонкой мелкомасштабной структуры ионосферы требуется обеспечить измерение ПЭС $N_T(t)$ с частотой дискретизации $F_д = 50$ Гц и выше (т.е. с интервалом $t_д = 0,02$ си меньше). В [3, 10] подробно описан принцип определения мелкомасштабных вариаций ПЭС ионосферы $N_T(t)$ с интервалом дискретизации $t_д = 0,02$ сна основе данных измерений параметров принятых навигационных сигналов GPS и ГЛОНАСС, полученных из лога RANGE [8] GISTM-приемника NovAtel GPStation-6.

Требования к частоте дискретизации двухчастотного GISTM-приемника при определении СКО фазы $\sigma_\varphi(t)$ или индекса амплитудных мерцаний $S_4(t)$ принимаемых сигналов в известных источниках не обоснованы. Можно предположить, что при определении указанных статистических характеристик также целесообразно уменьшить интервал дискретизации до $t_д = 0,02$ с, поскольку фазовые и амплитудные флуктуации принимаемых сигналов спутниковых радиосистем обусловлены образованием мелкомасштабных неоднородностей ионосферы. Однакоокончательное решение вопроса о выборе целесообразного интервала дискретизации в GISTM-

приемнике возможно получить только на основе сравнительного анализ качества функционирования спутниковой радиосистемы (например, ее помехоустойчивости или параметров синхронизации), использующих результатымониторинга мерцаний принимаемых сигналов с минимально возможным ($t_д = 0,02$ с) и традиционным ($t_д = 1...60$ с) интервалом дискретизации.

Результаты проведенного анализа технических характеристикGISTM-приемника NovAtelGPStation-6 [5] показывают, что существует принципиальнаявозможность повышения точности определения индекса мерцаний $S_4(t)$ и СКО фазы принимаемых сигналов за счет сокращения периода обновления рассчитанных значений до 0,02 с. Встроенное программное обеспечение GISTM-приемника NovAtelGPStation-6 в стандартном режиме работы позволяет выводить сообщения (логи), содержащие «сырые» или предварительно отфильтрованные данные об изменении мощности $P(t)$, фазы $\varphi(t)$ и отношения несущая/шум $h^2(t)$ принимаемых навигационных сигналов с интервалом дискретизации $t_д = 0,02$ с.

На основе данных измерений мощности $P(t)$ принимаемых сигналов, полученных из лога ISMRAWOBS [5] GISTM-приемника NovAtel GPStation-6, можно с высокой точностью вычислить изменение индекса амплитудных мерцаний [2]

$$S_4(t) = \sqrt{\left[\left\langle P(t)^2 \right\rangle - \left\langle P(t) \right\rangle^2\right] \Big/ \left\langle P(t) \right\rangle^2} \qquad (1)$$

с минимальным интервалом $t_д = 0,02$ с.

При этом усреднение «сырых» данных об изменении мощности $P(t)$ может осуществляться методом скользящей средней с шириной окна $t_{ср} = 60$ с, что соответствует интервалу усреднения, используемому для обработки данных в GISTM-приемнике NovAtel GPStation-6 [5]. Правильность расчетов подтверждают графики изменения индекса амплитудных мерцаний $S_4(t)$, приведенные на рисунке 1.

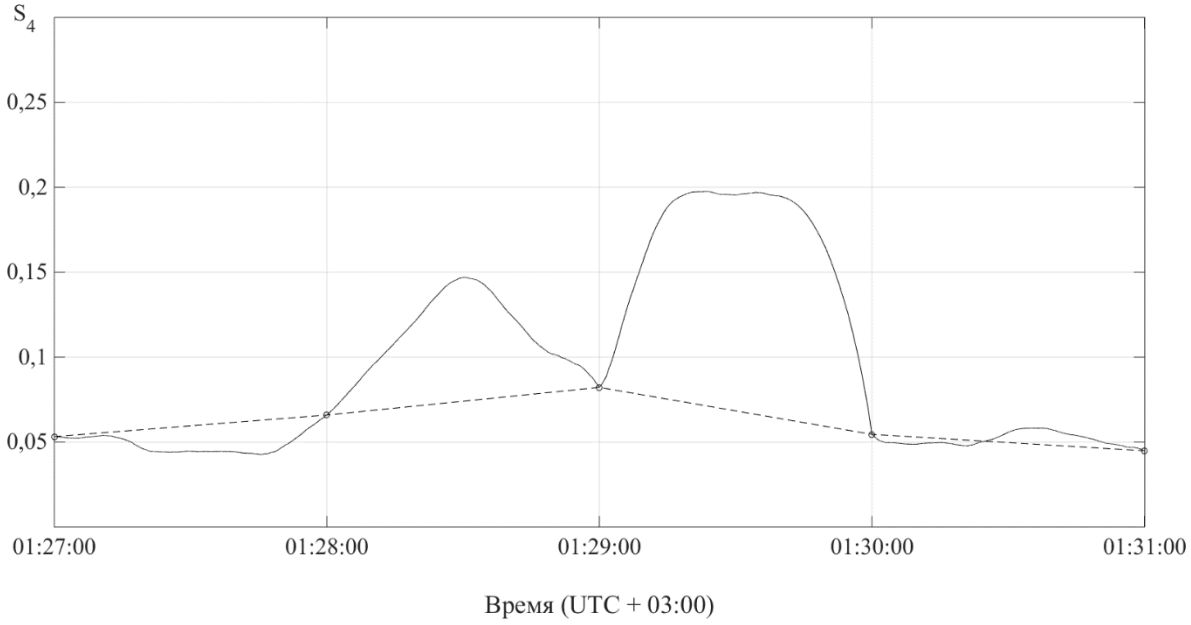



Рисунок 1 – Изменение во времени индекса мерцанийпринимаемых сигналов при интервале дискретизации $t_д = 0,02$ с (сплошная линия) и $t_д = 60$ с(пунктирная линия)

Данные для построения графиков получены 15.02.2017 г. с помощью GISTM-приемника NovAtel GPStation-6, размещенного в Северо-Кавказском федеральном университете (г. Ставрополь), по сигналам космического аппарата PRN25 системы GPSна частоте $f = 1575{,}42$ МГц.

Из рисунка 1 видно, что рассчитанные на основе «сырых» данных из лога ISMRAWOBS в соответствии с выражением (1)значения индекса мерцаний $S_4(t)$ с интервалом дискретизации $t_д = 0,02$ с(сплошная линия) через каждую минуту (в моменты времени 01:27:00, 01:28:00 и т. д.)совпадают со значениями, полученными из лога ISMREDOBS, содержащим данные об изменении индекса мерцаний $S_4(t)$ с интервалом $t_д = 60$ с (пунктирная линия). При этом в отдельные интервалы времени (например, с 01:29:00 по 01:28:00)величина индекса мерцаний $S_4 \approx 0{,}2$ превышает нормальное значение $S_4 \approx 0{,}05$ в 4 раза.

Теперь покажем, что сокращение периода обновления данных об изменении индекса мерцаний $S_4(t)$ с $t_д = 60$ с до $t_д = 0,02$ с приводит к повышению точности прогнозирования помехоустойчивости систем спутниковой радиосвязи.

Известно [2, 9], что помехоустойчивость приема сигналов в условияхфлуктуаций их амплитуды по закону распределения Накагами определяется функциональной зависимостью $P_{ош} = \psi\left(\langle h^2 \rangle, m\right)$вероятности ошибочного приема информационных символов $P_{ош}$ от среднего энергетического отношения сигнал/шум $\langle h^2 \rangle$ на входе приемника и параметра $m$ распределения Накагами.

При некогерентном оптимальном приеме ортогональных сигналов зависимость $P_{ош} = \psi\left(\langle h^2 \rangle, m\right)$описывается выражением вида [9, 10]

$$P_{ош} = 0{,}5\left\{2m \Big/ \left[2m + \langle h^2 \rangle\right]\right\}^m, \qquad (2)$$

где $\langle h^2 \rangle = \langle E \rangle / N_0 = h^2 = E / N_0$ – отношение средней энергии замирающего сигнала $\langle E \rangle$ к спектральной плотности мощности шума $N_0$ на входе приемника, равное соответствующему энергетическому отношению сигнал/шум $h^2 = E / N_0$ при отсутствии замираний (мерцаний).

Учитывая, что индекс мерцаний и параметр распределения Накагами связаны между собой известной [2] зависимостью $m = S_4^{-2}$, выражение (2) можно записать как

$$P_{ош} = 0{,}5\left[2S_4^{-2} \Big/ \left(2S_4^{-2} + \langle h^2 \rangle\right)\right]^{S_4^{-2}}. \qquad (3)$$

На рисунке 2 приведены графики зависимости (3) вероятности ошибочного приема информационных символов $P_{ош}$ от среднего отношения сигнал/шум $\langle h^2 \rangle$ при различных значениях индекса амплитудных мерцаний $S_4$.Анализ рисунка 2 показывает, что при обычном отношении сигнал/шум на входе приемника системы спутниковой радиосвязи $\langle h^2 \rangle = 13...20$ дБ вероятность ошибочного приема информационных символов будет превышать допустимое значение $P_{ош} > P_{ош\,доп} = 10^{-5}$, если индекс амплитудных мерцаний возрастет до значений $S_4 = 0{,}1...0{,}5$ (кривые 1…6).

В соответствии с выражением (3) и изменением во времени индекса мерцаний принимаемых сигналов $S_4(t)$ изменение во времени помехоустойчивости системы спутниковой радиосвязи будет описываться выражением

$$P_{\text{ош}}(t) = 0,5\left\{2S_4^{-2}(t)\Big/\left[2S_4^{-2}(t) + \left\langle h^2 \right\rangle\right]\right\}^{S_4^{-2}(t)}. \qquad (4)$$

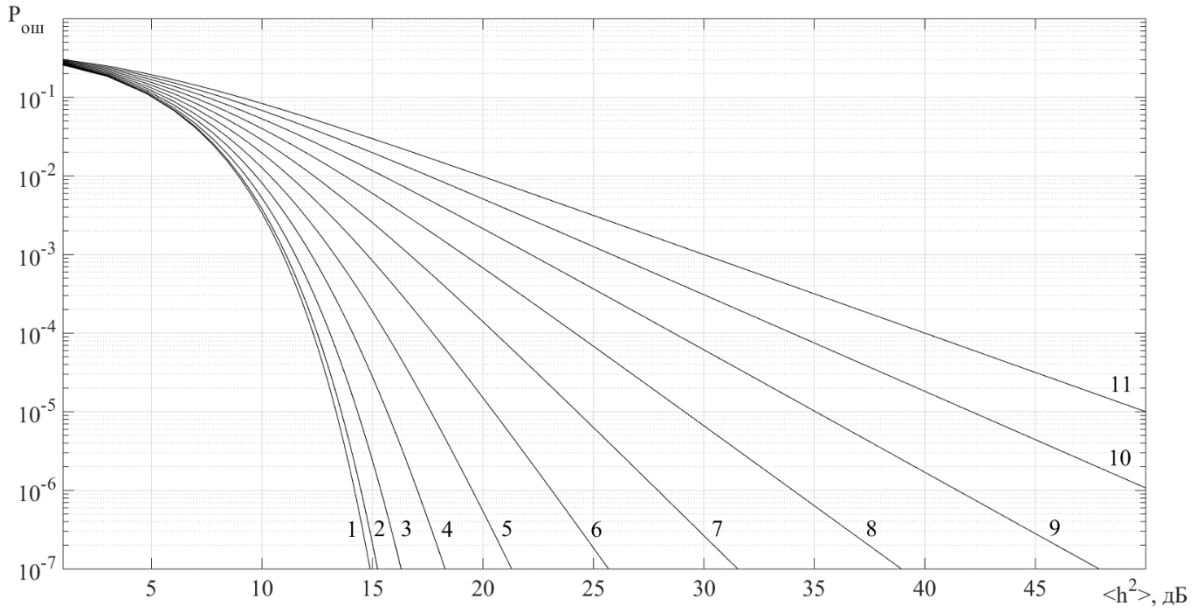



Рисунок 2 – Зависимость вероятности ошибочного приема информационных символов от среднего отношения сигнал/шум при: 1) $S_4 = 0$; 2) $S_4 = 0.1$; 3) $S_4 = 0.2$; 4) $S_4 = 0.3$; 5) $S_4 = 0.4$; 6) $S_4 = 0.5$; 7) $S_4 = 0.6$; 8) $S_4 = 0.7$; 9) $S_4 = 0.8$; 10) $S_4 = 0.9$; 11) $S_4 = 1$

На рисунке 3 приведены графики прогноза помехоустойчивости $P_{\text{ош}}(t)$ системы спутниковой связи(работающей на частоте $f = 1575.42$ МГц) рассчитанные согласно (4) при $\left\langle h^2 \right\rangle =$ 14 дБ на основе данных (рисунок 1) об изменении во времени индекса мерцаний $S_4(t)$ принимаемых сигналов при интервалах дискретизации $t_{\text{д}} = 0,02$ с (сплошная линия) и $t_{\text{д}} = 60$ с(пунктирная линия).

Из рисунка 3 видно, что вероятность ошибочного приема информационных символов $P_{\text{ош}}(t)$ (сплошная линия), рассчитанная на основе данных об изменении индекса мерцаний $S_4(t)$ с $t_{\text{д}} = 0,02$ с (на основе расчета по данным лога ISMRAWOBS), превышает допустимое значение $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$ в течение 40 с. За это время при использовании высокой скорости передачи данных в системе спутниковой связи возможна потеря большого количества передаваемой информации из-за возникновения недопустимых ошибок различения информационных символов.

При этом вероятность ошибочного приема информационных символов $P_{\text{ош}}(t)$ (пунктирная линия), рассчитанная на основе данных об изменении индекса мерцаний $S_4(t)$ с интервалом дискретизации 60 с (по данным лога ISMDETOBS), на рассматриваемом промежутке времени не превышает допустимого значения $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$.

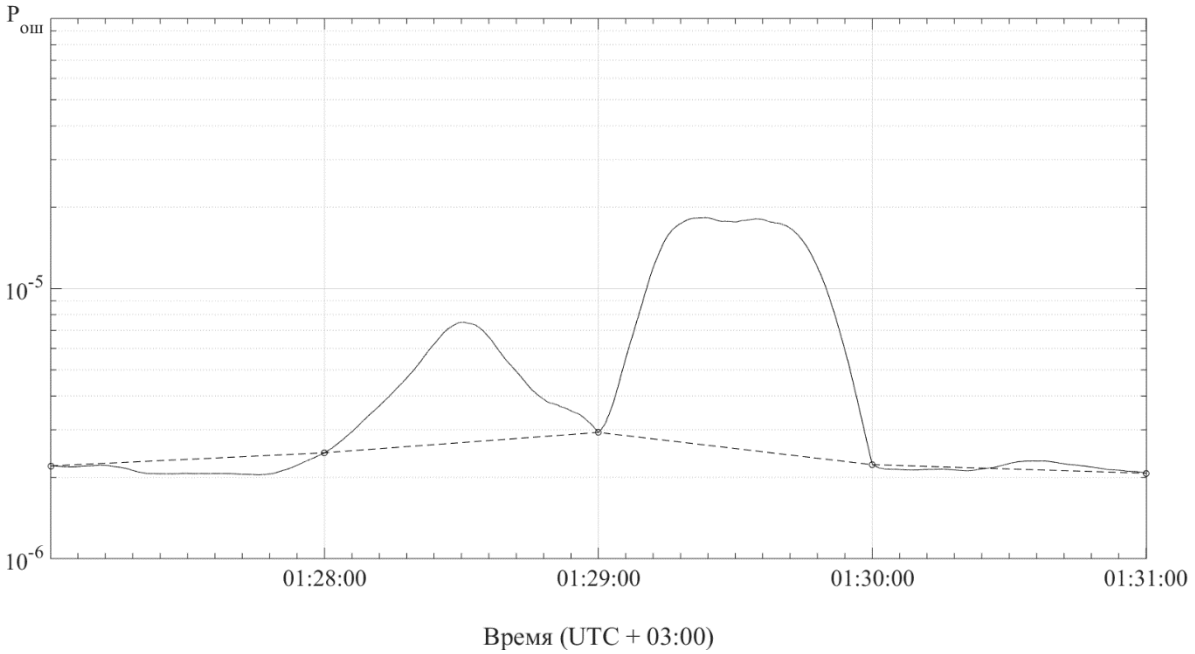



Рисунок 3 – Прогнозирование помехоустойчивости системы спутниковой связи примониторинге изменения индекса мерцаний принимаемых сигналов с интервалами дискретизации $t_д = 0,02$ с (сплошная линия) и $t_д = 60$ с(пунктирная линия)

Таким образом, сокращение периода обновления данных об изменении индекса амплитудных мерцаний $S_4(t)$ до $t_д = 0,02$ сза счет использования расширенных возможностей GISTM-приемника NovAtel GPStation-6 позволяет существенно повысить точность прогнозирования помехоустойчивости системы спутниковой связи. Данные об изменении индекса мерцаний $S_4(t)$, полученные с интервалом дискретизации 60 сиз лога ISMDETOBS, дают лишь общее представление об интенсивности мерцаний принимаемых сигналов и не позволяют наблюдать кратковременные (не превышающие интервал дискретизации данных) всплески интенсивности мерцаний(рисунок 1), обусловленных влиянием мелкомасштабных неоднородностей электронной концентрации ионосферы [1, 2].

Возможность изменения интервала дискретизации данных об изменении индекса мерцаний $S_4(t)$ в широких пределах (от 0,02 с до 60 с) позволяет исследовать влияние выбора интервалов усреднения (параметров фильтрации) полученных экспериментальных данных на результаты мониторинга ионосферы и прогнозирования помехоустойчивости спутниковых радиосистем.

## Литература

1. Ааронс Дж. Глобальная морфология ионосферных мерцаний // ТИИЭР. Т. 70, № 4 (1982). С. 45 – 65.

2. Е Гундзе, ЛюЧжаохань. Мерцания радиоволн в ионосфере // ТИИЭР. Т. 70 № 4 (1982). С. 5 – 45.

3. Шевченко В.А., Чипига А.Ф., Пашинцев В.П., Топорков К.И. Прогнозирование помехоустойчивости спутниковой связи по результатам мониторинга индекса мерцаний ионосферы // Инфокоммуникационные технологии, 2015, т. 13, № 4. С. 365 – 374.

4. Пашинцев В.П., Ахмадеев Р.Р. Прогнозирование помехоустойчивости систем спутниковой связи и навигации по данным GPS-мониторинга ионосферы // Электросвязь, 2015, № 11. С. 58 – 65.

5. GPStation-6. GNSS Ionospheric Scintillation and TEC Monitor (GISTM) Receiver User Manual (OM-20000132), Rev. 2, 2012 – 89 с.

6. Афраймович Э.Л., Перевалова Н.П. GPS-мониторинг верхней атмосферы Земли. – Иркутск: ГУ НЦ ВСНЦ СО РАМН, 2006. – 480 с.

7. Перевалова Н.П. Оценка характеристик наземной сети приемников GPS/ГЛОНАСС, предназначенной для мониторинга ионосферных возмущений естественного и техногенного происхождения // Солнечно-земная физика, 2011, № 19. С. 124 – 133.

8. OEM6. FamilyFirmwareReferenceManual (OM-20000129), Rev. 7, 2014 – 754 с.

9. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. – М.: Радио и связь, 1982. – 304 с.

10. Pashintsev V.P., ChipigaA.F., Tsymbal V.A, Shimanov S. N. Procedure for calculating the dependence of the energy concealment factor on carrier frequency selection for low-frequency satellite communications system // Automatic Control and Computer Sciences, 2016, Vol. 50, No. 6, pp. 408–414.

## Сведения об авторах

**Цимбал Владимир Анатольевич**, 1951 г.р. Окончил Ленинградскую военную инженерную краснознаменную академию имени А.Ф. Можайского в 1974 г., д.т.н., профессор, заслуженный деятель науки РФ,профессор кафедры АСУ военной академии РВСН им. Петра Великого (г. Серпухов). Направление научных исследований – автоматизированные системы управления и связи.

E-mail: tsimbalva@mail.ru.

**Песков Марк Владимирович,**1991 г.р., Окончил Северо-Кавказский федеральный университет в 2014 г. Ассистент кафедры информационной безопасности автоматизированных систем Северо-Кавказского федерального университета.Направление научных исследований – прогнозирование показателей качества спутниковой связи и навигации по результатам мониторинга ионосферы.

E-mail: mvpeskov@hotmail.com.

**Чипига Александр Федорович**, 1958 г. р. Окончил Ставропольское высшее военное инженерное училище связи в 1982 г., к.т.н., профессор, директор Института инфорвационных технологий и телекоммуникаций Северо-Кавказскогофедерального университета. Направление научных исследований – защита информации в спутниковых радиосистемах.

E-mail: director_iitt@ncfu.ru.

**Пашинцев Владимир Петрович,** 1952 г.р., Окончил Харьковское высшее военное командно-инженерное училище в 1974 г., д.т.н., профессор, заслуженный работник высшей школы РФ, профессор кафедры информационной безопасности автоматизированных систем Северо-Кавказского федерального университета. Направление научных исследований – анализ показателей качества декаметровой и космической радиосвязи и навигации в условиях возмущений ионосферы.

E-mail: pashintsevp@mail.ru

# ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ОПТИМИЗАЦИИ СКОРОСТНЫХ ПАРАМЕТРОВ АСИММЕТРИЧНОГО ТРАКТА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩИХ ЗАДАННУЮ СВОЕВРЕМЕННОСТЬ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА МНОГОПАКЕТНЫМИ СООБЩЕНИЯМИ

Цимбал В.А., Шиманов С.Н., Тоискин В.Е., Лягин М.А., Бережной А.А., Хоптар В.В.

Рассматривается асимметричный тракт передачи данных, включающий прямой и обратный каналы передачи данных. Представлены два варианта построения такого тракта: многоканальный однородный асимметричный тракт передачи и одноканальный асимметричный тракт передачи данных.В ходе исследования модели показано, что выбор оптимальной скорости передачи информации в прямом и обратном каналах передачи данных позволяет рационально использовать ресурсы такой системы передачи данных.

# STATEMENT OF THE PROBLEM OF OPTIMIZATION OF HIGH-SPEED PARAMETERS OF THE DISSYMETRIC PATH OF THE DATA TRANSMISSION PROVIDING SET TIMELINESS OF THE INFORMATION EXCHANGE BY MULTIPACKAGE MESSAGES

Tsimbal V.A., Shimanov S.N., ToiskinV.E.,Lyagin M.A., Berezhnoy A.A., Hoptar V.V.

The asymmetric path of data transmission including direct and return data links is considered. Two variants of construction of such path are presented: a multichannel homogeneous asymmetric path of transfer and a single-channel asymmetric path of data transmission. During model research it is shown that the choice of optimum speed of information transfer in direct and return data links allows to use resources of system of data transmission rationally.

В современных телекоммуникационных системах особое место занимают системы передачи данных типа «точка-точка», в которых тракт передачи данных, включающий прямое и обратное направление, является асимметричным. Такие тракты востребованы, например, в соединении «клиент-сервер», когда «клиент» является «тонким» и способен выдавать на сервер только запросы.При этом по запросу на сервере либо ищется соответствующая информация, либо решается некоторая задача, а обратно высылается найденная информация или результат решения задачи. В этом случае канал, по которому передается запрос клиента к серверу, можетиметь малую скорость передачи информации, поскольку предназначен для передачи только запроса, а обратныйканал, по которому передается результат реализации запроса, должен иметьбольшую скорость передачи информации [1]. Такая же ситуация возникает при использовании беспилотных летательных аппаратов, которые, накопив тем или иным образом определенный объем информации (исключая видео), должны его довести до потребителя по тракту «борт-земля» с заданнымитребованиями по доставке[2]. Как правило,основным требованием, предъявляемым к трактам подобного типа, является требование своевременности (или оперативности). Оно выражается либо в видевероятностно-временных характеристик (ВВХ), либо в виде временных характеристиках (ВХ) доставки сообщения.

Доставляемаяинформация в таком тракте, как правило, является сообщением значительной длины и поэтому егодоставка реализуется в виде многопакетногосообщения (МПС). При этом, как правило, используется протокол типа Х.25. Одной из актуальных

задач, возникающих при построении таких асимметричных трактов, является задача нахождения требуемых скоростей передачи информации в прямом и обратном каналах данноготракта, обеспечивающих доставку МПС с заданными требованиями по вероятности и времени доставки.При этом возможно два варианта построения такого тракта:

1. Канал с б**о**льшей скоростью строится как совокупность однотипных каналов передачи данных (КПД) (1…*q*), а обратный канал представляет собой один типовой КПД. В этом случае формирование большой скорости реализуется путем комплексирования совокупности отдельныхтиповых КПД. Такая ситуация возможна, когда непрерывный канал связи (НКС), на базе которого создан КПД, реализуется, например, в декаметровом диапазоне. Обобщенная структурамногоканального однородного асимметричного тракта передачи данных(МОАТПД), состоящего из совокупности КПД прямого и одного КПД обратного направления, представлена на рисунке 1.

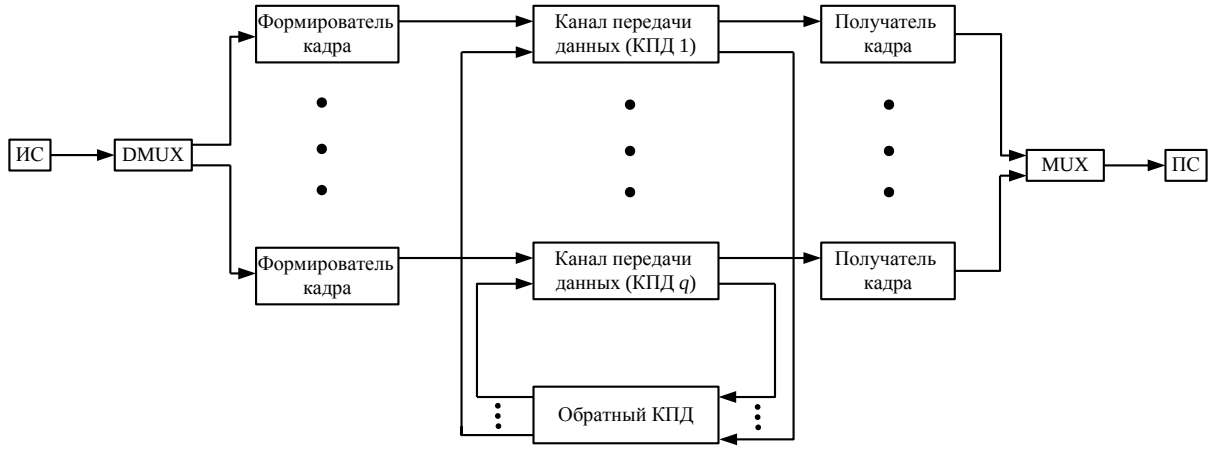



Рисунок 1 – Обобщенная структураМОАТПД

2. Второй вариант построения: асимметричный тракт передачи данных реализуется на радиосредствах метрового и дециметрового диапазонов. В этом случае требуемая большая скорость передачи информации в прямом КПД обеспечивается за счет более широкой полосы частот НКС, а скорость передачи информации в обратном КПД реализуется за счет более узкой полосы пропусканияНКС.Обобщенная структурная схемаодноканального асимметричного тракта передачи данных (ОАТПД) представлена на рисунке 2.

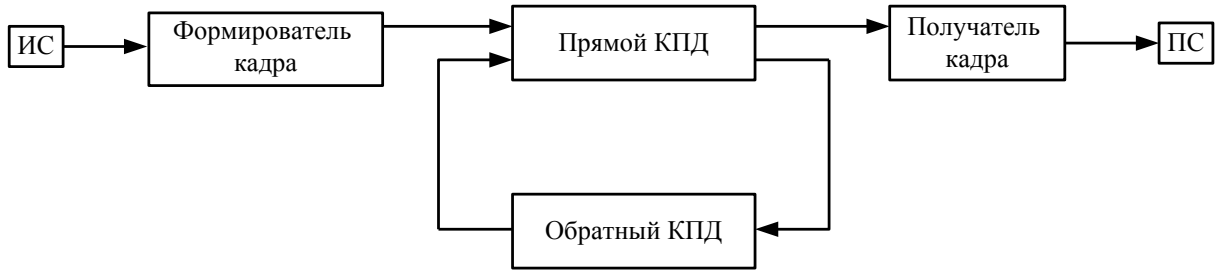



Рисунок 2 – Обобщенная структурная схемаОАТПД

Задача нахождения требуемых скоростей в прямом и обратном КПД, обеспечивающих заданные ВВХ доставки МПС, в вербальной и формальной постановках имеет следующий вид.

*Случай 1*:найти такое минимальное количествоотдельных типовых КПД МОАТПД, которое обеспечит гарантированное по ВВХ доведение фиксированного объема информации.

Исходные данные для решения задачи таковы.

1. Требования заказчика (системы более высокого уровня) к информационному обмену:

*I*– объем передаваемого сообщения, бит;

$P_{дов}^{тр}$ - требуемая вероятность доведения сообщения объемом*I*бит;

$T_{дов}^{доп}$ - допустимое максимальное время доведения сообщения объемом *I*бит (квантиль времени, обеспечивающий гарантированную вероятность доведения $P_{дов}^{тр}$).

2. Ограничения, определяемые сеансом связи: все типовыеКПД однородны по вероятности битовой ошибки($p_o$–const) и по скорости передачи информации($V_{пи}$– const).

3. Параметры МОАТПД, показывающие степень внутреннего совершенства процесса информационного обмена в нём:

*u** - количество пакетов (кадров) МПС, на которое разбито сообщение объемом *I/q**, передаваемого по одному типовому КПД МОАТПД;

$L_к$* - длина пакета (кадра) с учетом служебных полей;

$L_{кв}$* - длина квитанции;

*g** - количество повторов каждого кадра на сеансе передачи в типовом КПД;

*q** – число отдельных типовых КПД в МОАТПД.

Для решения этой задачи введён показатель кадровой эффективности

$$\eta = \frac{I_к}{L_к} = \frac{L_к - L_{кв}}{L_к} \qquad (1)$$

Тогда для первого случая формальная постановка задачи имеет следующий вид: найти оптимальные значения параметров отдельного типового КПД и их числа в тракте*{*$L_к$*,$L_{кв}$*,*u*, g*, q*}*, при которых показатель кадровой эффективности будет иметь максимум, т.е.

$$\text{Найти: } \{L_к^*, L_{кв}^*, u^*, g^*, q^*\} = argmax\,\eta \quad \left.\begin{array}{l} L_к = \overline{L_{к_{\min}}, L_{к_{\max}}} \\ L_{кв} = \overline{L_{кв_{\min}}, L_{кв_{\max}}} \\ u = \overline{u_{\min}, u_{\max}} \\ g = \overline{1, g_{\max}} \\ q = \overline{1, q_{\max}}, \end{array}\right\} \qquad (2)$$

при ограничениях: $P_{дов}^{(I)} \geq P_{дов}^{(mp)}$, $T_{дов}^{(I)} \leq T_{дов}^{доп}$.

Как правило, в трактах подобного типа длина квитанции и кадра для фиксированной вероятности битовой ошибки прямых и обратного типовых КПД задается параметрически, т.е. $L_к$-const, $L_{кв}$-const. Тогда задача (2) в таких допущениях трансформируется в задачу (3): найти оптимальные значения параметров отдельного типового КПД и их число в тракте*{u*, g*, q*}*, при которых количество таких КПД будет минимально, т.е.

$$\text{Найти: } \{u^*, g^*, q^*\} = \arg\min_{q} \left\{ \begin{array}{l} u = \overline{u_{\min}, u_{\max}} \\ g = \overline{1, g_{\max}} \\ q = \overline{1, q_{\max}}, \end{array} \right. \quad (3)$$

при ограничениях: $P_{дов}^{(I)} \geq P_{дов}^{(тр)}$, $T_{дов}^{(I)} \leq T_{дов}^{доп}$.

Решение данной задачи можно осуществить, например, методом полного перебора величин *q*и*g*, начиная с меньших. При этом:

а) для каждой фиксированной пары *q*и*g* требуется строить математическую модель доставки МПС объемом *u=I/q*кадров по одному типовому КПД;

б) находить по данной модели вероятность доведения данного МПС $P_{МПС}$ за время $T_{дов}^{доп}$;

в) находить $P_{МПС}^{q}$;

г) сравнивать $P_{МПС}^{q} \geq P_{дов}^{тр}$;

д) первые значения *q*и*g*, при которых будет выполняться неравенство п. г), и будут являться оптимальными.

Математическая модель доставки МПС объемом *u*при *g*повторах по одному типовому КПД с одинаковой скоростью как в прямом, так и в обратном направлении изложена в [3]. Она представляет собой поглощающую конечную марковскую цепь (ПКМЦ), граф состояний и переходов которой назван авторами *ситуационным двудольным графом* (СДГ). Такое название, по мнению авторов, отражает, во-первых, конечное число шагов (повторов каждого кадра МПС) процесса информационного обмена и, во-вторых, наличие в ПКМЦ двух поглощающих состояний: состояние успеха (доведение МПС до получателя) и состояние неуспеха (недоведения МПС до получателя). В[4]приведены правила синтеза матрицы переходных вероятностей такой ПКМЦ для любых величин *u, g*, что позволяет автоматизировать процесс формирования уравнения Колмогорова-Чепмена (УКЧ) и его последующего решения в динамике числа шагов. Переход от числа шагов к реальному времени осуществлен по методу среднего шага, предложенному проф. Цимбалом В.А. [5,6,7].

*Случай 2*: найти такие минимальные скорости передачи информации в прямом и обратном КПД ОАТПД, которые обеспечат гарантированное по ВВХ доведение фиксированного объема информации.

Исходные данные для решения этой задачи таковы:

- по п.1такие же, как и в первом случае;

- п.2 содержит следующее ограничение, определяемое сеансом связи: прямой и обратный КПД однородны по вероятности битовой ошибки ($p_o$–const);

- п.3 (параметры ОАТПД, показывающие степень внутреннего совершенства процесса информационного обмена в нём):

*u** - количество пакетов (кадров) МПС, на которое разбито сообщение объемом *I,* передаваемое по прямому КПД ОАТПД;

$L_к$* - длина пакета (кадра) с учетом служебных полей;

*g** - количество повторов каждого кадра на сеансе передачи в типовом КПД.

Для решения этой задачи также введён показатель кадровой эффективности (1):

Тогда для *случая 2* формальная постановка задачи имеет следующий вид: найти оптимальные значения параметров прямого КПД$\{L_к^*, u^*, g^*\}$ и минимальную скорость передачи информации в прямом и обратном КПД $\{V^*_{ПИ(пр)}, V^*_{ПИ(обр)}\}$, т.е.

$$\text{Найти: } \{L_к^*, u^*, g^*, V^*_{ПИ(пр)}, V^*_{ПИ(обр)}\} = \arg\max \eta \quad \left.\begin{array}{l} L_к = \overline{L_{к_{\min}}, L_{к_{\max}}} \\ u = \overline{u_{\min}, u_{\max}} \\ g = \overline{1, g_{\max}} \end{array}\right\} \quad (4)$$

при ограничениях: $P_{дов}^{(I)} \geq P_{дов}^{(mp)}$, $T_{дов}^{(I)} \leq T_{дов}^{доп}$.

Если учесть, что в трактах подобного типа длина квитанции и кадра для фиксированной вероятности битовой ошибки прямого и обратного КПД задается параметрически, т.е. $L_к$-const, $L_{кв}$–const, то задача (4) в таких допущениях трансформируется в задачу (5): найти минимальное значение суммы скоростей передачи информации прямого и обратного КПД ОАТПД, обеспечивающих выполнение заданных ограничений, т.е.

$$\text{Найти: } \{g^*, V^*_{ПИ(пр)}, V^*_{ПИ(обр)}\} = \arg\min(V_{ПИ(пр)} + V_{ПИ(обр)}) \quad \left.\begin{array}{l} g = \overline{1, g_{\max}}, \\ V_{ПИ(пр)} = \overline{V_{ПИ(пр)\min}, V_{ПИ(пр)\max}}, \\ V_{ПИ(обр)} = \overline{V_{ПИ(обр)\min}, V_{ПИ(обр)\max}}, \end{array}\right\} \quad (5)$$

при ограничениях: $P_{дов}^{(I)} \geq P_{дов}^{(mp)}$, $T_{дов}^{(I)} \leq T_{дов}^{доп}$.

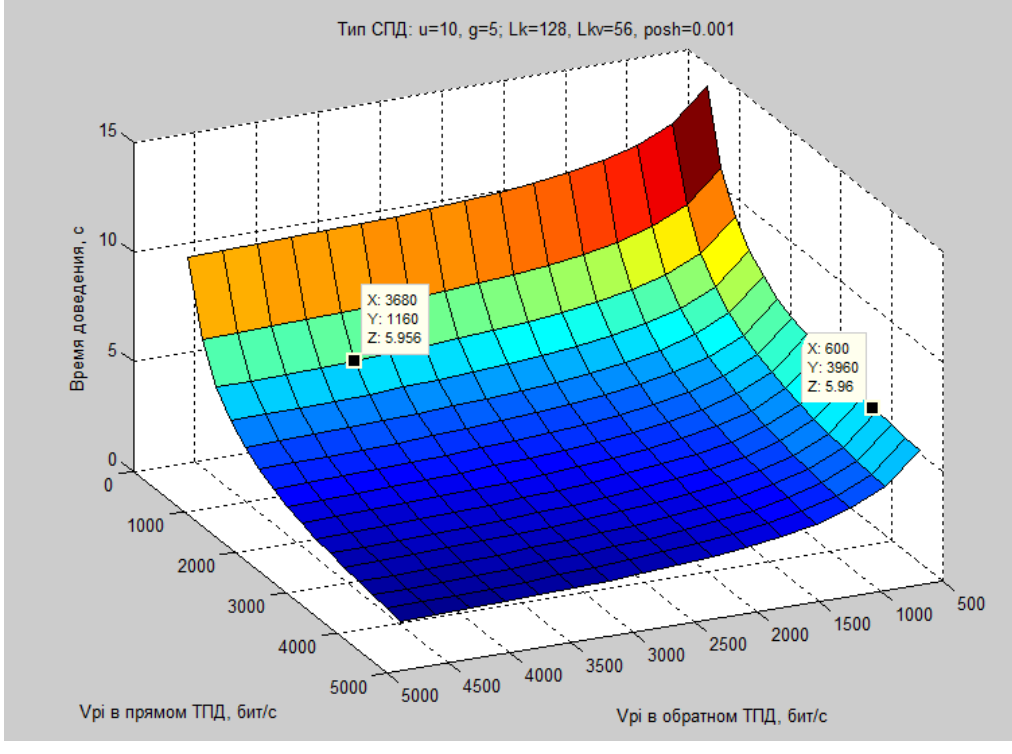



Рисунок 3 – Трехмерный вид поверхности зависимости квантиля времени доведения МПС от диапазона скоростей прямого и обратного КПД

Предварительный анализ постановки задачи (5) показывает, что для её решения также потребуется использовать математическую модель доставки МПС объемом $u$при $g$повторах по ОАТПД с разными скоростями передачи информации в прямом и обратном КПД. Примерный вид трехмерной поверхности зависимости квантиля времени доведения МПС при $u$=10 пакетов (кадров) длиной $L_к$=128 бит, $L_{кв}$=56 бит, вероятности битовой ошибки $p_o$=$10^{-3}$, числе повторов каждого пакета (кадра) $g$=5 и диапазоне скоростей передачи информации в прямом и обратном КПД, обеспечивающих вероятность доведения данного МПС, равную 0,995, представлен на рисунке 3.

Если данную поверхность пересечь плоскостью, например, с $T_{дов}^{доп}$=6 секунд, то в сечении будет иметься бесконечное множество допустимых решений задачи (5).

Предварительный анализ постановки задачи (5) также показывает, что нахождение оптимальных (минимальных) скоростей прямого и обратного КПД можно получить на основе результатов применения математической модели доставки МПС с последующей формулировкой и решением некой задачи нелинейного программирования.

**Литература**

1. Олифер В.Г., Олифер Н.А. Основы сетей передачи данных.–М.: ИНТУИТ.РУ «Интернет-Университет Информационных Технологий»,2003.–248 с.

2. ЕвдокименковВ.Н., КрасильщиковМ.Н., СебряковГ.Г.Распределенная интеллектуальная система управления группой беспилотных летательных аппаратов: архитектура и программно-математическое обеспечение [Текст] // Известия ЮФУ. Технические науки. – Таганрог, 2016. – Вып. 1(174). – С. 29–44.

2.Сорокин О.И., ЛягинМ.А., Бережной А.А., ХоптарВ.В. Сравнительная характеристика ВВХ доведения сообщений по протоколу X.25 соединения «точка-точка», найденных методом фиктивных состояний и методом среднего шага [Текст]/ Всеросс. конф. (с междунар. участием) «Радиоэлектронные средства получения, обработки и визуализации информации» (РСПОВИ-2016); Доклады; Серия: науч. всероссийские конференции/ Рос.науч.-техн. общ. радиотехн., электрон. и связи им. А.С. Попова. – М.: ООО «БРИС-М», 2016. – Вып. VI. – С. 270–274.

3. Цимбал В.А., ХоптарВ.В., Сорокин О.И., ЛягинМ.А., Бережной А.А., Крючков Н.В. Правила автоматизированного синтеза конечной марковской цепи, описывающей доведение многопакетного сообщения в соединении «точка-точка» [Текст]// «Наука. Инновации. Технологии» Научный журнал Северо-Кавказского федерального университета – Ставрополь, 2016. – Вып. 4. – С. 91–98.

4. Информационный обмен в сетях передачи данных. Марковский подход: Монография / Цимбал В.А. – М.: «Вузовская книга», 2014. – 143 с.

5. Кемени Дж. Дж., Снелл Дж. Ларк. Конечные цепи Маркова// Пер. с англ. – М.: Наука, 1970. - 272 с.

6. Цимбал В.А., Вальваков А.М., Попов М.Ю. Анализ характеристик конечных марковских цепей при разных шагах переходов [Текст] // Известия Института инженерной физики. – Серпухов, 2011. – Вып. 1. – С. 53-57.

7. Цимбал В.А., Тоискин В.Е. Применение объектно-ориентированных графов поглощающих конечных марковских цепей для оценки качества функционирования телекоммуникационных протоколов // Современные проблемы создания и эксплуатации вооружения, военной и специальной техники. Сборник статей III Всероссийской научно-практической конференции. 2016. С. 332-336.

**Сведения об авторах**

**Цимбал Владимир Анатольевич**. Год рождения: 1951.
Названия вуза и год его окончания: ВКА имени А.Ф. Можайского, 1974.
Направления научных исследований: качество информационного обмена в системах и сетях передачи данных.
Год защиты диссертации: 1998 (д.т.н.).
Место работы: филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого (г. Серпухов).
Электронный адрес: tsimbalva@mail.ru.

**Шиманов Сергей Николаевич**. Год рождения: 1960.
Названия вуза и год его окончания: СВВКИУ РВ имени Ленинского Комсомола, 1982.
Направления научных исследований: качество информационного обмена в системах и сетях передачи данных.
Год защиты диссертации: 2002 (д.т.н.).
Место работы: филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого (г. Серпухов).
Электронный адрес: shimi@mail.ru.

**Тоискин Василий Евгеньевич**. Год рождения: 1987.
Названия вуза и год его окончания: Ставропольский военный институт связи РВ, 2008.
Направления научных исследований: качество информационного обмена в системах и сетях передачи данных.
Год защиты диссертации: 2014 (к.т.н.).
Место работы: филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого (г. Серпухов).
Электронный адрес: vetoiskin@mail.ru.

**Лягин Максим Артурович**. Год рождения: 1990.
Названия вуза и год его окончания: филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого (г. Серпухов), 2012.
Направления научных исследований: качество информационного обмена в системах и сетях передачи данных.
Место работы: филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого (г. Серпухов).
Электронный адрес: lma.mil@yandex.ru.

**Бережной Андрей Александрович**. Год рождения: 1987.
Названия вуза и год его окончания:Краснодарское высшее военное училище (военный институт) имени генерала армии С.М. Штеменко, 2009.
Направления научных исследований: качество информационного обмена в системах и сетях передачи данных.
Место работы: филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого (г. Серпухов).
Электронный адрес: aaberezhnoy@mail.ru.

**Хоптар Виталий Владимирович**. Год рождения: 1975.
Названия вуза и год его окончания: НВЗРКУ ПВО, 1997.
Направления научных исследований: качество информационного обмена в системах и сетях передачи данных.
Место работы: АО НПП «Полёт».
Электронный адрес: vhoptar@mail.ru.

# СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ПЛАТФОРМ КОРРЕКТИРУЮЩЕГО КОДИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ОНЧ-НЧ ДИАПАЗОНА

Зеленевский В.В., Джелаухян А.Ю.

В статье представлены результаты статистического анализа платформ корректирующего кодирования системы передачи данных ОНЧ-НЧ диапазона, позволяющих повысить помехоустойчивость системы в условиях воздействия помех при заданных значениях избыточности и вероятности, ограничениях на энергию передачи сигнала и ширину полосы рабочих частот.

# THE STATISTICAL ANALYSIS OF THE PLATFORM OF CORRECTING CODING OF SYSTEM OF DATA TRANSMISSION WITH VLF – LF BAND

V.V. Zelenevskiy, A.Yu. Dzhelaukhyan

In article results of statistical analysis of platforms of adjusting coding of data transmission with VLF – LF band of the range are presented, allowing to raise interference immunity of system in the conditions of influence of noises at redundancy and probability preset values, restrictions on energy of a signal transmission and band width of operational frequencies.

В результате проведенного анализа существующих специальных систем передачи данных (СПД) ОНЧ-НЧ диапазона установлено, что для обеспечения наибольшей помехоустойчивости в условиях воздействия помех при заданных значениях избыточности и вероятности $P_b \le 10^{-6}$, ограничениях на энергию передачи сигнала $E_C = const$ и ширину полосы рабочих частот $\Delta F = const$ целесообразно применять режекцию наиболее опасных помех, мощность которых превышает мощность полезного сигнала, а также ввести в структурную схему СПД ОНЧ-НЧ диапазона три платформы корректирующего кодирования [8]:

1) код Рида-Соломона с символами из поля Галуа GF($2^m$) с жёстким декодированием;

2) каскадный код с внешним кодом Рида-Соломона и внутренним двоичным свёрточным кодом с декодированием по алгоритму Витерби;

3) каскадный код, предполагающий использование турбокода в качестве внутреннего, а недвоичный код с оптимальным декодированием в качестве внешнего кода.

Обобщённая структурная схема СПД ОНЧ-НЧ диапазона с применением первой платформы корректирующего кодирования представлена на рисунке 1.

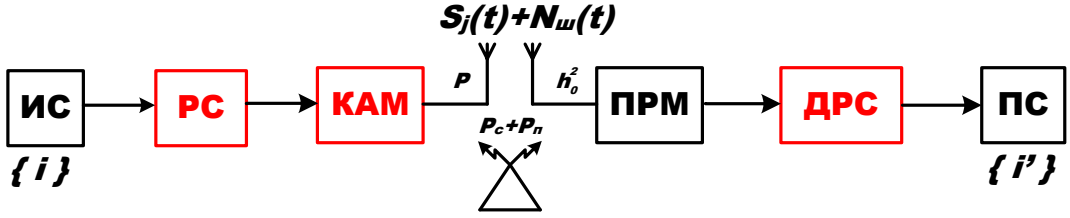



Рисунок 1 – Обобщённая структурная схема СПД ОНЧ-НЧ диапазона с применением первой платформы корректирующего кодирования

На рисунке 1 красным цветом выделены вносимые в СПД ОНЧ-НЧ диапазона существующей резервной АСБУ конструктивные изменения: РС – кодер Рида-

Соломона; КАМ – модулятор с недвоичной квадратурной амплитудной модуляцией с основанием модуляции, равным основанию кода Рида-Соломона, $M = q$; ДРС – декодер Рида-Соломона. Также на рисунке 1 представлены: ИС – источник сообщения; ПРМ – приёмник; ПС – получатель сообщения.

Очевиден вопрос – какие параметры кодов Рида-Соломона обеспечивают наибольшую помехоустойчивость? Чтобы ответить на этот вопрос введем следующее определение.

Определение 1. Под помехоустойчивостью кода Рида-Соломона будем понимать минимальное значение отношения аддитивной смеси сигнал/шум плюс помеха на входе приемника $h_0^2 = f\left(N_q, T_И, \frac{P_П}{P_C}\right)$, при котором обеспечивается заданное значение вероятности ошибочного приёма бита сообщения $P_b = f\left(N_q, h_0^2\right) = const$.

Тогда, согласно критерию оптимальности, можно записать выражение

$$\min_{N_q, T_И} h_0^2 \text{ при } P_b = f\left(N_q, h_0^2\right) = const, \tag{1}$$

которое позволяет ответить на поставленный вопрос.

Известно [10], что вероятность появления ошибки в декодированном символе $P_E$ связана с вероятностью в канальном символе $P_q$ выражением

$$P_E = \frac{1}{N_q} \sum_{i=T_и+1}^{N_q} i C_{N_q}^i P_q^i \left(1 - P_q\right)^{N_q - i}, \tag{2}$$

где $T_И = \left\lfloor \frac{N_q - K_q}{2} \right\rfloor$ – количество ошибочных недвоичных символов, которые может исправить код, а символы содержат $m$ битов каждый (здесь $\lfloor x \rfloor$ – наибольшее целое, не превышающее $x$), $N_q$ – количество кодовых символов в кодируемом блоке, $K_q$ – количество информационных символов, подлежащих кодированию.

Вероятность ошибки в канальном символе при использовании квадратурной амплитудной модуляции выражается через $h_0^2$ уравнением [3,10]:

$$P_q = erfc\left(\sqrt{2\log_2(M) h_0^2 \sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right)}\right), \tag{3}$$

Для некоторых типов модуляции вероятность битовой ошибки можно ограничить сверху вероятностью символьной ошибки. Соотношение между вероятностью битовой ошибки и вероятностью символьной ошибки для $M$-арных сигналов описывается следующим выражением [10]:

$$\frac{P_b}{P_E} = \frac{2^{m-1}}{2^m - 1}. \tag{4}$$

Для двоичной квадратурной амплитудной модуляции вероятность ошибочного приема бита сообщения равна $P_b = \frac{1}{2} P_E$.

Зная параметры кодов Рида-Соломона $N_q, T_И$, можно определить зависимость $P_b = f\left(h_0^2, N_q, T_И\right)$ для любого кода.

В программной среде MatLab построены графики зависимости $P_b = f\left(h_0^2\right)$ (рисунки 2-5) для различных параметров кодов Рида-Соломона, учитывая при этом

необходимость передачи в СПД ОНЧ-НЧ диапазона кодограммы длиной порядка 100 информационных разрядов.

По полученным графикам (рисунки 2-5) рассчитаны соответствующие значения отношения сигнал/шум $h_0^2$, при которых вероятность ошибочного приёма бита сообщения достигает заданного значения $P_b = 10^{-6}$, и длина пакета ошибок в двоичных символах $T_П = T_И \log_2 q$, которые может исправить код (таблица 1).

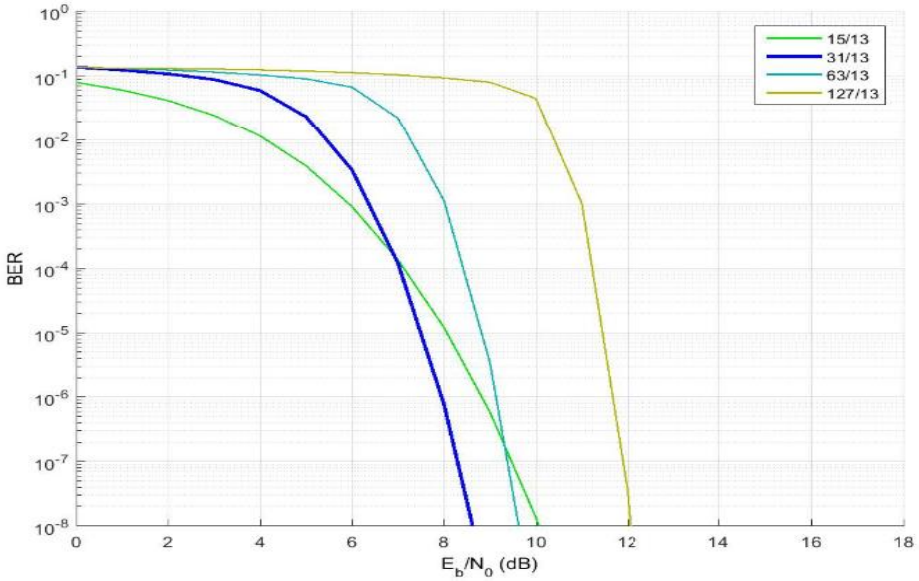



Рисунок 2 – Графики зависимости $P_b = f\left(h_0^2\right)$ для кодов Рида-Соломона с символами из поля Галуа GF($2^8$), $K_q = 13$, $N_q = \text{var}$

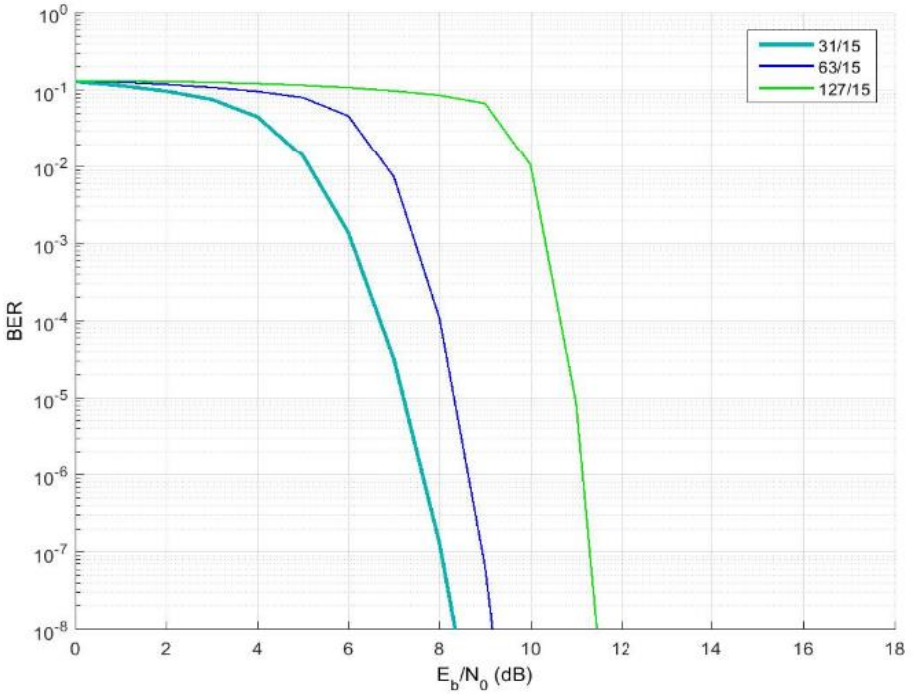



Рисунок 3 – Графики зависимости $P_b = f\left(h_0^2\right)$ для кодов Рида-Соломона с символами из поля Галуа GF($2^7$), $K_q = 15$, $N_q = \text{var}$

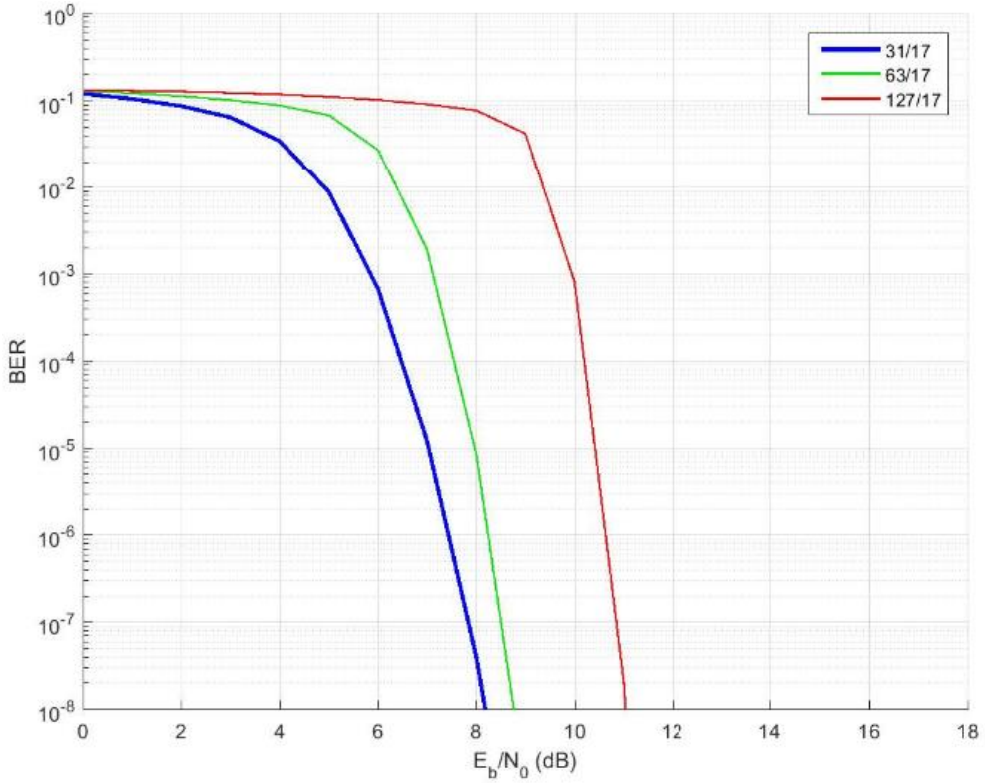



Рисунок 4 – Графики зависимости $P_b = f\left(h_0^2\right)$ для кодов Рида-Соломона с символами из поля Галуа GF($2^6$), $K_q = 17$, $N_q = \text{var}$

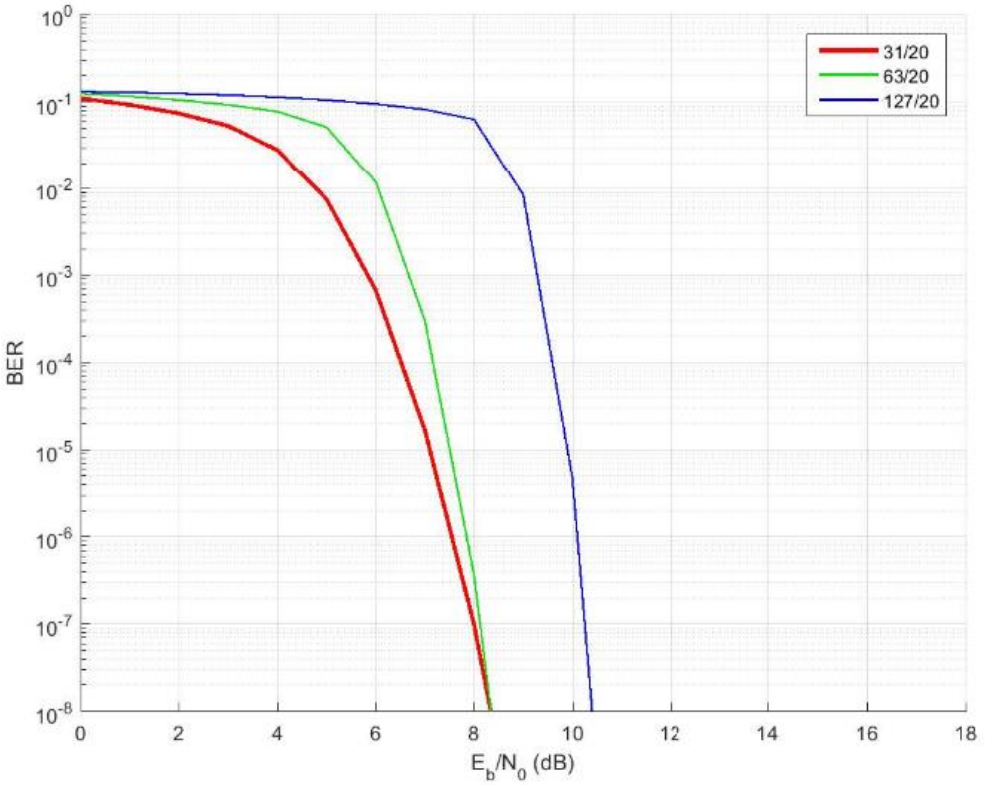



Рисунок 5 – Графики зависимости $P_b = f\left(h_0^2\right)$ для кодов Рида-Соломона с символами из поля Галуа GF($2^5$), $K_q = 20$, $N_q = \text{var}$

Таблица 1 – Значения отношения сигнал/шум $h_0^2$, при которых $P_b = 10^{-6}$

| | $N_q$ | $K_q$ | $T_И$ | $T_П$ | $h_0^2$ при $P_b = 10^{-6}$ |
|---|---|---|---|---|---|
| $q = 2^8 = 256$ | 15 | 13 | 1 | 8 | 8,844 |
| | 31 | 13 | 9 | 72 | 7,959 |
| | 63 | 13 | 25 | 200 | 9,161 |
| | 127 | 13 | 57 | 456 | 11,75 |
| $q = 2^7 = 128$ | 31 | 15 | 8 | 56 | 7,667 |
| | 63 | 15 | 24 | 168 | 8,684 |
| | 127 | 15 | 56 | 392 | 11,19 |
| $q = 2^6 = 64$ | 31 | 17 | 7 | 42 | 7,477 |
| | 63 | 17 | 23 | 138 | 8,287 |
| | 127 | 17 | 55 | 330 | 10,71 |
| $q = 2^5 = 32$ | 31 | 20 | 5 | 25 | 7,588 |
| | 63 | 20 | 21 | 105 | 7,88 |
| | 127 | 20 | 53 | 265 | 10,14 |

Анализ графиков (рисунки 2-5) и таблицы 1 показывает, что наибольшей помехоустойчивостью обладают коды Рида-Соломона с параметрами (31,13,9) при основании кода $q = 256$, (31,15,8) при $q = 128$, (31,17,7) при $q = 64$ и (31,20,5) при $q = 32$, так как именно они, из всех представленных в таблице 1, позволяют обеспечить заданное значение $P_b = 10^{-6}$ при наименьших значениях отношения сигнал/шум (во всех случаях значение отношения сигнал/шум соизмеримо и находится в пределах $7 < h_0^2 < 8$). Вместе с тем, код с параметрами (127,13,57) при $q = 256$ позволяет исправить пакет ошибок длиной 456 двоичных символов, однако для обеспечения заданного значения $P_b = 10^{-6}$ в этом случае требуется значительно большее значение отношения сигнал/шум $h_0^2 = 11{,}75$, то есть при увеличении значения $T_П$ увеличивается значение $h_0^2$. Следовательно, оптимальным является код Рида-Соломона ($q$=256) с параметрами (31,13,9), позволяющий обеспечить заданное значение $P_b = 10^{-6}$ при отношении сигнал/шум $h_0^2 = 7{,}959$ и гарантирующий исправление пакета ошибок длиной $T_П = 9 \cdot \log_2 256 = 72$ двоичных символа.

Замечание 1. Используемые коды Рида-Соломона являются систематическими, исправляют $T_и = \lfloor 0.5(N_q - K_q) \rfloor$ ошибочных недвоичных символов, при декодировании могут реализовывать два известных алгоритма декодирования [1,10]:

-алгоритм Берлекэмпа-Месси;

-алгоритм Рида-Соломона.

Из-за сложности реализации режима исправления пакетов ошибок в декодере в основном используется режим обнаружения ошибок. В этом случае число обнаруживаемых ошибок равно $T_{обн} = N_q - K_q + 1 > T_И$ [10]. Однако в режиме обнаружения ошибок декодером требуется канал обратной передачи, который не всегда может быть.

Предложение 1. Целесообразно использовать несистематические недвоичные коды, полученные в ходе исследований и имеющие, в отличие от известных систематических недвоичных кодов Рида-Соломона, минимальное кодовое расстояние

$D_{\min}$, равное длине кодовой комбинации $N_q$ при числе двоичных информационных символов $k$=8. Очевидно, при $k$=8 такие недвоичные коды можно декодировать по методу максимального правдоподобия, то есть оптимально, а изменяя длину кодовой комбинации $N_q = \text{var}$ можно изменять (уменьшать или увеличивать) число исправляемых символов кода, в том числе в каналах передачи данных с пакетированием ошибок [10]. Такой метод декодирования позволяет отказаться от сложных алгоритмов Рида-Соломона и Берлекэмпа-Месси, то есть максимально упростить декодирование в режиме исправления ошибок в принятых недвоичных символах и сократить время декодирования.

Во второй платформе корректирующего кодирования данных предполагается применение каскадного кода: внешнего кода Рида-Соломона и внутреннего двоичного свёрточного кода с жёстким декодированием по алгоритму Витерби [2]. Алгоритм кодирования Рида-Соломона строится над полем Галуа GF($2^m$)=GF(256), то есть $m$=8, что удобно для байтовой структуры сообщений. Обобщённая структурная схема СПД ОНЧ-НЧ диапазона с применением такой платформы корректирующего кодирования представлена на рисунке 6.

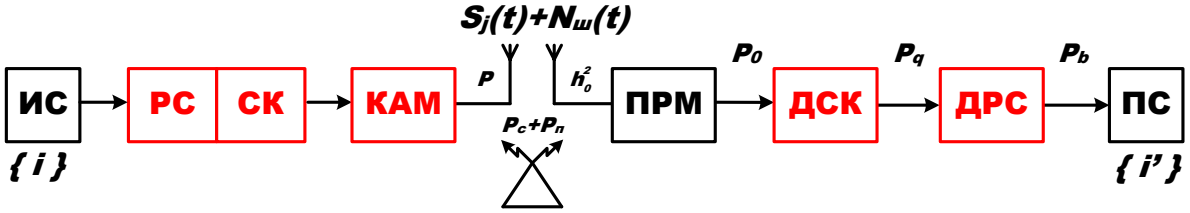



Рисунок 6 – Обобщённая структурная схема СПД ОНЧ-НЧ диапазона с применением второй платформы корректирующего кодирования

На рисунке 6 красным цветом выделены вносимые в СПД ОНЧ-НЧ диапазона конструктивные изменения: РС – кодер Рида-Соломона; СК – кодер двоичного сверточного кода; КАМ – модулятор с двоичной квадратурной амплитудной модуляцией; ДСК – декодер свёрточного кода; ДРС – декодер Рида-Соломона.

В такой схеме кодирования данных определим:

– вероятность ошибки в приеме двоичного символа $P_0$ на входе декодера Витерби

$$P_0 = erfc\left(\sqrt{2\log_2(M)h_0^2\sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right)}\right); \quad (5)$$

– вероятность ошибочного декодирования элемента недвоичного кода на входе недвоичного декодера (или на выходе декодера Витерби)

$$P_q = \sum_{i=t_u+1}^{n_0} C_{n_0}^i P_0^i (1-P_0)^{n_0-i}, \quad (6)$$

где $n_0$ – «окно» сверточного декодирования, длина которого равна (2...5)К и зависит от «просвета» кода (свободного кодового расстояния $d_f$); К – длина кодового ограничения, равная числу разрядов регистра сдвига сверточного кодера; $t_u = \lfloor 0{,}5(d_f - 1) \rfloor$ – число ошибок, гарантированно исправляемых свёрточным кодом;

– вероятность появления ошибки в декодированном символе по выражению (2);

– вероятностью битовой ошибки, равную согласно выражения (4) для $m$=8:

$$P_b = \frac{2^{8-1}}{2^8 - 1} \cdot P_E \approx \frac{1}{2} P_E. \quad (7)$$

В конечном виде выражение для определения вероятности битовой ошибки примет вид:

$$P_b = \frac{1}{2N_q}\sum_{i=T_u+1}^{N_q} iC_{N_q}^{i}\left(\sum_{j=t_u+1}^{n_0} C_{n_0}^{j}P_0^{j}\left(1-P_0\right)^{n_0-j}\right)^{i}\left(1-\sum_{j=t_u+1}^{n_0} C_{n_0}^{j}P_0^{j}\left(1-P_0\right)^{n_0-j}\right)^{N_q-i} =$$

$$= \frac{1}{2N_q}\sum_{i=T_u+1}^{N_q} iC_{N_q}^{i}\left(\sum_{j=t_u+1}^{n_0} C_{n_0}^{j}\left(erfc\left(\sqrt{2\log_2(M)h_0^2\sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right)}\right)\right)^{j}\left(1-erfc\left(\sqrt{2\log_2(M)h_0^2\sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right)}\right)\right)^{n_0-j}\right)^{i} \times \quad (8)$$

$$\times\left(1-\sum_{j=t_u+1}^{n_0} C_{n_0}^{j}\left(erfc\left(\sqrt{2\log_2(M)h_0^2\sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right)}\right)\right)^{j}\left(1-erfc\left(\sqrt{2\log_2(M)h_0^2\sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right)}\right)\right)^{n_0-j}\right)^{N_q-i}.$$

Для свёрточного кода со скоростью 2/3 и $K$=8 значение $d_{\min}=7$, окно декодирования $n_0$=20, $t_u$=3 [6]. График зависимости вероятности битовой ошибки $P_b$ от отношения сигнал/шум $h_0^2$ для предложенной платформы корректирующего кодирования, построенный по выражению (8) с использованием программной среды MathCad, представлен на рисунке 7.

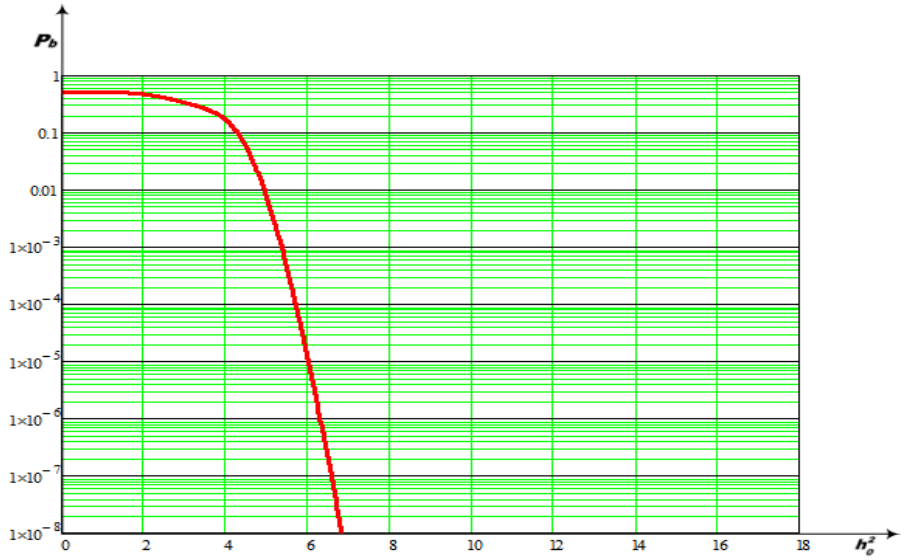



Рисунок 7 – График зависимости $P_b = f\left(h_0^2\right)$ при $n_0=20$, $t_u=3$, $M=256$, $N_q=31$, $T_И=9$

Численные расчеты и анализ графика (рисунок 7) показывают, что:

– применение каскадного кодирования (код Рида-Соломона с основанием $q$=256 с параметрами (31,13,9) совместно с двоичным свёрточным кодом со скоростью 2/3 и $K$=8) позволяет работать при небольших значениях $h_0^2$ на входе демодулятора, заданная вероятность ошибочного приёма бита сообщения $P_b \le 10^{-6}$ достигается при $h_0^2 = 6{,}317$ дБ;

– длина пакета ошибок, теоретически исправляемых таким кодом, равна $T_П = T_И \cdot n_0 = 180$ двоичных символов.

Это, в целом, положительная сторона платформы кодирования, учитывая, что для её реализации не требуется расширение полосы рабочих частот.

Предложение 2. Для обеспечения вероятности $P_b \le 10^{-6}$ при $P_0 \ge 0.06$ целесообразно использовать новые недвоичные коды ($q$=256), полученные преобразованиями двоичных последовательностей Рида-Маллера на длине $n=2^m$, где $m$=8. Такие коды имеют $D_{q\min} = N_q$, $K = \log_2 q$, то есть обладают наивысшей корректирующей способностью и позволяют передавать сообщения байтовой

структуры [4], их декодирование осуществляется по принципу максимального правдоподобия в реальном масштабе времени.

Предложение 3. Двоичные свёрточные коды со скоростью 2/3 и жёстким декодированием по алгоритму Витерби, которые используются в качестве внутреннего кода, целесообразно заменить на двоичные турбокоды (композиционные итеративные коды) со скоростью 1/2, но допускающие мягкое декодирование [7].

Предложение 4. Для реализации двоичного турбокодирования данных использовать только двоичную квадратурную амплитудную модуляцию [5].

В результате исследования установлено, что СПД на основе турбокода (композиционного итеративного кода) и недвоичных кодов при ограниченных частотных ресурсах, заданной избыточности и дальности радиосвязи позволяет повысить помехоустойчивость системы (достоверность передаваемой информации) [9,11].

Обобщённая структурная схема СПД ОНЧ-НЧ диапазона перспективной резервной АСБУ РВСН с применением схемы каскадного кодирования на основе турбокода и недвоичного кода представлена на рисунке 8.

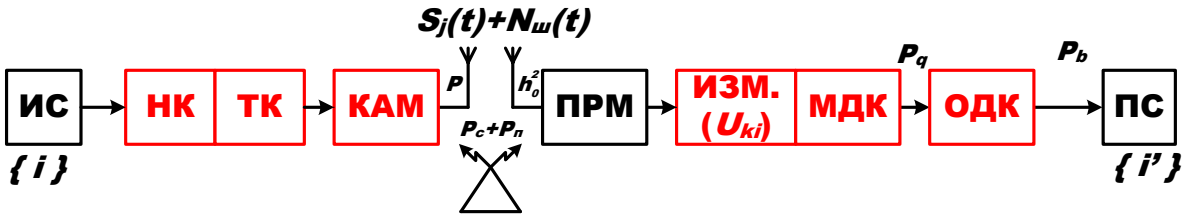



Рисунок 8 – Обобщённая структурная схема СПД ОНЧ-НЧ диапазона с применением третьей платформы кодирования

На рисунке 8 введены новые обозначения, выделенные красным цветом: НК – недвоичный кодер, ТК – кодер композиционного итеративного кода (турбокода), ИЗМ. – измеритель уровня канальных напряжений $U_{K_i}$; МДК – мягкий итеративный декодер турбокода; ОДК – оптимальный декодер недвоичного кода.

Применение предложенной схемы каскадного кодирования на основе турбокода и недвоичного кода (рисунок 8) подразумевает внесение изменений в кодер, а именно введение НК и ТК, осуществляющих кодирование данных от ИС в два этапа (ступени), образуя каскадную схему кодирования. На первой ступени данные кодируются в НК недвоичным кодом, а на второй разработанным в ходе исследования двоичным турбокодом. После ТК закодированные данные подаются на вход модулятора с двоичной квадратурной модуляцией.

Обобщённая структурная схема предлагаемой каскадной схемы кодирования представлена на рисунке 9.

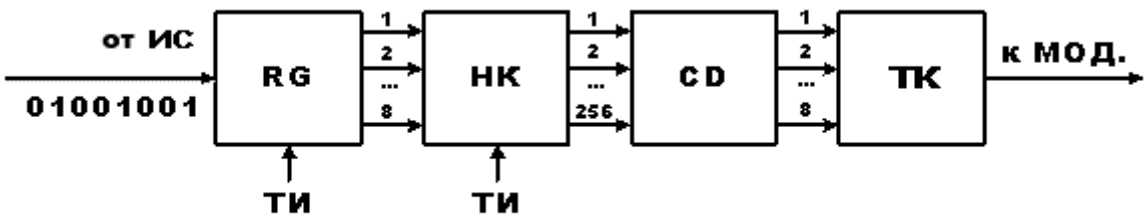



Рисунок 9 – Обобщённая структурная схема каскадной схемы кодирования

На рисунке 9 обозначены: RG – регистр сдвига, преобразующий последовательный код от ИС в параллельный; НК – недвоичный кодер; CD – дешифратор, преобразующий недвоичные символы в 8-ми битные двоичные кодовые последовательности; ТК – турбокодер.

Так же необходимо внесение изменений в структуру декодера.

Демодулятор и декодер являются единым устройством декодирования, имеющим следующие особенности: ИЗМ. составляет единое устройство с МДК поскольку не выдаёт решений о принятом сигнале, а выдаёт уровни напряжений сразу на мягкий итеративный декодер, в котором происходит мягкое итеративное декодирование принятой кодовой последовательности на основе отсчётов уровней напряжений амплитуды принятого сигнала. Декодированные мягким итеративным декодером данные поступают на вход ОДК недвоичного кода и имеют некоторую вероятность искажения недвоичного символа $P_q$. Оптимальный декодер недвоичного кода производит исправление пакетов ошибок, которые не были исправлены мягким итеративным декодером и выдаёт переданные данные с вероятностью $P_b$ на вход ПС.

Обобщённая структурная схема устройства декодирования предлагаемой каскадной схемы представлена на рисунке 10.

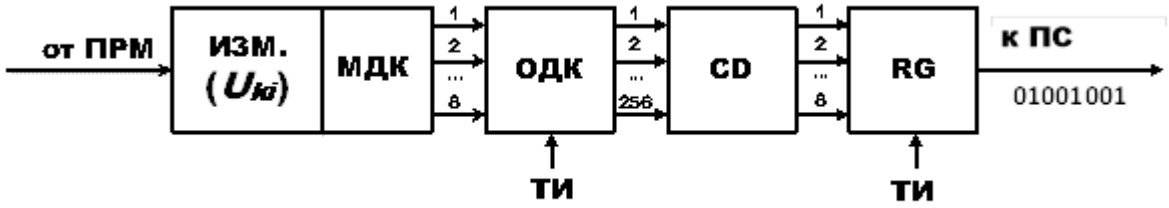



Рисунок 2.10 – Обобщённая структурная схема устройства декодирования

Целесообразность применения предложенной схемы кодирования на основе турбокода и недвоичного кода (каскадная схема кодирования) в СПД ОНЧ-НЧ диапазона обоснована полученными в ходе исследования статистическими характеристиками мягкого итеративного декодирования и оптимального декодирования.

Таким образом, в результате проведенного статистического анализа платформ корректирующего кодирования системы передачи данных ОНЧ-НЧ диапазона получены следующие результаты:

– в реальных каналах передачи данных значения вероятности $P_0$>0.06 (в специальных системах задаётся вероятность $P_0$=0.1), и даже лучшая система каскадного кодирования – недвоичный код ($q$=256) Рида-Соломона (31,13,9) и двоичный свёрточный код со скоростью 2/3 и декодированием по алгоритму Витерби – в этих условиях не обеспечивает заданную вероятность $P_b \le 10^{-6}$;

– увеличение избыточности недвоичного кода Рида-Соломона с целью повышения его корректирующих свойств приводит к сильному усложнению кодирующего устройства и, это главное, невозможности практически реализовать в реальном масштабе времени процесс декодирования, так как известные алгоритмы декодирования Берлекэмпа-Месси и Рида-Соломона ориентированы на конечное число локаторов ошибок и конечное число исправляемых двоичных ошибок в недвоичных символах (именно поэтому многие стандарты информационного обмена кодирование Рида-Соломона не используют);

– увеличение длины внутреннего двоичного кода с целью увеличения его корректирующих свойств приводит к противоречивым результатам:

а) с одной стороны, растёт помехозащищённость передачи, так как увеличивается число исправляемых ошибок, вызванных преднамеренными помехами;

б) с другой стороны, уменьшается энергия одного символа двоичного кода на передачу, и резко увеличивается вероятность ошибочного приёма двоичного символа на выходе демодулятора;

в) значительно расширяется требуемая полоса рабочих частот;

– в результате исследования установлено, что СПД ОНЧ-НЧ диапазона на основе турбокода (композиционного итеративного кода) и недвоичных кодов при ограниченных частотных ресурсах, заданной избыточности и дальности радиосвязи позволяет повысить помехоустойчивость системы (достоверность передаваемой информации).

## Литература

1. Берлекэмп, Э. Алгебраическая теория кодирования / Э. Берлекэмп. – Пер. с англ. – М.: Мир, 1971 г.

2. Волков, Л.Н. Системы цифровой радиосвязи / Л.Н. Волков, М.С. Немировский, Ю.С. Шинаков. – М.: Экотрендд, 2005 г. – 392 с.

3. Галкин В.А. Цифровая мобильная радиосвязь. Учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 432 с.

4. Зеленевский, В.В. Синтез недвоичных корректирующих кодов преобразованиями двоичных последовательностей Рида-Маллера / Ю.В. Зеленевский, Е.В. Шмырин // г.Серпухов: Известия института инженерной физики, – 2013. -№2. – С.36-39.

5. Зеленевский, В.В. Статистический анализ воздействия импульсных помех на мягкое декодирование двоичных ФМ сигналов / Ю.В. Зеленевский, Е.В. Шмырин // г.Серпухов: Известия института инженерной физики, – 2013. -№1. –С.47-49.

6. Зеленевский, Ю.В. Имитационное моделирование процессов декодирования двоичных блочных и свёрточных кодов и оценка их эффективности / Ю.В. Зеленевский [и др.] // Известия института инженерной физики. – 2009 г. - №4. – С. 56-60.

7. Зеленевский, Ю.В. Оценка статистических характеристик мягкого декодирования итеративных композиционных кодов. / Б.М. Наконечный. // Проблемы эффективности и безопасности функционирования сложных технических и информационных систем. Труды XXXI Всероссийской НТК. Часть 2. – Серпухов: ФГКВОУ ВПО «Военная академия РВСН им. Петра Великого МО РФ (филиал г.Серпухов Московская обл.)», 2012г. –С.55-57.

8. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1982. – 304 с.

9. Савельев К.В. Влияние основания корректирующего кода на статистические характеристики оптимального декодирования. // Сб. научн. тр. I-й Всероссийской НТК «Расплетинские чтения» ГСКБ «Алмаз-Антей» им. академика А.А. Расплетина. – 2014.

10. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – 2-е изд., испр. / Б. Скляр. Пер. с англ. – М.: Издат. дом «Вильямс», 2003 г. – 1104 с.

11. Dolinar. S. Weight Distribution for Turbo Codes Using Random and Nonrandom Permutation / S. Dolinar, D. Divsalar. // TDA Progress Report. – Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, California. – August, 1999. – P. 42-122.

**Сведения об авторах**

Зеленевский Владимир Владимирович, 1948 года рождения
Название ВУЗа и год его окончания: Московская военная академия имени Ф.Э. Дзержинского, 1981.
Направления научных исследований: разработка принципов построения робастных систем передачи информации на основе эффективных методов использования энергетических и частотных ресурсов каналов радиосвязи с широкополосным доступом, обеспечивающих наибольшее приближение к теоретическом пределу К. Шеннона в условиях воздействия преднамеренных и непреднамеренных помех различных видов и стратегий постановки.
Год защиты диссертации: 2003 (дтн).
Место работы: филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого (г. Серпухов).
Электронный адрес: akoprvsn@mail.ru

Джелаухян Акоп Юрьевич, 1981 года рождения
Название ВУЗа и год его окончания: Ростовский военный институт Ракетных войск, 2003.
Направления научных исследований: разработка принципов построения робастных систем передачи информации на основе эффективных методов использования энергетических и частотных ресурсов каналов радиосвязи с широкополосным доступом, обеспечивающих наибольшее приближение к теоретическом пределу К. Шеннона в условиях воздействия преднамеренных и непреднамеренных помех различных видов и стратегий постановки.
Год защиты диссертации: ----
Место работы: филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого (г. Серпухов).
Электронный адрес: akoprvsn@mail.ru

# МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДОСТАВКИ МНОГОПАКЕТНОГО СООБЩЕНИЯ В ТРАКТЕ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НАПРАВЛЕНИЯ «ЗЕМЛЯ-БОРТ»

Сорокин О.И.

В статье рассматривается модель доставки многопакетного сообщения по многоканальному асимметричному тракту передачи данных, когда в направлении земля-борт имеется несколько каналов связи, а в обратном направлении один канал, который реализует подтверждение принятых сигналов.

# MATHEMATICAL MODEL OF DELIVERY OF THE MULTIPACKAGE MESSAGE IN A PATH OF DATA TRANSMISSION OF A DIRECTION "EARTH-BOARD"

Sorokin O.I.

In article the model of delivery of the multipackage message on a multichannel asymmetric path of data transmission when in a direction the earth-board is available some communication channels, and in the opposite direction one channel which realises acknowledgement of the accepted signals is considered.

Известно, что самолеты военного назначения, самолеты МЧС и других министерств и ведомств в ходе своего полета могут выполнять различные целевые задачи. При этом совокупность задач в ходе полета может меняться в зависимости от складывающейся обстановки. Выполнение тех или иных задач требует наличия на борту самолета некоторого объема данных, необходимых для реализации траектории полета и выполнения соответствующих маневров и задач. Доставка большого объема информации на борт самолета представляет собой нетривиальную задачу, поскольку она должна произойти в сжатые сроки и с высокой достоверностью. Как правило, информационный тракт «земля-борт» строится с использованием декаметровых каналов. Это связанно с тем, что расстояние от командного пункта (центра управления полетом) до борта летательного аппарата может достигать несколько тысяч километров [1]. Однако пропускная способность существующих декаметровых каналов на таких расстояниях невысока (1200, 2400 бит/с). Доставка больших объемов информации при таких скоростях передачи требует значительного времени. Снижение времени доставки, и сохранение требуемой достоверности предлагается реализовать с помощью асимметричного тракта передачи данных, состоящего из совокупности параллельных каналов передачи данных (КПД), созданных на основе декаметровых каналов в направлении земля – борт, и одного КПД в направлении борт – земля, также реализованного на базе декаметрового канала. При этом передача информации на борт реализуется путем распараллеливания потока данных источника сообщений на пакеты, передачи пакетов по парциальным (отдельным) КПД (1…q), а квитирование всех принятых пакетов реализуется по обратному КПД [1]. Функцию распараллеливания данных на передающей стороне выполняет демультиплексор (DMUX), а функцию приема информации со всех КПД на приемной стороне и передачу ее получателю сообщений выполняет мультиплексор (MUX). Обобщенная структура асимметричного тракта передачи данных представлена на рисунке 1.

Доставку пакетов во всех парциальных КПД предлагается реализовывать на основе протокола канального уровня X.25. Отметим, что данный протокол ориентирован на реализацию технологии пакетной коммутации на каналах низкого

качества, где вероятность битовой ошибки в канале может достигать величины $10^{-2}$, что характерно для декаметровых каналов, при этом требуемая достоверность доведения обеспечивается за счет помехоустойчивого кодирования и реализации принципа решающей обратной связи [2].

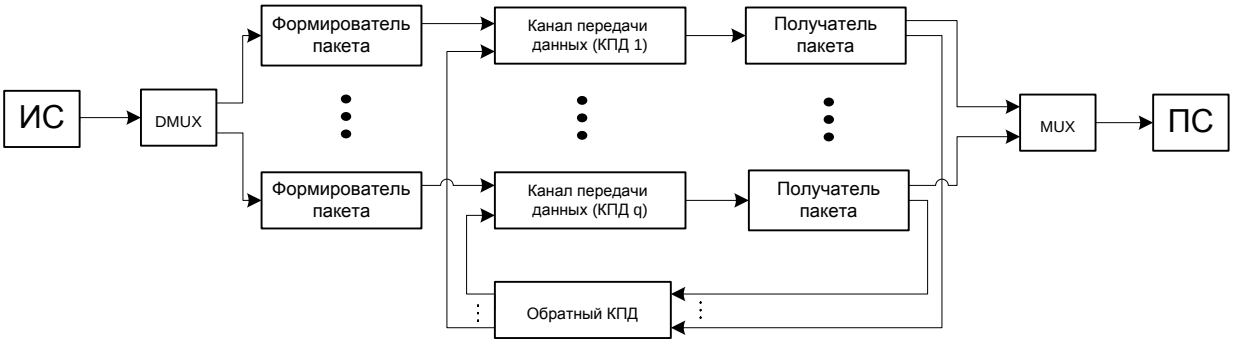



Рисунок 1 – Обобщенная структура асимметричного тракта передачи данных

Выполнение требования по оперативности доставки всего МПС реализуют парциальные КПД, по каждому из которых передается некоторая совокупность пакетов (кадров) общего МПС. Поэтому, чтобы оценить оперативность доставки МПС во всем асимметричном тракте передачи данных, необходимо, прежде всего, оценить оперативность доставки совокупности пакетов в одном КПД. Для этого требуется построить модель процесса доставки нескольких пакетов по парциальному КПД. При этом без снижения общности будем считать, что по парциальному КПД передается некоторое МПС.

Процесс доставки МПС в рассматриваемом парциальном КПД есть случайный процесс, т.к. в непрерывном канале связи действуют помехи. Время процесса доставки МПС дискретно, что обусловлено передачей пакета или квитанции. Число состояний процесса доставки МПС конечно. И, кроме того, в исследуемом процессе доставки МПС соблюдается основное марковское свойство: переход процесса из текущего состояния в какие-либо другие состояния зависит только от этого состояния и не зависит от того, как процесс в это состояние пришел. Тогда данный процесс есть поглощающая конечная марковская цепь (ПКМЦ) [3,6].

В теории ПКМЦ анализируемые процессы представляются в виде графа состояний и переходов (ГСП). Анализируемый процесс доставки МПС реализуется за конечное число шагов (выдач пакетов или квитанций). Следовательно, в данном ГСП должны быть два поглощающих состояния: состояние доведения МПС и состояние недоведения МПС. Кроме того, создаваемый ГСП должен учитывать конкретное конечное число шагов (повторов пакетов). ГСП, удовлетворяющий таким требованиям, будем называть *ситуационным двудольным* ГСП [4].

ГСП на рисунке 2 описывает процесс передачи одного пакета при использовании двух повторов. В данном графе состояние 5 и 6 являются поглощающими и характеризуют недоведение и доведение пакета соответственно.

Оперативность доставки МПС в парциальном КПД принято оценивать вероятностно-временными характеристиками (ВВХ), под которыми понимают зависимость вероятности доведения от времени. Для исследуемого процесса, ГСП которого представлен на рисунке 2, ВВХ будут представлять собой зависимость вероятности состояния 6 от числа шагов или от времени. Данная зависимость находится на основе уравнения Колмогорова-Чепмена (УКЧ) [3].

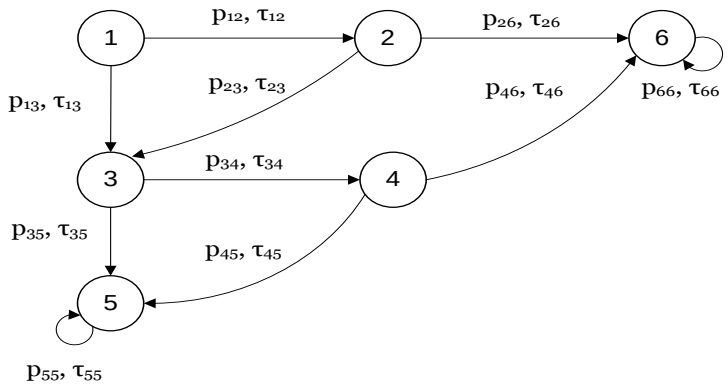



Рисунок 2 - ГСП доставки однопакетного сообщения при двух повторах.

$$P_{s\langle n\rangle}^{(k)} = P_{s\langle n\rangle}^{(0)} P_{[n,n]}^{k} = P_{s\langle n\rangle}^{k-1} P_{[n,n]} \tag{1}$$

где

$$P_{s\langle n\rangle}^{(0)} = \left\langle P_{s_1}^{(0)}, P_{s_2}^{(0)}, ..., P_{s_i}^{\langle 0\rangle}, ..., P_{s_n}^{(0)} \right\rangle \tag{2}$$

- вектор вероятностей состояний процесса на нулевом шаге;

$P_{s\langle n\rangle}^{k-1}$, $P_{s\langle n\rangle}^{(k)}$ - вектор вероятностей состояний процесса соответственно на (*k*-1)-м и *k*-м шагах;

0, (*k*-1), *k* - номер интервала, называемого шагом переходов, на котором рассматривается поведение процесса;

$P_{[n,n]}$ - матрица переходных вероятностей (МПВ). МПВ данного графа имеет вид:

$$P_{[6.6]} = \begin{bmatrix} 0 & p_{12} & p_{13} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p_{23} & 0 & 0 & p_{26} \\ 0 & 0 & 0 & p_{34} & p_{35} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p_{45} & p_{46} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p_{55} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{66} \end{bmatrix} \tag{3}$$

Элементы матрицы для данного ГСП находятся по следующим выражениям:

$$\begin{gathered} p_к = (1 - p_о)^{L_к} = p_{12} = p_{34}; \\ q_к = 1 - p_к = p_{13} = p_{35}; \\ p_{кв} = (1 - p_о)^{L_{кв}} = p_{26} = p_{46}; \\ q_{кв} = 1 - p_{кв} = p_{23} = p_{45}; \\ p_{55} = p_{66} = 1. \end{gathered} \tag{4}$$

где $p_к$ – вероятность доведения кадра, $q_к$ - вероятность недоведения кадра, $p_{кв}$ - вероятность доведения квитанции, $q_{кв}$ - вероятность недоведения квитанции, $L_к$ - длина передаваемого кадра [бит], $L_{кв}$ - длина передаваемой квитанции [бит], $p_о$ - вероятность битовой ошибки в канале связи.

Анализ вышеуказанных ГСП показывает, что с увеличением числа пакетов в МПС и количества допустимых повторов передачи одного пакета такой граф существенно усложняется. Однако в нем имеются некие инварианты - сегменты графа, которые неизменны (ядро) (на рисунке 2 ядро - это совокупность взаимосвязанных состояний 1-2-3). Этот факт позволил создать некий алгоритм автоматического синтеза таких ГСП, а соответственно, и МПВ. Данные правила были составлены на базе метода математической индукции при анализе обобщенного ГСП, описывающего доставку МПС и представлены в [4].

Протокол X.25 содержит рекомендации по формату информационного и квитанционного кадров [2]. В виду того, что в каждом парциальном КПД тракта земля-борт реализовано соединение «точка-точка», предлагается следующий формат кадра и квитанции:

| М | ПУ | $I_к$ | CRC |
|---|---|---|---|
| 1 байт | 1 байт | | 2 байта |

Рисунок 3 – Используемый формат передаваемого кадра в соединении «точка-точка».

где $I_k$ – информационная часть кадра.

Необходимой служебной частью будет являться наличие:
- 1 маркера, которым будут начинаться все передаваемые кадры, а окончанием передачи кадра будет служить маркер передачи следующего кадра;
- поле управление (ПУ), состоящее из номера пакета;
- последовательность проверки кадра (CRC) .

В свою очередь квитанция отправляемая получателем будет состоять:
- маркер в начале квитанции и маркер в конце квитанции;
- поле управление, состоящее из номера пакета (7 бит) и признака доведения (1 бит);
- последовательность проверки квитанции (1 байт).

| М | ПУ | CRC | М |
|---|---|---|---|

Рисунок 4 – Используемый формат передаваемой квитанции в соединении «точка-точка».

Для выбора оптимального значения $I_k$ рассмотрим процесс передачи трехпакетного сообщения с возможностью повтора каждого пакета 3 раза. С определенного момента данный процесс достигнет своего финального состояния – это будет состояние либо доведения, либо недоведения сообщения. А значит, ситуационные графы позволяют получить:

1) Аналитическое выражение финальной вероятности доведения. Для данного процесса с 18 шага вероятность доведения изменяться не будет.

$$Ð^{(18)}_{äîâ} = p_ê^3 \cdot p_{êâ}^3 \cdot (p_ê^2 \cdot q_{êâ}^2 + 2 \cdot p_ê \cdot q_ê \cdot q_{êâ} + p_ê \cdot q_{êâ} + q_ê^2 + q_ê + 1)^3 \quad (5)$$

учитывая (4), следует:

$$P_{äîâ} = f(L_k, p_0) \quad (6)$$

2) Частные производные $P_{дов}$ по $L_к$ и $p_0$.

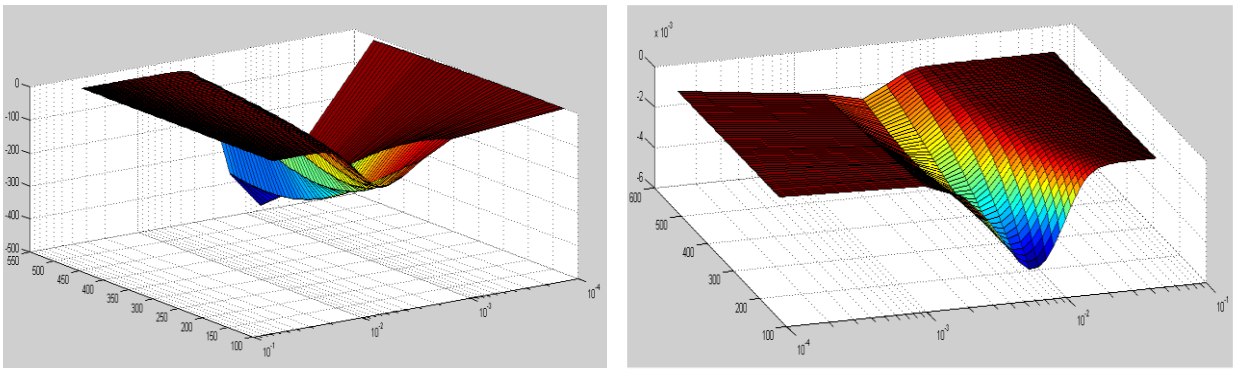


Рисунок 5 – Частная производная

а) от $P_{дов}$ по $L_к$. б) от $P_{дов}$ по $p_0$.

По полученным графикам можно сделать вывод, что наименьшую чувствительность производная имеет в границах длины кадра 150-200 бит.

Применив полученные правила синтеза [4] построим график ВВХ процесса доведения различного числа кадров при разной вероятности битовой ошибки в канале связи.

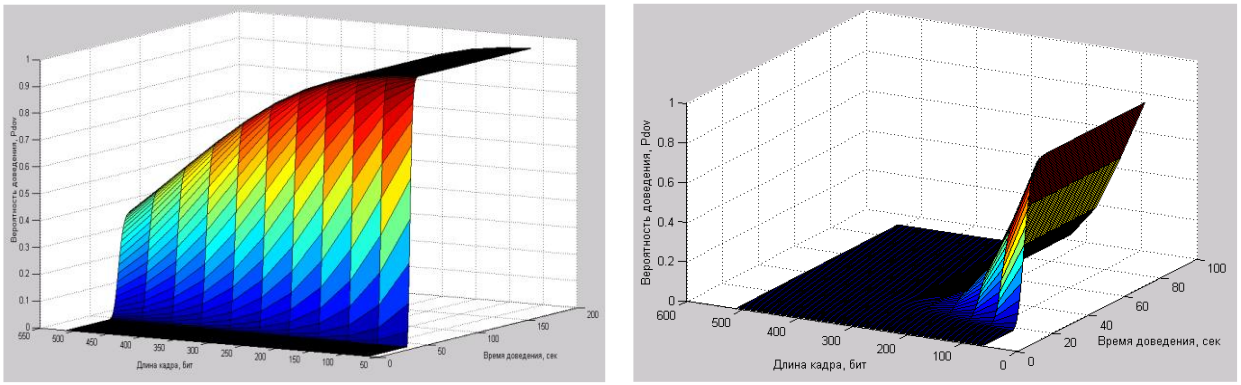



Рисунок 6 – Трехмерный график ВВХ процесса доставки МПС

а)30 кадров с $p_0=10^{-3}$ . б) 10 кадров с $p_0=5\cdot10^{-3}$.

Исследуя полученные зависимости длины кадра от вероятности битовой ошибки в канале связи, будем считать оптимальным значением длины передаваемого кадра в составе многопакетного сообщения равным 200 бит, из которых 168 бит полезная нагрузка и 32 бита необходимая служебная часть.

Необходимость надежного доведения МПС в системах передачи данных требует использования всех потенциальных возможностей, заложенных в способе многократного повторения сообщений. Такими потенциальными возможностями являются применение накопления повторов и использование всех возможных поразрядных мажоритарных проверок на текущем множестве повторов, имеющихся на текущем шаге приема. Даже при небольшом числе принятых повторов общее число возможных мажоритарных проверок (МП) значительно повышает достоверность.

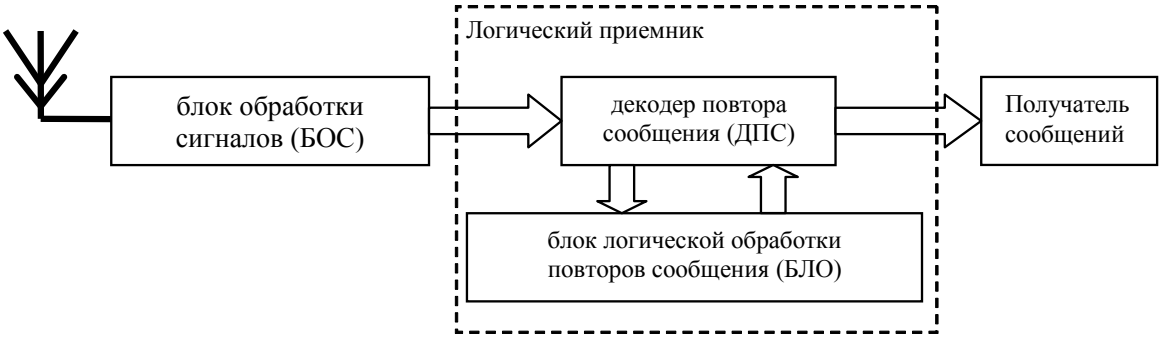



Рисунок 7- Структурная схема логического приемника.

На приемной стороне радиосигналы обрабатываются (демодулируются) в блоке обработки сигнала (БОС) согласно используемому методу модуляции обработки, и сформированные символы поступают в декодер повтора сообщения (ДПС). В ДПС осуществляется декодирование сообщения согласно используемому алгоритму. Причем ДПС может работать как в режиме обнаружения, так и в режиме исправления ошибок. Если ошибок в принимаемом сообщении нет, или они все исправлены, то декодированное сообщение из ДПС выдается получателю сообщения (ПС). Если ошибки есть, то данный повтор поступает в блок логической обработки (БЛО) повторов сообщения. Если в БЛО накоплено три и более повторов, то последний осуществляет их логическую обработку, а именно: производит МП по всем возможным типам. МП повторов сообщения происходит поразрядно.

Под типом МП понимаются процедуры обработки повторов сообщения вида [5]:

n/m

где m - основание МП, т.е. количество повторов (разрядов) сообщения по которым производится МОП;

n - количество повторов (разрядов) по которым выносится решение МП.

После выполнения текущей МП в БЛО «собирается» сообщение, которое отправляется на декодирования в ДПС. После успешного декодирования в ДПС оно поступает к получателю сообщений.

Очевидно, что применение МП обеспечивает снижение вероятности ошибки на элементарный символ (улучшает помехоустойчивость), и соответственно повышение достоверности сообщения. Эту вероятность ошибки будем называть эквивалентной.

Эквивалентная вероятность ошибки - вероятность, которая получена в результате применения МП конкретного типа.

Рассчитаем вероятность эквивалентной ошибки каждого из типов МП не имеющих неопределенности (2/3, 3/5, 4/7, 5/9):

$$
\begin{aligned}
P_{\acute{y}\hat{e}\hat{a}}^{(2/3)} &= p_0^3 + C_3^2 p_0^2 \cdot (1 - p_0) \\
P_{\acute{y}\hat{e}\hat{a}}^{(3/5)} &= p_0^5 + C_5^4 p_0^4 \cdot (1 - p_0) + C_5^3 p_0^3 \cdot (1 - p_0)^2 \\
P_{\acute{y}\hat{e}\hat{a}}^{(4/7)} &= p_0^7 + C_7^6 p_0^6 \cdot (1 - p_0) + C_7^5 p_0^5 \cdot (1 - p_0)^2 + C_7^7 p_0^4 \cdot (1 - p_0)^3 \\
P_{\acute{y}\hat{e}\hat{a}}^{(5/9)} &= p_0^9 + C_9^8 p_0^8 \cdot (1 - p_0) + C_9^7 p_0^7 \cdot (1 - p_0)^2 + C_9^6 p_0^6 \cdot (1 - p_0)^3 + C_9^5 p_0^5 \cdot (1 - p_0)^4
\end{aligned}
\qquad (5)
$$

Обобщая данные выражения, можно получить формулу для нахождения эквивалентной вероятности ошибки на элементарный символ при произвольной МП n/m, которая имеет вид:

$$Ð_{ýêâ}^{(n/m)} = \sum_{i=0}^{n-1} C_m^{m-i} \cdot ð_0^{m-i} \cdot (1 - ð_0)^i \tag{6}$$

Необходимо отметить, что при получении трех повторов (M=3) применяются МП типа 2/3 (происходит одна проверка), при M=4 применяются МП типа 2/3 (происходит три проверки, т.к. не учитывается та проверка 2/3, которая проведена при M=3), при M=5 применяются МП типа 2/3 (6 проверок) и МП типа 3/5 (1 проверка) и т.д.

Таким образом, каждый последующий повтор снижает эквивалентную вероятность битовой ошибки. Это наглядно продемонстрировано на рисунке 8.

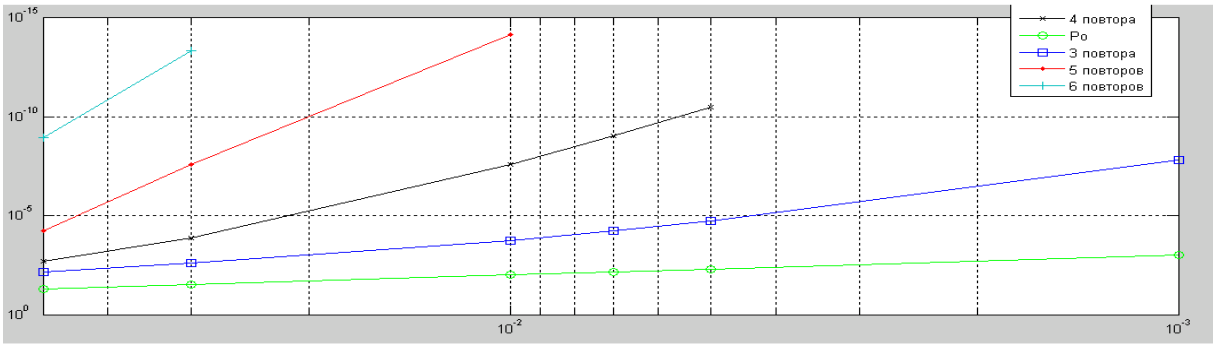



Рисунок 8 – График значений эквивалентной вероятности битовой ошибки при МОП.

В свою очередь, зная требуемую вероятность доведения и требуемый объем информации, который необходимо доставить на борт, мы можем вычислить какая должна быть вероятность битовой ошибки в канале связи, чтобы передать информацию с требуемой вероятностью доведения и при помощи увеличения числа повторов достичь ее.

$$\begin{aligned} P_{äîâ} &= (1 - p_o)^{I_{îáù}} \\ p_o &= 1 - \sqrt[I_{îáù}]{P_{äîâ}} \end{aligned} \tag{7}$$

где $I_{общ}$ включает в себя совокупность полезной информации, а также, служебную часть кадров.

Увеличив число повторов на передаваемые кадры, и применив МОП, мы выполняем требования к информационному обмену по вероятности доведения, а увеличивая число каналов связи в направлении земля-борт – уменьшаем время доведения, при этом вероятность доведения не ухудшается. Это доказывается аналитически:

$$P_{äîâ}^{(u/2)} \cdot P_{äîâ}^{(u/2)} = [P_{äîâ}^{(u/2)}]^2 = P_{äîâ}^u \tag{8}$$

- вероятность доведения МПС состоящего из u пакетов останется неизменна при передачи МПС по двум каналам (u/2), а значит справедливо:

$$[P_{äîâ}^{(\frac{u}{q})}]^q = P_{äîâ}^u, \tag{9}$$

но при этом:

$$T_{\ddot{a}\hat{i}\,\hat{a}}^{(\frac{u}{q})} < T_{\ddot{a}\hat{i}\,\hat{a}}^{(u)} \qquad (10)$$

## Литература

1. Войткевич К.Л. Современное оборудование сети авиационной электросвязи / Белоусов Е.Л., Кейстович А.В., Войткевич К.Л., Брянцев В.Ф., Сайфетдинов Х.И. // Системы и средства связи, телевидения и радиовещания. – 2012. – № 1-2. – С. 70-73.

2. Олифер В.Г., Олифер Н.А. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы./СПб. – Питер, 2012. - 944 с.

3. Информационный обмен в сетях передачи данных. Марковский подход: Монография / Цимбал В.А. – М.: «Вузовская книга», 2014. – 143 с.

4. Сорокин О.И., Лягин М.А., Бережной А.А., Хоптар В.В., Иванов С.Н. Особенности построения объектно-ориентированных графов ПКМЦ, адекватно описывающих процесс доведения МПС на канальном уровне с протоколом типа X.25 при фиксированном числе повторов [Текст] // Междун. конф. «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий» (REDS-2016); Доклады; Серия: науч. конф. посвящ. Дню радио. Рос. науч.-техн. общ. радиотехн., электрон. и связи им. А.С. Попова. М.: ООО «БРИС-М», 2016. Вып. LXXI. С. 497–501.

5. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. – М.: Советское радио, 1963. – 575 с.

6. Цимбал В.А., Вальваков А.М. Попов М.Ю. Анализ характеристик конечных марковских цепей при разных шагах переходов// Известия Института инженерной физики. 2011. №1. с.53

## Сведения об авторе

Сорокин Олег Игоревич, 1989 года рождения
Название ВУЗа и год его окончания: Серпуховской военный институт Ракетных войск, 2011.
Направления научных исследований: Информационный обмен в автоматизированных системах управления и связи
Место работы: филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого (г. Серпухов).
Электронный адрес: sorokin_oleg89@mail.ru

# ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА В СЕГМЕНТЕ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С УЧЕТОМ ДЕГРАДАЦИИ ЕЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ

Потапов С.Е.

В статье описанподход к определению части пропускной способности сегмента сети передачи данных с интеграцией служб, доступной для типовых его абонентов. Модель оценки загрузки сегмента сети приоритетными транзитными мультисервисными потоками данных базируется на анализе механизмов предоставления каналов связи для приложений реального времени и учитывает стохастической характер телекоммуникационных процессов.

# DEFINITION OF CHARACTERISTICS OF THE INFORMATION EXCHANGE IN THE SEGMENT OF THE NETWORK OF DATA TRANSMISSION TAKING INTO ACCOUNT DEGRADATION OF ITS THROUGHPUT

Potapov S.E.

The summary. In article the approach to forecasting accessible to use by the basic subscribers of a segment of a multiservice network of information transfer of its transmissive capacity taking into account granting of communication resources to choronomic priority subscribers for real time appendices is considered. Feature of offered mathematical apparatus is its invariancy to quantity and properties of considered transit streams from choronomic subscribers.

Управление распределёнными объектами в современном мире ориентировано на достижение информационной достаточности, увеличение скорости принятия решений, сокращение цикла управления, эффективности решения поставленных задач. При этом возрастает роль информационных, телекоммуникационных и автоматизированных систем, постоянно совершенствуются формы и способы их использования.

Существовавшие до недавнего времени ведомственные системы связи (в т.ч. силовых структур) были построены на основе изолированных систем различного назначения, ресурсы которых имели ярко выраженную «стволовую» структуру, что не обеспечивало требуемое «горизонтальное» информационное взаимодействие, и трудно адаптировалась к изменяющимся условиям применения объектов управления. Для преодоления возникших трудностей были определены концептуальные направления развития системы связи и комплексов средств автоматизации управления государственных объектов, а также начато создание национальной информационно-телекоммуникационной сети связи общего пользования [1].

Одной из задач создаваемой сети является предоставление комплексных ресурсов по передаче информации в интересах федеральных органов государственной власти и других ведомств.

Современные требования к сетям связи диктуют необходимость наращивания степени показателей безопасности, гибкости и масштабируемости. В развивающейся мультисервисной сети связи абонентам предоставлены традиционны телекоммуникационные услуги, формализация качества предоставления которых отображена в технологии QoS.

Для достижения требуемого уровня качества предоставляемых услуг в реальном масштабе времени необходимо решать задачу оптимизации распределения ресурсов сети, таких как резервирование пропусках способностей для различных категорий

телекоммуникационных сервисов для различных приоритетов абонентов, оперативная реконфигурация информационной топологии сети в случае образования перегрузок на отдельных направлениях сети, а также реорганизация логической топологии в случае перераспределения функциональной нагрузки между компонентами архитектуры. Отдельного внимания заслуживает задача мониторинга состояния сети и прогнозирование динамики её изменения для повышения эффективности выработки управленческих воздействий. Если выразить цель управления информационно-телекоммуникационной сетью как оптимизация параметров предоставления услуг связи, таких как средне время задержки пакетов, отклонение времени задержки, вероятность потери пакетов и другие, то необходимо при этом учитывать имеющиеся ограничения по общей пропускной способности каналов связи, величину внутренней и транзитной информационной нагрузки, а также временные ограничения на принятие решения по управлению.

При расчётах эксплуатационных характеристик отдельных подсетей обычно учитывают пропускные способности каналов связи и величину информационной нагрузки, создаваемой основными абонентами. При этом в сетях с пакетной коммутацией процедуры балансировки нагрузки позволяют эффективно использовать всю имеющуюся пропускную способность участка сети. Однако специфика построения ведомственных сетей связи определяет строгую приоритетность проходящего через сегмент сети транзитного абонентского трафика, который тем самым на некоторое время занимает ту или иную часть её пропускной способности. Таким образом остальная доступная собственным абонентам часть пропускной способности сегмента сети перераспределяется между ними.

На рисунке 1 представлен типовой сегмент мультисервисной сети связи заключённый между двумя граничными маршрутизаторами.

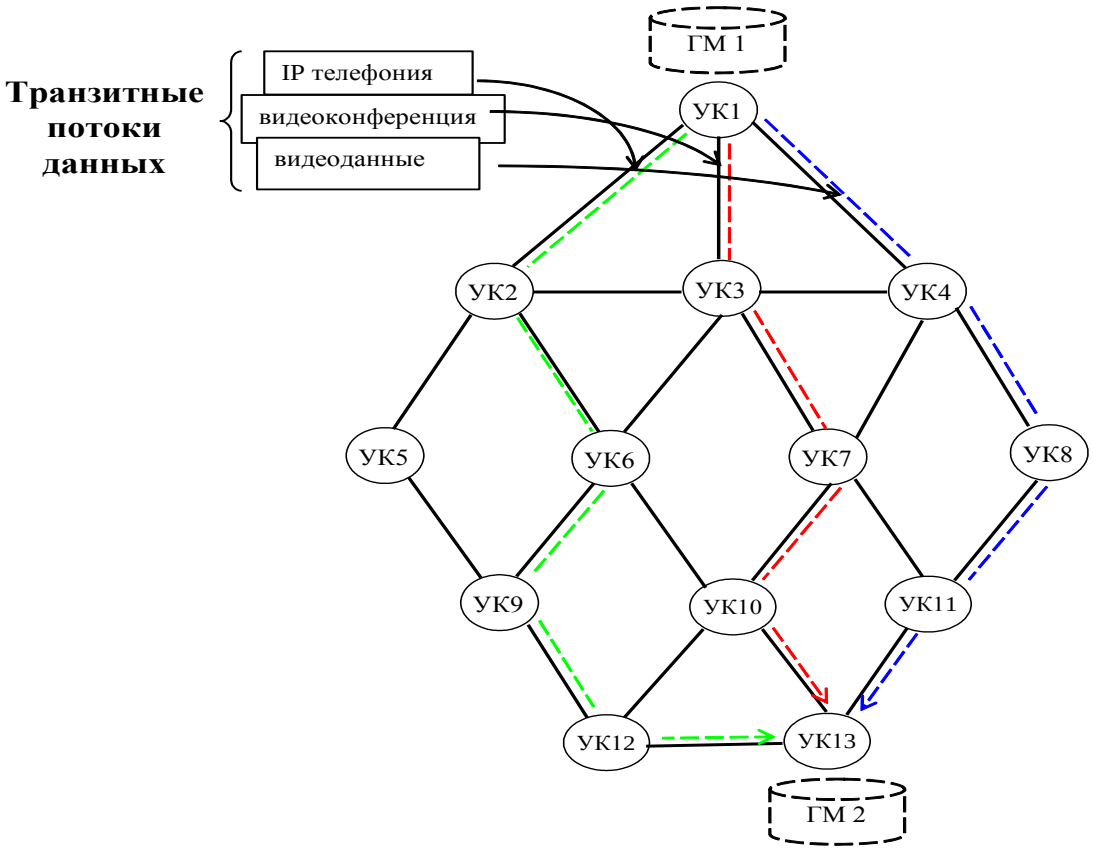



Рисунок 1 – Сегмент мультисервисной сети передачи данных

На рисунке 1 показано прохождение трёх транзитных потоков данных различной природы. В ведомственных сетях связи однотипные виды трафика как правило создаются типовым абонентским оборудованием. Поэтому справедливо полагать, что тот или иной транзитный поток данных, создаваемый приложением реального времени, требует строго определенный объем пропускной способности сети в заданном направлении. Если принять за пропускную способность сегмента сети между граничными маршрутизаторами некоторую величину $C$, определяемую, к примеру, по теореме о максимальном потоке и минимальном разрезе [2], то каждый транзитный поток данных будет забирать на себя определённую часть пропускной способности сети $C_i$. Таким образом, характеристики информационного обмена необходимо определять исходя из остаточной пропускной способности сегмента сети.

Для иллюстрации подхода к определению пропускной способности сети будем полагать возможность предоставления трёх основных ресурсоёмких сервисов реального времени: IP-телефония, видеопоток и видеоконференц-связь. Пусть один телефонный разговор занимает $C_m$ пропускной способности сегмента сети, один видеопоток – $C_в$, а конференция – $C_{вк}$. Тогда функционирование сегмента сети можно представить с помощью графа переходов состояний занятости ресурсов сети транзитными потоками (рисунок 2).

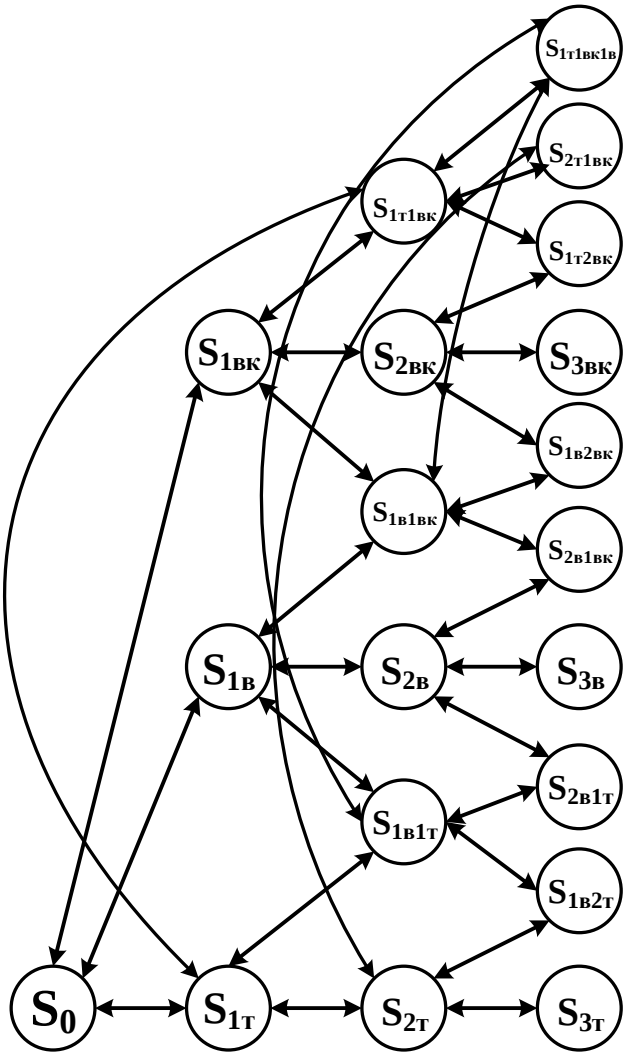



Рисунок 1 – Граф переходов состояний функционирования сегмента сети для трёх потоков

На рисунке состояние $S_0$ характеризует отсутствие транзитных потоков через исследуемый сегмент сети; состояния $S_{1т}$, $S_{1в}$, $S_{1вк}$ – соответственно наличие одного из возможных потоков данных; $S_{1т1в}$, $S_{1в1вк}$, $S_{1вк1т}$ два потока разного типа; $S_{2т}$, $S_{2в}$, $S_{2вк}$ – наличие двух однотипных потоков и т.д. Если известны статистические данные о промежутках времени возникновения различных потоков данных ($t_m$, $t_в$, $t_{вк}$) и их длительности ($\Theta_m$, $\Theta_в$, $\Theta_{вк}$), то переходы вправо будут осуществляться с соответствующими интенсивностями $\lambda_m = 1/t_m$, $\lambda_в = 1/t_в$, $\lambda_{вк} = 1/t_{вк}$, а переходы влевосоответственно $\mu_m = 1/\Theta_m$, $\mu_в = 1/\Theta_в$, $\mu_{вк} = 1/\Theta_{вк}$, кратнымиколичеству одновременно проключённых через сегмент сети потоков данных. Если также предположить пуассоновский характер возникновения и прекращения транзитных потоков, то задача прогнозирования доступной пропускной способности сегмента сети сворачивается к отысканию распределения вероятностей наличия транзитных потоков в произвольный момент времени, решаемой с помощью системы дифференциальных уравнений Колмогорова [3] (1):

$$\left\| \frac{dP_i}{dt} \right\| = A \times P^T,\ i = \overline{0, n-1},\ \text{где} \tag{1}$$

$A$ – квадратная матрица интенсивностей переходов размерности $n$;

$P$ – вектор-строка распределения вероятностей состояний сети размерности $n$.

Учитывая стационарный характер функционирования сети можно полагать, что распределение вероятностей её состояний стремится к своему финальному значению, а значит $\frac{dP_i}{dt} = 0$ для всех $i$ [4]. Дополним получившуюся систему линейных однородных уравнений нормировочным условием вида: $\sum P_i = 1, i = \overline{0, n-1}$. В результате получим тривиальную систему уравнений, решение которой в матричном виде выглядит следующим образом:

$$P = A^{-1} \times B, \tag{2}$$

где $B$ – вектор-столбец размерности $n$ с единственным ненулевым элементом $b_{n-1} = 1$. Следовательно вектор распределения вероятностей $P$ будет равен последней строке матрицы $A^{-1}$.

При построении матрицы интенсивностей переходов $A$ необходимо учитывать ограниченную пропускную сегмента сети $C$. Таким образом, размерность $n$матрицы $A$ и векторов $P$ и $B$ будет зависеть (3) от максимального одновременного числа транзитных потоков $N$, определяемогопо формуле (4).

$$n = \sum_{i=0}^{N} C_j^i \ \text{, где } j \text{ – количество разнотипных потоков.} \tag{3}$$

$$N = \frac{C}{\min(C_i)}, \tag{4}$$

а переходы вправо будут иметь место быть при выполнении условия (5):

$$C \geq \sum x_i \cdot C_i, \tag{5}$$

где $x_i$ – кратность $i$-го потока в рассматриваемом состоянии ( $x_i = \overline{0, N}$ ).

Каждое $k$-е состояние сегмента сети ( $k = \overline{0, n-1}$ ) характеризуется доступной пропускной способностью, определяемой по (6):

$$C_k = C - \sum x_i \cdot C_i. \tag{6}$$

В итоге можно оценить доступную пропускную способность сегмента сети как средневзвешенное значение её возможных компонентов (7):

$$C_{дост} = \sum_{i=0}^{n-1} P_i \cdot C_i \qquad (7)$$

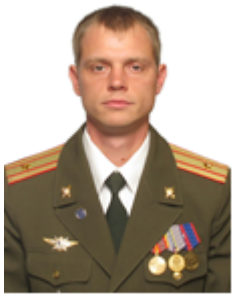
Таким образом, получены математические выражения для оценки доступной пропускной способности сегмента сети передачи данных для основных абонентов.

В заключение следует заметить, что если все требуемые транзитным потокам пропускные способности кратны какой-то удельной единице, например, основному цифровому каналу [5], то задача прогнозирования доступной пропускной способности решается с помощью математической модели СМО с неординарными входными и выходными потоками, описанной в [6].

## Литература

1. Арсланов, Х. А. Концептуальные основы развития объединенной автоматизированной цифровой системы связи Вооруженных Сил Российской Федерации / Х.А. Арсланов, А.В. Абрамович, А.М. Лихачев // Сборник «Связь в вооруженных силах Российской Федерации – 2014». – С. 18–24.
2. Филлипс Д., Гарсиа-Диас А. Методы анализа сетей: Пер. с англ. – М.: Мир, 1984. – 496 с. Ил.
3. Клейнрок Л. Теория массового обслуживания. – М.: Машиностроение, 1979. – 432 с.
4. Автоматизированный синтез конечных марковскихцепей описывающих процесс доведения многопакетного сообщения в VPN MPLS / Косарева Л.Н., Потапов С.Е., Тоискин В.Е., Цимбал В.А. // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2014. Т. 4. № 2. С. 112-115.
5. Деарт В.Ю. Мультисервисные сети связи. Транспортные сети и сети доступа. – М.: Инсвязьиздат, 2007. – 166 с., илл.
6. О функционировании коммутационного оборудования системы связи с незакреплёнными каналами / Потапов С.Е., Тоискин В.Е., Якимова И.А., Рублёв В.Д., Солохин А.А. // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2015. Т. 5. № 4. С. 360-363.

## Сведения об авторах



Потапов Сергей Евгеньевич 1983 г.р., в 2005 г. окончил Серпуховский военный институт. Направление научных исследований: Исследование и моделирование информационного обмена в сетях передачи информации. В 2009 г. защитил диссертацию на соискание УС к.т.н. В настоящее время докторант филиала Военной академии РВСН им. Петра Великого (г. Серпухов Московской области). Эл. адрес: 41kaf_rabota@mail.ru.

# МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ПРЕДЕЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В АНТЕННАХ МОЩНЫХ СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

А.А. Волков, П.А. Трифонов

На основе импульсного критерия пробоя разработана методика оценки предельных параметров электромагнитного поля в антеннах мощных сверхвысокочастотных генераторов. Получено аналитическое выражение, связывающее предельно допустимые пробойные параметры генерируемой последовательности импульсов (мощность, длительность, период повторения и количество импульсов) с размерами апертуры.

# ASSESSMENT METHOD LIMIT PARAMETERS OF THE ELECTROMAGNETIC FIELD IN THE ANTENNAS HIGH-POWER MICROWAVE GENERATORS

A.A. Volkov, P.A. Trifonov

Based on the impulse criterion of breakdown, a method for estimating the limiting parameters of the electromagnetic field in antennas of high-power microwave generators has been developed. An analytical expression is obtained that relates the maximum permissible breakdown parameters of the generated sequence of pulses (power, duration, repetition period and number of pulses) with the dimensions of the aperture.

При задании требований к параметрам мощных сверхвысокочастотных (СВЧ) генераторов (виркаторов, черенковских генераторов, релятивистских магнетронов и др. [1]) возникает необходимость учёта явления пробоя атмосферного воздуха в излучающей антенне. Электрический пробой представляет собой естественный фактор, ограничивающий предельные параметры генератора – мощность, количество, длительность и период повторения импульсов. Учёт пробойных явлений особенно важен в задачах электромагнитного поражения радиоэлектронной аппаратуры, где максимальная излучаемая мощность СВЧ генераторов определяет потенциальные возможности их применения [2].

Вывод электромагнитной энергии мощных СВЧ генераторов в атмосферу производится, как правило, через диэлектрическое окно в корпусе прибора, разделяющее вакуумные тракты генератора (рабочую камеру или волноводы) и воздушное пространство. На рисунке 1 в качестве примера приведена схема виркатора (триода с виртуальным катодом), где показано расположение окна для вывода электромагнитного поля (ЭМП) [1]. При излучении мощного ЭМП вблизи поверхности окна со стороны атмосферы может возникнуть безэлектродный СВЧ пробой воздуха [3,4].

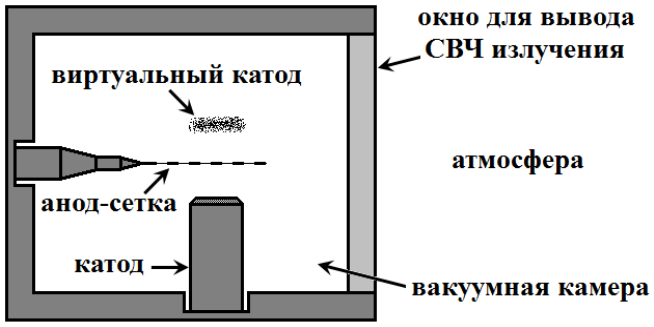



Рисунок 1. Схема виркатора

Для недопущения пробоя воздуха при выводе СВЧ излучения в атмосферу, необходимо поддерживать уровень напряжённости электрического поля в излучающем окне ниже критического значения. Окна для вывода электромагнитной энергии мощных СВЧ генераторов представляют собой антенны типа открытого конца волновода или рупорные антенны [5]. Максимальный уровень напряжённости электрического поля в апертурах антенн указанных типов зависит от вида распределения поля по излучающей поверхности и мощности генератора. Критическое значение напряжённости электрического поля (пробойный уровень по амплитуде) определяется параметрами воздушной среды, а также количеством, длительностью и периодом повторения импульсов СВЧ излучения [6,7]. Следовательно, для заданных вида распределения поля по апертуре и её размеров обеспечить беспробойный вывод электромагнитной энергии в атмосферу можно путём подбора параметров излучаемого поля в апертуре антенны – мощности, длительности, периода повторения и количества СВЧ импульсов. Для решения этой задачи необходимо знать закономерности, связывающие предельно допустимые значения указанных величин в антенне генератора.

В печати имеются работы, касающиеся вопросов пробоя воздуха при излучении импульсного СВЧ ЭМП [3,4,6-10]. В этих работах, в частности, приводятся результаты эксперимента, а также методики расчета пробойных уровней напряженности поля для случаев одиночного и повторного импульсных воздействий. Закономерности, связывающие предельно допустимые параметры поля в антеннах СВЧ генераторов (мощность, длительность, период повторения и количество импульсов), при которых происходит пробой воздуха в антенне в известной литературе отсутствуют.

Цель работы – разработка методики оценки предельных параметров электромагнитного поля в антеннах мощных сверхвысокочастотных генераторов.

Под критерием безэлектродного СВЧ пробоя газа принято понимать условие, при котором плотность электронов достигает уровня образования непрозрачной электронной плазмы, называемого критическим. Этот критерий положен в основу метода определения пробойных значений импульсных СВЧ полей и выражается равенством [3,4]:

$$n_e = n_{e\,\text{кр}} \qquad (1)$$

где $n_e$ – плотность электронов в газе; $n_{e\,\text{кр}}$ – критическая плотность электронной плазмы.

Поведение электронной плотности в атмосфере под действием СВЧ ЭМП описывается системой уравнений кинетики ионизации [6], которая с учётом источников фоновых электронов имеет вид:

$$\begin{cases} \dfrac{dn_e}{dt} = \nu_i n_e - \nu_a n_e + \nu_d n_{in} - \beta_e n_e n_{ip} + g, \\ \dfrac{dn_{in}}{dt} = \nu_a n_e - \nu_d n_{in} - \beta_i n_{in} n_{ip}, \\ \dfrac{dn_{ip}}{dt} = \nu_i n_e - \beta_e n_e n_{ip} - \beta_i n_{in} n_{ip} + g, \end{cases} \qquad (2)$$

где $n_{in}$, $n_{ip}$ – концентрации отрицательных и положительных ионов; $\nu_i$, $\nu_a$, $\nu_d$ – частоты ионизации, прилипания и отлипания; $g$ – скорость образования фоновых электронов в единице объёма за счёт сторонних источников ионизации; $\beta_e$, $\beta_i$ – коэффициенты электрон-ионной и ион-ионной рекомбинации. В расчётах обычно полагают: $\beta_e \approx \beta_i = \beta$ [6]. Связь плотности электронов с напряжённостью электрического поля в системе уравнений (2) заложена через параметр $\nu_i$ [3].

При наличии внешнего СВЧ ЭМП скорость образования электронов главным

образом определяется частотой ионизации: $\nu_i n_e \gg \nu_d n_{in} + g$, а скорость потерь электронов – частотой прилипания [3,4]: $\nu_a n_e \gg \beta n_e n_{ip}$. В отсутствии поля частота ионизации равна нулю $\nu_i = 0$, а изменение плотности электронов во времени определяется результирующим эффектом прилипания и отлипания электронов в процессе рекомбинационного распада [6]. Электронная плотность спадает до некоторого фонового уровня. При этом выполняются условия [6]: $\nu_a \gg \nu_d$, $\nu_a n_e \gg \beta n_e n_{ip}$, $\nu_a n_e \gg \beta n_{ip}^2$.

Приближенное решение системы уравнений (2) для случая воздействия на воздух последовательности $N$ импульсов СВЧ ЭМП с учетом выполнения указанных выше условий, а также с учетом квазинейтральности электронной плазмы [6] $n_{ip} = n_e + n_{in}$, получено в [7] и имеет вид:

$$n_{eN} \simeq n_{e0} \begin{cases} \mathrm{e}^{N(\nu_i - \nu_a)\tau}, & T - \tau \le \dfrac{1}{\nu_\beta} \ln\left( \dfrac{\mathrm{e}^{(N-1)(\nu_i - \nu_a)\tau} + 1}{\mathrm{e}^{(N-1)(\nu_i - \nu_a)\tau} - 1} \right), \\ \dfrac{\mathrm{e}^{\nu_\beta (T-\tau)} + 1}{\mathrm{e}^{\nu_\beta (T-\tau)} - 1} \mathrm{e}^{(\nu_i - \nu_a)\tau}, & T - \tau > \dfrac{1}{\nu_\beta} \ln\left( \dfrac{\mathrm{e}^{(N-1)(\nu_i - \nu_a)\tau} + 1}{\mathrm{e}^{(N-1)(\nu_i - \nu_a)\tau} - 1} \right), \end{cases} \tag{3}$$

где $n_{eN}$ – значение электронной плотности по окончании $N$-го импульса поля; $\tau$ – длительность импульса; $T$ – период повторения импульсов в последовательности; $n_{e0} = \left(\nu_d / \nu_a\right)\left(\sqrt{g/\beta}\right)$ – концентрация электронов фона; $\nu_\beta = 2\sqrt{g\beta} = 2\beta\nu_a n_{e0}/\nu_d$ – частота спада электронной плотности до уровня фона.

Зависимость частоты ионизации от напряжённости электрического поля описывается достаточно громоздкими выражениями [11] и поэтому исследователи пробойных явлений в своих расчетах используют ее аппроксимацию элементарными функциями. Часто используется эмпирическая зависимость [8,9,10]: $\nu_{\text{i}} = \nu_a \left(E/E_{\text{ст}}\right)^{5,3}$, где $E$ – амплитуда напряжённости электрического поля; $E_{\text{ст}}$ – статический пробойный уровень поля. Эта формула справедлива в диапазоне $1,3E_{\text{ст}} \le E \le 3E_{\text{ст}}$. В некоторых прикладных задачах требуются оценки пробойных уровней импульсных полей, амплитуды которых превосходят значение $3E_{\text{ст}}$. Поэтому здесь будет использоваться другая эмпирическая зависимость, позволяющая получать приемлемые оценки частоты ионизации при изменении $E$ до уровня $10E_{\text{ст}}$:

$$\nu_i = \nu_a \mathrm{e}^{\frac{1}{b}\left(1 - \frac{E_{\text{ст}}}{E}\right)}, \tag{4}$$

где $b = 0,108$ – параметр аппроксимации. Формула (4) построена на основе приведенного в [8] графика зависимости $\lg\left(\nu_i/\nu_a\right)$ от $\lg\left(E/E_{\text{ст}}\right)$ для предельного случая высоких давлений (когда круговая частота излучаемого ЭМП существенно ниже частоты столкновений электронов с молекулами воздуха).

Подстановка (4) в (3), а затем (3) в критерий пробоя (1) позволяет выразить предельно допустимое значение напряженности электрического поля в апертуре антенны СВЧ генератора при излучении последовательности импульсов:

$$E_{\text{доп}} = \begin{cases} \dfrac{E_{\text{ст}}}{1 - b\ln\left(1 + \dfrac{\ln\gamma}{N\nu_a\tau}\right)}, & T - \tau \le T_{\beta N}, \\ \dfrac{E_{\text{ст}}}{1 - b\ln\left(1 + \dfrac{\ln\gamma}{\nu_a\tau} + \dfrac{1}{\nu_a\tau}\ln\left(\dfrac{e^{\nu_\beta(T-\tau)} - 1}{e^{\nu_\beta(T-\tau)} + 1}\right)\right)}, & T - \tau > T_{\beta N}, \end{cases} \tag{5}$$

где $\gamma = n_{e\ \text{кр}} / n_{e0}$ – отношение критической плотности электронной плазмы к плотности фоновых электронов; $T_{\beta N}$ – максимальный межимпульсный интервал, при котором пробойный уровень ещё зависит от числа импульсов:

$$T_{\beta N} = \frac{1}{\nu_\beta}\ln\left(\frac{\gamma^{(N-1)/N} + 1}{\gamma^{(N-1)/N} - 1}\right). \tag{6}$$

Для беспробойного вывода ЭМП необходимо не допустить превышения максимальной напряженностью поля в апертуре антенны (излучающем окне) $E_{\max}$ предельно допустимого значения:

$$E_{\max} < E_{\text{доп}}. \tag{7}$$

Величина $E_{\text{a max}}$ зависит от мощности генератора, вида распределения поля по излучающей апертуре и формы апертуры. В общем виде эта зависимость выражается формулой [5]:

$$P_{\text{г}} = \frac{1}{2Z_0}\int_S E^2(S)\,dS = \frac{E_{\max}^2}{2Z_0}\int_S f_E^2(S)\,dS = \frac{\alpha_S E_{\max}^2 S}{2Z_0}, \tag{8}$$

где $P_{\text{г}}$ – средняя импульсная мощность генератора; $E(S)$ – функция распределения напряженности поля по излучающей поверхности; $f_E(S) = E(S)/E_{\max}$ – нормированная функция распределения напряженности поля по излучающей поверхности; $S$ – площадь излучающей поверхности; $\alpha_S$ – коэффициент, зависящий от вида распределения поля по излучающей апертуре и формы апертуры:

$$\alpha_S = \frac{1}{S}\int_S f_E^2(S)\,dS. \tag{9}$$

Из (7) с учетом (8) и (5) следует выражение предельно допустимой мощности в антенне СВЧ генератора, обусловленной пробоем воздуха:

$$P_{\text{доп}} = \frac{\alpha_S E_{\text{ст}}^2 S}{2Z_0} \begin{cases} \left(1 - b\ln\left(1 + \dfrac{\ln\gamma}{N\nu_a\tau}\right)\right)^{-2}, & T - \tau \le T_{\beta N}, \\ \left(1 - b\ln\left(1 + \dfrac{\ln\gamma}{\nu_a\tau} + \dfrac{1}{\nu_a\tau}\ln\left(\dfrac{e^{\nu_\beta(T-\tau)} - 1}{e^{\nu_\beta(T-\tau)} + 1}\right)\right)\right)^{-2}, & T - \tau > T_{\beta N}. \end{cases} \tag{10}$$

В таблице 1 представлены значения коэффициента $\alpha_S$ рассчитанные для некоторых форм излучающей поверхности и видов распределения поля по апертуре. Из таблицы и формулы (10) видно, что при одинаковой площади излучающей поверхности и прочих равных параметрах наибольшая предельно допустимая мощность достигается при равномерном распределении поля по апертуре произвольной формы. Для апертур со спадающими амплитудами поля от центра к краям предельно допустимые мощности будут существенно ниже (для круглой – в 3 раза, для прямоугольной – в 4 раза).

Таблица 1

| № п/п | Форма излучающей поверхности | Нормированная функция распределения напряженности поля по излучающей поверхности | Значение $\alpha_S$ |
|---|---|---|---|
| 1 | Произвольная | $f_E(S)=1$ (11) | $\alpha_S=1$ |
| 2 | Круглая | $f_E(S)=f_E(r)=1-\frac{r^2}{R^2}$, (12) где $r$ – радиус полярной системы координат, связанной с центром апертуры; $R$ – радиус апертуры. | $\alpha_S=\frac{1}{3}$ |
| 3 | Прямоугольная | $f_E(S)=f_E(x,y)=\cos\left(\frac{\pi x}{\Delta_x}\right)\cos\left(\frac{\pi y}{\Delta_y}\right)$, (13) где $x, y$ –координаты декартовой системы координат, связанной с центром апертуры размером $\Delta_x\times\Delta_y$. | $\alpha_S=\frac{1}{4}$ |

Таким образом, методика оценки предельных параметров электромагнитного поля в антеннах мощных сверхвысокочастотных генераторов реализуется следующей последовательностью действий:

– задаются параметры атмосферного воздуха: частота прилипания $\nu_a$; частота отлипания электронов $\nu_d$; коэффициент рекомбинации $\beta$; критическая плотность электронной плазмы $n_{\text{кр}}$; плотность фоновых электронов $n_{e0}$; статический пробойный уровень напряженности электрического поля $E_{\text{ст}}$;

– рассчитывается интенсивность спада электронной плотности до уровня фона по формуле $\nu_\beta=2\beta\nu_a n_{e0}/\nu_d$;

– задаются линейные геометрические размеры апертуры антенны, ее площадь $S$ и нормированная функция распределения напряженности поля по излучающей поверхности $f_E(S)$;

– по формуле (9) рассчитывается коэффициент $\alpha_S$;

– по формуле (10) оцениваются предельно допустимые параметры ЭМП в апертуре антенны.

С использованием разработанной методики проведена оценка предельно допустимых параметров ЭМП в антенне релятивистского СВЧ генератора для исходных данных, соответствующих нормальным атмосферным условиям [6]: $\nu_a=7,6\cdot10^7$ с$^{-1}$; $\nu_d=7,6\cdot10^6$ с$^{-1}$; $\beta=10^{-7}$ см$^{-3}$с$^{-1}$; $n_{e\text{ кр}}=10^{12}$ см$^{-3}$; $n_{e0}=10^3$ см$^{-3}$. Частоты излучений мощных релятивистских СВЧ генераторов находятся в диапазоне от единиц до десятков ГГц. Значение статического пробойного уровня напряженности электрического поля в указанном диапазоне составляет [3,10]: $E_{\text{ст}}=32$ кВ/см. Интенсивность спада электронной плотности до уровня фона для принятых исходных данных равна: $\nu_\beta=2\cdot10^{-3}$ с$^{-1}$. В качестве излучающих поверхностей рассматривались апертуры площадью $S=0,2$ м$^2$ круглой (радиус $R\simeq0,25$ м) и квадратной (сторона квадрата $\Delta_x=\Delta_y\simeq0,45$ м) формы. На практике распределение поля по поверхности излучающего окна характеризуется спадом амплитуды от центра к краям. Поэтому для круглой апертуры распределение поля принято в виде (12), а для квадратной – в виде (13) (таблица 1). Значения коэффициента $\alpha_S$ в соответствии с таблицей 1 равны: для круглой апертуры – $\alpha_S=0,33$; для квадратной

– $\alpha_S = 0,25$.

Современные мощные релятивистские СВЧ генераторы (виркаторы, магнетроны, черенковские генераторы), способны формировать импульсы длительностью десятки-сотни нс в режимах излучения одиночных (квазиодиночных) импульсов и импульсных последовательностей с частотами повторения десятки-сотни Гц [1,12,13]. Поэтому оценка предельных параметров излучения проводилась в диапазоне длительностей от 10 до 1000 нс, при этом рассматривались два предельных режима излучения по периоду повторения – одиночный и пачечный с периодом повторения 1 мс. На рисунке 2 показаны графики зависимостей предельно допустимой мощности в круглой апертуре от длительности импульсов для режимов генерации одиночного импульса и пачки из 100 импульсов. На рисунке 3 показаны графики зависимостей предельно допустимой мощности в квадратной апертуре от длительности импульсов для режимов генерации одиночного импульса и пачки из 100 импульсов.

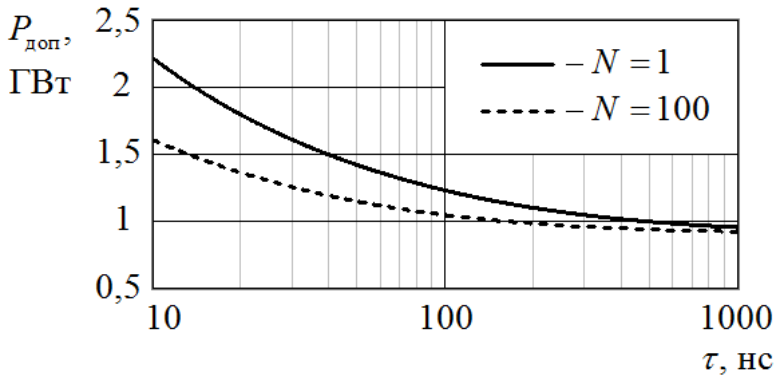



Рисунок 2. Зависимости предельно допустимой мощности от длительности импульса в антенне с круглой апертурой при в разных режимах генерации

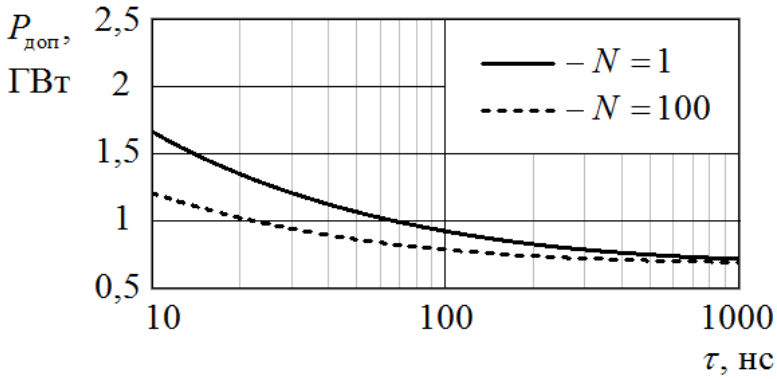



Рисунок 3. Зависимости предельно допустимой мощности от длительности импульса в антенне с квадратной апертурой в разных режимах генерации

Из графиков на рисунках 2 и 3 следует, что наибольшие уровни предельно допустимой пробойной мощности имеют место в режиме излучения одиночного импульса (2,21 ГВт для круглой апертуры и 1,66 ГВт для квадратной апертуры). Предельно допустимая мощность снижается при увеличении длительности и количества импульсов и при уменьшении времени их повторения, асимптотически стремясь к предельно допустимому уровню мощности в режиме непрерывного излучения (0,91 ГВт для круглой апертуры и 0,68 ГВт для квадратной апертуры). Антенна с круглой апертурой в 1,33 раза электрически прочнее по мощности, чем антенна с квадратной апертурой.

Таким образом, разработана методика оценки предельно допустимых параметров ЭМП в антенне СВЧ генератора, обусловленных электрической прочностью возду-

ха. Проведён расчёт зависимостей предельно допустимой пробойной мощности в антенне СВЧ генератора от длительности импульсов для разных режимов генерации и форм апертуры. Установлено, что при увеличении длительности импульсов и (или) времени повторения между ними указанная зависимость ослабевает и стремится к постоянной величине статического пробойного уровня по мощности. Для улучшения условий беспробойного вывода электромагнитной энергии СВЧ генератора в атмосферу следует использовать последовательности коротких импульсов с большим временем повторения. При фиксированной длительности импульсов наилучшим является режим излучения одиночных (квазиодиночных) импульсов.

Литература

1. Диденко А.Н. СВЧ-энергетика: Теория и практика. М.: Наука. 2003. 446 с.
2. Добыкин В.Д., Куприянов А.И., Пономарёв В.Г., Шустов Л.Н. Радиоэлектронная борьба. Силовое поражение радиоэлектронных систем. М.: Вузовская книга. 2007. 468 с.
3. Мак-Доналд А. Сверхвысокочастотный пробой в газах. М.: Мир. 1969. 212 с.
4. Райзер Ю.П. Основы физики газоразрядных процессов. М.: Наука. 1980. 416 с.
5. Драбкин А.Л., Зуенко В.Л., Кислов А.Г. Антенно-фидерные устройства. М.: Советское радио. 1974. 320 с.
6. Зарин А.С., Кузовников А.А., Шибков В.М. Свободно локализованный СВЧ-разряд в воздухе. М.: Нефть и газ. 1996. 204 с.
7. Волков А.А., Трифонов П.А. Учёт времени повторения и числа импульсов при оценке пробойных уровней поля в антенных системах сверхвысокочастоных генераторов // Вестник ВГУ. Серия: Физика. Математика. 2014. №1. С. 15–21.
8. Гуревич А.В. Ионизированный слой в газе (атмосфере) // Успехи физических наук. 1980. Т.132. №4. С. 685–690.
9. Александров А.Ф., Бычков В.Л., Грачев Л.П., Есаков И.И., Ломтева А.Ю. Ионизация воздуха в околокритическом электрическом поле // Журнал технической физики. 2006. Т.76. №3. С. 38–43.
10. Барашенков В.С., Грачев Л.П., Есаков И.И., Костенко Б.Ф., Ходатаев В.К., Юрьев М.З. Пробой воздуха в нарастающем СВЧ поле // Журнал технической физики. 2000. Т.70. №10. С. 34–39.
11. Гуревич А.В., Шварцбург А.Б. Нелинейная теория распространения радиоволн в атмосфере. М.: Наука. 1973. 272 с.
12. Трубецков Д.И., Храмов А.Е. Лекции по сверхвысокочастотной электронике для физиков. В 2 т. Т. 2. М.: Физматлит. 2004. 648 с.
13. Черепенин В.А. Релятивистские многоволновые СВЧ генераторы и их возможные применения // Успехи физических наук. 2006. Т.176. №10. С. 1124–1130.

Сведения об авторах

**Волков Алексей Анатольевич** 1977 г.р. – окончил Воронежский государственный университет (2000 г). Кандидат технических наук (2016 г.). Направление научных исследований: антенны и распространение радиоволн. Место работы: Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж). Адрес электронной почты: volkov_aa@autorambler.ru

**Трифонов Павел Андреевич** 1975 г.р. – окончил Воронежский государственный университет (1998 г). Доктор технических наук (2008). Направление научных исследований: алгоритмы и технические устройства обработки сверхширокополосных сигналов. Место работы: Воронежский государственный университет. Адрес электронной почты: bk_123@bk.ru

# НИЗКОПРОФИЛЬНАЯ СПУТНИКОВАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА ОВЧ ДИАПАЗОНА

[1]Измайлов А.А.
АО НПО ЛЭМЗ
[1]Московский авиационный институт
(Национальный исследовательский университет)

**Аннотация:** Рассмотрены композитные СВЧ структуры для улучшения характеристик антенных систем. Рассмотрены искусственные магнитные структуры (АМС – artificial magnetic conductors) для создания низкопрофильных антенных систем. Представлено техническое решение низкопрофильной антенной системы на основе АМС, позволяющее располагать её элементы на очень малом расстоянии над металлическим экраном ($0.042\lambda_0$) с развязкой -30 дБ.

# MINIATURIZED SATELLITE ANTENNA USING ARTIFICIAL MAGNETIC CONDUCTORS (AMC) OF VHF BAND

[1]Izmaylov A.A.
JSC RPC Lianozovo Electromechanical Plant
Moscow, 127411, Russian Federation
[1]Moscow aviation institute
(National Research University)

**Abstract:** We study the composite VHF structures to improve characteristics of antennas system. Artificial magnetic conductors (AMCs) have been chosen as design concept of the baseline array element due to the significant size reduction they can offer. Represent the technical solution of low-profile array element using, it is allow disposing it elements on small distance above metal screen (0.042λ0) and providing outcome at 40 dB.

## 1. Введение

Известно, что большинство спутниковых космических комплексов землеобзора работает на частотах выше L диапазона. Однако в последнее время проявляется возрастающий интерес к переходу в метровый диапазон длин волн в подобных системах с целью обнаружения сообщений, отправленных с воздушного судна или корабля [1]. При этом совместная обработка радиолокационной информации, полученной от космического аппарата (КА), оснащенного радиолокатором X диапазона, и от КА, в составе которого функционирует радиолокатор ближнего (L) и дальнего (P) дециметровых диапазонов (или от КА, оснащенного трехчастотным радиолокатором X, L и P диапазонов), позволила бы устранить часто имеющую место неоднозначность интерпретации результатов диагностики объектов, качественно повысить степень дешифрируемости сюжетов, целевую и экономическую отдачу от эксплуатации создаваемых космических комплексов землеобзора [2].

## 2. Искусственные магнитные структуры

Из электродинамической теории известно, что при размещении нити тока (электрического вибратора) над идеальной проводящей поверхностью в последней наводит-

ся ток противоположного направления. Результирующее электромагнитное поле формируется суперпозицией полей, создаваемых этими токами. Для компенсации фазы наведенного тока вибраторные антенны располагают на расстоянии $\lambda/4$ над проводящей поверхностью, что не всегда приемлемо по конструктивным или технологическим требованиям.

Это расстояние можно существенно уменьшить, если нить тока расположить над поверхностью со свойствами магнитного проводника, для которого касательная компонента магнитного поля равна нулю, а коэффициент отражения от такой структуры равен +1.

Подход, который можно использовать для создания поверхности со свойствами магнитного проводника, вытекает из рассмотрения коэффициента отражения R при падении плоской электромагнитной волны по нормали на поверхность с поверхностным сопротивлением $Z_s$

$$\mathbf{E}_\tau = Z_s \mathbf{n}_0 \times \mathbf{H} \tag{1}$$

$$R = (Z_s - \eta)/(Z_s + \eta) \tag{2}$$

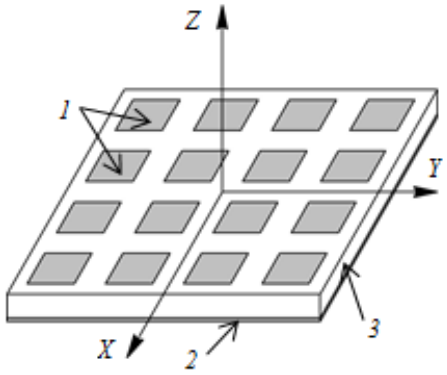
где $\eta$ - волновое сопротивление пространства. В случае идеального проводника (удельная проводимость $\sigma \to \infty$) $Z_s = 0$, а $R = -1$, что отражает равенство нулю касательной компоненты полного электрического поля на идеально проводящей поверхности. В случае магнитного проводника коэффициент отражения $R = +1$, что равносильно равенству нулю касательной компоненты полного магнитного поля на поверхности. Из выражения для коэффициент отражения R следует, что это равенство выполняется при условии $Z_s = \infty$ [5].

Фаза коэффициента отражения ( КО ) для структуры типа АМС в случае нормального падения плоской ЭМ-волны определяется аналитически по формуле:

$$\Phi = \mathrm{Im}\left\{\ln\left[(Z_э - \eta)/(Z_э + \eta)\right]\right\} \tag{3}$$

где $Z_э$ - эквивалентный поверхностный импеданс структуры типа АМС.

На рисунке 1 приведён типичный вид зависимости фазы коэффициента отражения от частоты, построенной аналитически по формуле (3) и методом конечных элементов [9] для структуры, представленной на рисунке 1.




*1* – металлические пластины; *2* – проводящий экран; *3* – диэлектрический слой.

Рис 1. Композитная СВЧ структура типа АМС.

Полноволновое моделирование проводилось методом конечных разностей во временной области (КРВО) с помощью программного пакета CST MWS [9]: период структуры $D = 0.08\lambda_0$, ширина шляпки $w = 0.07\lambda_0$, высота подложки $h = 0.045\lambda_0$.

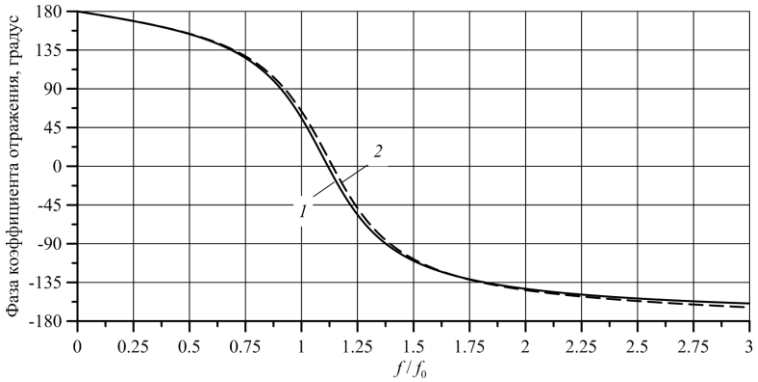



Рис 2. Зависимость фазы коэффициента отражения от частоты. 1 – аналитическая оценка, 2 – полноволновое моделирование АМС структуры.

### 3. Моделирование низкопрофильного элемента антенной системы Р – диапазона

На рисунке 2 представлена антенная система ОВЧ-диапазона, состоящая из двух вибраторных излучателей типа «бабочка», работающих на ортогональных поляризациях, расположенных над структурой с высоким импедансом. Антенная система расположена на подложке, обладающей свойствами искусственного магнитного проводника, что позволяет одновременно уменьшить высоту профиля антенны и увеличить развязку между каналами антенной системы [8].

Проектирование антенной системы проводилось исходя из следующих требований: центральная частота - 162 МГц, рабочая полоса частот - 6 МГц (4%), развязка в поляризационных каналах не более - 30 дБ, поперечный размер АС – не более 85 мм ($0.045\lambda_0$), продольные размеры – 500×500 мм.

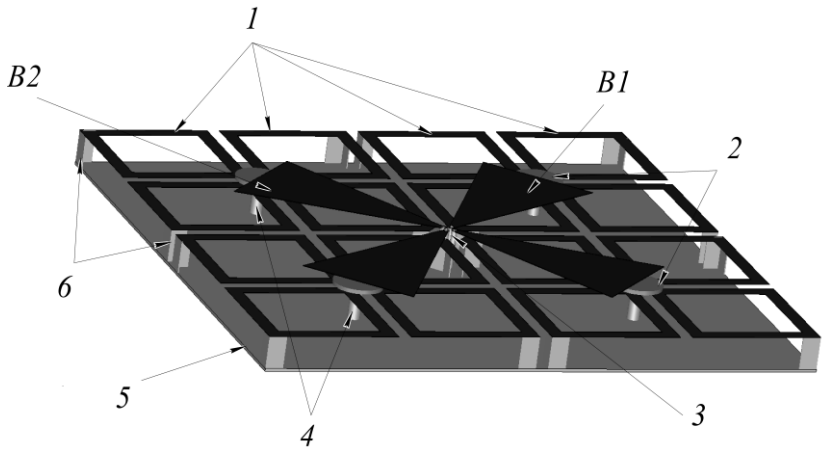



Рис. 3. Антенная система. *1* – АМС композитные структуры; *2* – диэлектрический слой с *ε=3.0*; *3* – система возбуждения; *4* – ножки излучателей В1 и В2; *5* – проводящий экран; *6* – металлические стойки; В1 – вибратор 1; В2 – вибратор 2.

На рисунке 3 представлена полученная в результате полноволнового моделирования зависимость КСВН от частоты для излучателей В1 и В2 (рисунок 3). Область моделирования – сетка из 27780090 ортогональных ячеек. На компьютере с процессором Intel Core i7 2.4ГГц, с 32 ГБ оперативной памяти расчет одного излучателя составлял 25 часов и 8 минут.

В рабочей полосе КСВН излучателей не превышает значения 3. Отличие в характере поведения кривых согласования обусловлено неодинаковым расположением вибраторов над композитной структурой.

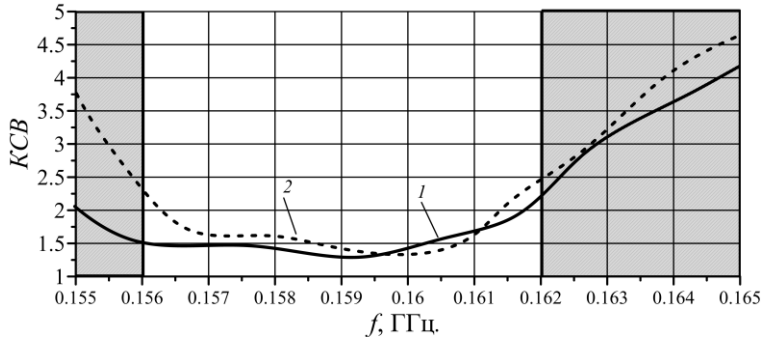



Рис. 4. Зависимость КСВН от частоты. 1 –излучатель В1,
2 –излучатель В2.

Рисунок 5 иллюстрирует зависимости параметра S21, характеризующий взаимное влияния излучателей АС1 и АС2 от частоты.

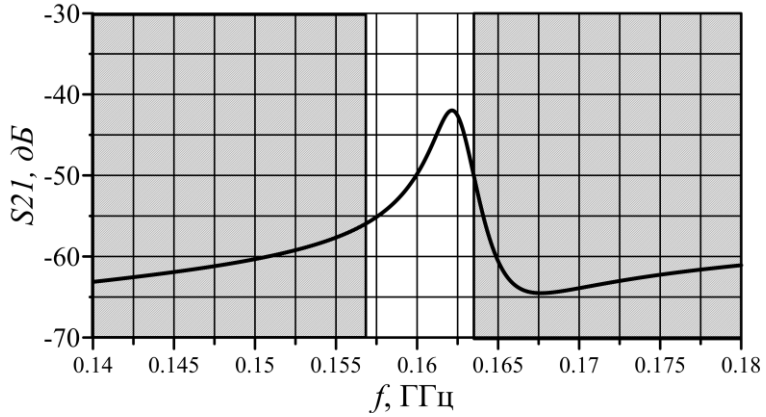
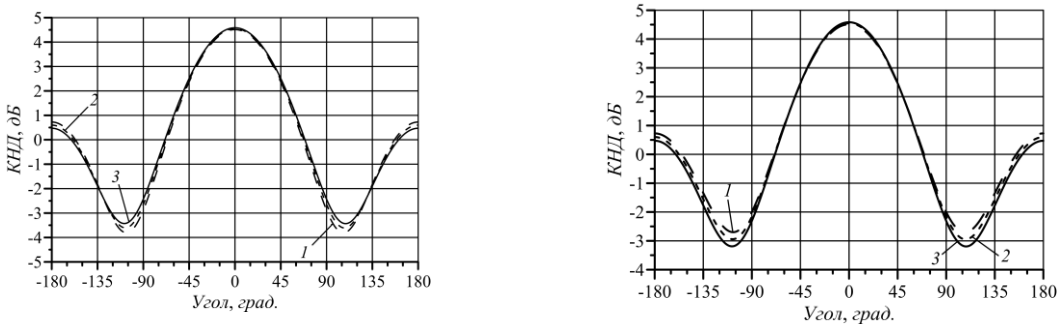



Рис. 5. Взаимовлияние излучателей: излучателя В1 на излучатели В2.

Из графика видно, что максимальное взаимное влияние между излучателями В1 и В2 и не превышает -40 дБ в рабочей полосе.

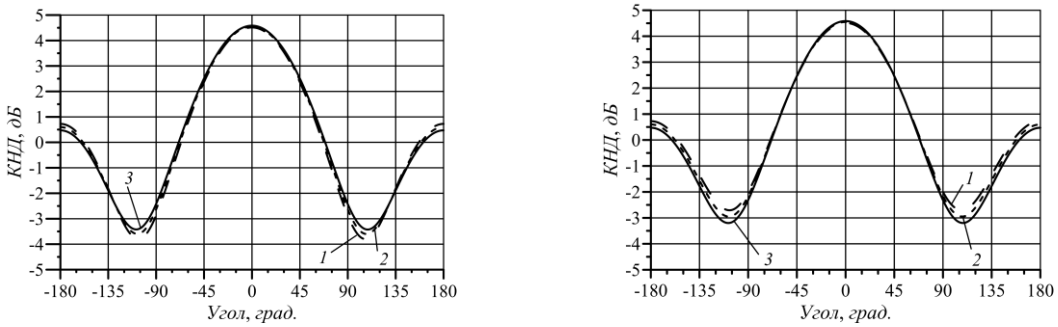
На рисунках 6, 7 представлены зависимости КНД от угла для излучателей В1 и В2 в двух главных ортогональных плоскостях.




*а )* *б)*

*1* – 158 МГц, *2* – 160 МГц, *3* – 162 МГц

Рис. 6. КНД излучателя В1: *а)* Е-плоскость, *б)* Н–плоскость




*1* – 158 МГц, *2* – 160 МГц, *3* – 162 МГц.
Рис. 7. КНД излучателя В2: *а)* Е-плоскость, *б)* Н–плоскость.

## 4. Заключение

Использование композитных СВЧ структуры с высоким импедансом позволяет уменьшать поперечные размеры антенных систем, улучшать развязку между элементами антенных систем, а также устранять поверхностные волны в печатных ФАР [6].

Комплексирования СВЧ композитных структур со свойствами искусственного магнитного проводника и с электромагнитной запрещенной зоной позволило разработать двухполяризационную антенную систему со значением КСВН (не более 3) и развязкой 30 дБ в рабочей полосе частот (162 ± 3 МГц) при высоте 85 мм (0,045 $\lambda_0$).

## Литература

[1] Holloway C.L., Kuester E.F., Gordon J.A., Ohara J., Booth J.,Smith D.R. An overview of the theory and applications of metasurfaces: the two-dimensional equivalents of metamaterial. – IEEE Transactions on antennas and propagation magazine, vol. 54, №.2, 2012, pp. 10-35.

[2] Sievenpiper D.F. and other. High – impedance electromagnetic surfaces with a forbiden frequency band. – IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 57, №.11, 1999, pp. 2059-2074.

[3] Sievenpiper D.F. Artificial impedance surfaces for antennas. In Modern antenna handbook. Ed. C. A. Balanis. – John Wiley & Sons, 2008. – pp. 737-777.

[4] Yang F., Rahmat-Samii Y. Electromagnetic band gap structures in antenna engineering.– Cambridge University Press 2009, New York, pp. 266.

[5] Engheta N., Ziolkowski R. W. Metamaterials: physics and engineering exploration.– John Wiley & Sons, 2006, p. 414.

[6] Гринев А.Ю., Волков А.П., Ильин Е.В. Расчёт параметров поверхности с высоким импедансом для низкопрофильных вибраторных антенн.–М.: Антенны, 2012, № 10, с. 57-62.

[7] Tretyakov S. Analytical modeling in applied electromagnetics.–Artech House, 2003, 272 p.

[8] Luukkonen O., Simovski C., Granet G. et. all. Simple and Accurate Analytical Model of Planar Grids and High-Impedance Surfaces Comprising Metal Strips or Patches.– IEEE Transactions on antennas and propag., vol. 56, №.6, 2008, pp. 1624-1632.

[9] Гринев А.Ю. Численные методы решения прикладных задач электродинамики.–М.: Радиотехника, 2012, стр. 336.

**Краткие сведения**

Ф.И.О автора: Измайлов Алексей Александрович.

Год рождения: 1993 г.

Название ВУЗа: Московский авиационный институт (год окончания – 2015 г.).

Направление исследований: Многочастотные совмещенные фазированные антенные решётки авиационного мониторинга воздушного пространства.

Год защиты диссертации: 2019 г.

Место работы: АО НПО ЛЭМЗ.

Электронный адрес: yustas1993@yandex.ru

# КЛАССИФИКАТОР ТИПА ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ ПО КРИТЕРИЮ ШЕРОХОВАТОСТИ В РАДИОВЫСОТОМЕРЕ С НЕПРЕРЫВНЫМ СИГНАЛОМ

д.т.н, проф. А. А. Монаков, к.т.н. М. Ю. Нестеров

Предложен критерий классификации типа поверхности «гладкая/шероховатая», соответствующий относительной протяженности подстилающей поверхности. Относительная протяженность поверхности оценивается по сечению двумерного спектра биений когерентного радиовысотомера с непрерывным сигналом вдоль линии, связывающей дальномерную и доплеровскую частоты.

# ALTIMETRIC CLASSIFIER OF THE UNDERLYING SURFACE TYPE BASED ON ITS ROUGHNESS EVALUATION

A. A. Monakov, M. Yu. Nesterov

The paper presents a recognition rule of the underlying surface “flat/rough” type, based on its relative extent measure. The relative extent estimated along the appropriate section of the two-dimensional range-Doppler beat signal spectrum.

В настоящее время бортовой радиовысотомер (РВ) из инструмента простого измерения высоты полета воздушного судна превратился в многофункциональный радиолокатор наблюдения земной поверхности. Расширить функциональные возможности РВ удалось за счет реализации цифровых методов обработки сигналов, применение которых дало возможность не только улучшить точностные характеристики РВ как дальномера, но и организовать различные, ранее недоступные для РВ режимы работы: синтез апертуры, обнаружение и классификация наземных целей, измерение параметров наблюдаемой поверхности.

В связи с отмеченным прогрессом важной представляется задача распознавания типа земной поверхности, над которой пролетает носитель РВ. Успешное решение данной задачи позволит не только адаптировать РВ к меняющимся при полете условиям работы, но и решать с помощью РВ навигационные задачи по результатам сравнения измеренных текущих характеристик поверхности со значениями, хранимыми в бортовой геоинформационной базе данных.

Настоящая статья посвящена решению задачи классификации подстилающей поверхности, сигнал от которой принимается РВ, по типу «гладкая» - «шероховатая». Физическим обоснованием возможности такой классификации является зависимость ширины спектра сигнала биений (СБ) РВ с непрерывным частотно-модулированным излучением от СКО и радиуса корреляции высот неровностей участка поверхности, формирующей отраженный сигнал. Как известно [1,2], существуют два фактора увеличивающих ширину спектра СБ при отражении:

1. дальномерный шум, проявляющийся даже в отсутствии взаимного движения РВ и поверхности и вызванной разницей в расстояниях между РВ и светящимися точками на поверхности, сумма откликов которых и есть принимаемый сигнал;
2. допплеровский шум, обусловленный разницей доплеровских смещений отраженных от светящихся точек сигналов.

Решение поставленной задачи возможно на основании оценки ширины спектра СБ $\Delta F$ и ее последующего сравнения с заранее выбранным порогом $\Delta F_{\text{ïð}}$ . Сложность

решения задачи этим методом заключается в том, что СБ, как показано в [2], является двухмерным случайным процессом и требуется сначала определить, что собой представляет ширина спектра СБ в данной ситуации.

Как показано в [2], при полете над цилиндрической шероховатой поверхностью двухмерная спектральная плотность мощности (СПМ) СБ в координатах «быстрая» частота $\tilde{\Omega}$ - «медленная» частота $\overline{\Omega}$ равна

$$S\left(\overline{\Omega},\tilde{\Omega}\right)=P_0\frac{\sqrt{\pi}L}{V}\frac{\left(1-\mathrm{e}^{-2p^2}\right)^{3/2}}{2\sqrt{2}pT_r}\exp\left[-\left(\frac{L\overline{\Omega}}{4\beta V}\right)^2\right]\times$$
$$\times\int\limits_{-T_r}^{T_r}\mathrm{e}^{-\gamma^2\tilde{\tau}^2}\left(1-\frac{|\tilde{\tau}|}{T_r}\right)\exp\left[-i\left(\tilde{\Omega}-\frac{\Omega_H}{\sqrt{1-\dfrac{\overline{\Omega}^2}{\Omega_M^2}}}\right)\tilde{\tau}\right]d\tilde{\tau}, \qquad (1)$$

где $P_0$ – мощность сигнала, отраженного от абсолютно гладкой (зеркальной) поверхности; $V$ - скорость носителя РВ; $p=\sqrt{2}ks$ – параметр шероховатости поверхности; $k$ – волновое число; $L$ и $s$ – радиус корреляции и СКО высот неровностей поверхности; $\nu$ – скорость изменения частоты излучаемого сигнала; $\Omega_H=\nu\tau_H$ – дальномерная частота, соответствующая времени задержки $\tau_H=\frac{2H}{c}$; $\Omega_M=2\pi\frac{2V}{\lambda}$ - максимальная доплеровская частота принимаемого сигнала; $\beta^2=\frac{p^2}{2\left(1-\mathrm{e}^{-2p^2}\right)}$ и $\gamma=\frac{\sqrt{2}\nu s}{c}$ - параметры.

Как следует из (1), двухмерная СПМ сигнала биений располагается на плоскости $\left(\overline{\Omega},\tilde{\Omega}\right)$ в виде «хребта», вершина которого проходит вдоль линии

$$\tilde{\Omega}=\frac{\Omega_H}{\sqrt{1-\left(\dfrac{\overline{\Omega}}{\Omega_M}\right)^2}}. \qquad (2)$$

Такое поведение СПМ полностью соответствует физике расширения спектра сигнала биений, поскольку дальномерная частота и доплеровский сдвиг СБ, полученного от некоторой светящейся точки поверхности, взаимно-однозначно связаны, и эта связь описывается уравнением (2). Вследствие шероховатости поверхности происходит расширение двухмерной СПМ и по «медленной» (доплеровской), и по «быстрой» (дальномерной) частотам. Расширение СПМ по «быстрой» частоте $\tilde{\Omega}$ слабо зависит только от СКО высот шероховатостей $s$. Расширение по «медленной» частоте $\overline{\Omega}$ носит более сложный характер. При малых значениях параметра шероховатости $p<<1$ доплеровское расширение СПМ зависит только от радиуса корреляции поверхности $L$, т.к. при этих условиях параметр $\beta\approx 0{,}5$. Для больших значений параметра шероховатости $\beta\approx p/\sqrt{2}$, и расширение СПМ начинает зависеть от отношения $s/L$, т.е. от среднего значения тангенса угла наклона поверхности. Вследствие такого характера влияния шероховатости поверхности на

СПМ $S\left(\overline{\Omega},\widetilde{\Omega}\right)$, целесообразно определить ширину этой функции вдоль линии (2), связывающей «быструю» $\widetilde{\Omega}$ и «медленную» частоты $\overline{\Omega}$. Пусть $\Omega_s$ параметрическая частота, вычисляемая как длина кривой (6) с началом отсчета в точке $\left(\widetilde{\Omega}=\Omega_H,\overline{\Omega}=0\right)$:

$$\Omega_s=\int_0^{\overline{\Omega}}\sqrt{1+\left(\frac{d\widetilde{\Omega}}{d\overline{\Omega}}\right)^2}\,d\overline{\Omega}=\Omega_M\int_0^{\overline{\Omega}/\Omega_M}\sqrt{1+\frac{\Omega_H^2x^2}{\Omega_M^2\left(1-x^2\right)^3}}dx\approx\Omega_H\,\mathrm{sign}\,\overline{\Omega}\left[\frac{1}{\sqrt{1-\left(\frac{\overline{\Omega}}{\Omega_M}\right)^2}}-1\right]. \quad (3)$$

СПМ, как функция параметрической частоты $\Omega_s$, при этом равна

$$S\left(\Omega_s\right)\approx P_0\,\frac{\sqrt{\pi}L}{V}\,\frac{\left(1-\mathrm{e}^{-2p^2}\right)^{3/2}}{2\sqrt{2}p}\exp\left[-\left(\frac{L\overline{\Omega}}{4\beta V}\right)^2\right]. \quad (4)$$

При выводе (4) было учтено, что $\int_{-T_r}^{T_r}\left(1-\frac{|\widetilde{\tau}|}{T_r}\right)\mathrm{e}^{-\gamma^2\tau^2}\,d\tau\approx T_r$, т.к. $\gamma T_r<<1$. Уравнения (3) и (4) в параметрической форме определяют СПМ вдоль линии (2). Параметром при этом является «медленная» частота $\overline{\Omega}$.

Разлагая в ряд Тейлора выражение (3) для $\Omega_s$, можно получить

$$S\left(\Omega_s\right)\approx P_0\,\frac{\sqrt{\pi}L}{V}\,\frac{\left(1-\mathrm{e}^{-2p^2}\right)^{3/2}}{2\sqrt{2}p}\exp\left[-\frac{\Omega_s}{2\gamma_0^2\Omega_H}\right], \quad (5)$$

где $\gamma_0=s/L$ – СКО наклона подстилающей поверхности.

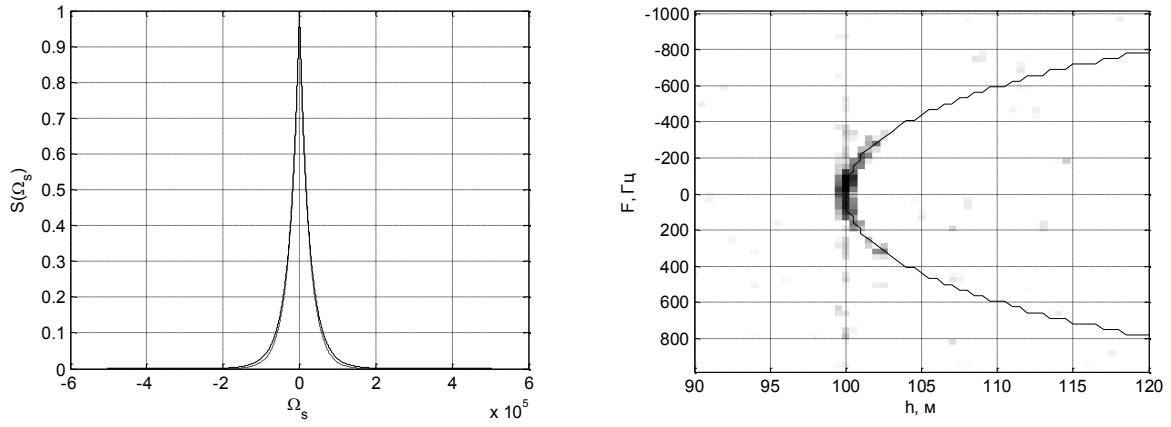



**Рис. 1. СПМ сигнала биений**

На Рис. 1 приведен график СПМ $S\left(\Omega_s\right)$ для $s/L=0.1$, кривая $F_s=F_s\left(h\right)$ (зависимость линейной частоты $F_s=\Omega_s/2\pi$ от наклонной дальности $h=c\widetilde{\Omega}/2\nu$) и соответствующие результаты математического моделирования, полученные при многоточечной модели поверхности и следующих условиях: радиус корреляции поверхности $L=0{,}5$ м, высота полета $H=100$ м, скорость $V=50$ м/с, длина волны $\lambda=7$ см, полоса ЛЧМ $\Delta F=150$ МГц). Как следует из рисунка, для небольших значений отношения $s/L$ аппроксимация (5), изображенная пунктиром, мало отличается от истинной СПМ.

Эффективная ширина СПМ $S\left(\Omega_s\right)$, которая равна

$$\Delta\Omega_s = \frac{s^2}{L^2}\Omega_H, \qquad (6)$$

соответствует эффективной протяженности подстилающей поверхности, как протяженной радиолокационной цели, по дальномерной частоте с учетом связи $\Omega_s$ с $\Omega_H$, которая соответствует уравнению (3). Величина $\Delta\Omega_s/\Omega_H$ не зависит от текущей высоты $H$, равна квадрату среднего значения тангенса угла наклона поверхности $(s/L)^2$, и ее оценка может использоваться при классификации типа поверхности «гладкая/шероховатая».

Для оценки эффективности предложенного критерия классификации необходимо провести математический эксперимент. Поскольку отраженный от поверхности сигнал РВ, как было показано выше, является нестационарным случайным процессом, для него чрезвычайно сложно предложить адекватную математическую модель, которую можно было бы использовать для синтеза и анализа алгоритмов оценки высоты полета. При точном численном решении задачи рассеяния необходимо производить расчет элементарных сигналов, отраженных от каждой точки поверхности, при расстоянии между точками, значительно меньшем длины волны излучения РВ. Эта модель требует значительных вычислительных затрат при реализации.

В теории радиолокации протяженных целей общепринятой моделью является многоточечная модель протяженной цели Делано [3]. В соответствии с этой моделью сигнал, рассеянный протяженной целью, образуется в результате интерференции элементарных отражений от т.н. блестящих точек. Модель Делано проста и адекватна, поскольку учитывает физические особенности образования сигнала, рассеянного сложным объектом. Далее представлен синтез многоточечной модели сигнала биений РВ при рассеянии излученной радиовысотомером волны на цилиндрической шероховатой поверхности.

Допустим, что в рамках приближения касательной плоскости для цилиндрической шероховатой поверхности $\xi(x)$ излученный и принятый сигналы РВ могут быть представлены в виде:

$$\begin{aligned} s_t(t) &= \sum_q c_q e^{i\omega_q t}, \\ s_r(t) &= \sum_q c_q e^{i\omega_q t}\left[-\frac{\sqrt{k_q}C}{8\pi^{3/2}}e^{i\pi/4}\int_{-\infty}^{\infty}F^2(\theta)\frac{\exp\left[-i2k_qR\right]}{R^{3/2}}dx\right], \end{aligned} \qquad (7)$$

где $F(\theta)$ – диаграмма направленности антенны РВ; $R$ – наклонная дальность до точки на поверхности с продольной координатой $x$ и высотой $\xi(x)$; $C$ – постоянная, зависящая от амплитуды падающей на поверхность сферической волны; $c_q$, $\omega_q = 2\pi q/T_r$, $k_q = \omega_q/c$ - амплитуда, круговая частота и волновое число $q$-й гармоники в составе излученного РВ сигнала; $R = \sqrt{(H-\xi(x))^2 + x^2}$. В силу того, что для любой энергетически значимой гармоники излученного сигнала $2k_qR >> 1$, основной вклад в интеграл будут вносить точки стационарности фазы принятого сигнала. Эти точки и являются блестящими точками, отраженные сигналы от которых в совокупности образуют принятый сигнал. Вычисляя интеграл в (7) методом стационарной фазы [4], получим:

$$s_r(t)=\sum_j\left\{\sum_q c_q e^{i\omega_q t}\left[-\frac{C}{8\pi}F^2(\theta_j)e^{i\pi/4(1-\mathrm{sign}\Delta_j)}\frac{\exp\left[-i2k_qR_j\right]}{R_j^{3/2}\left|\Delta_j\right|^{1/2}}\right]\right\}, \tag{8}$$

где

$$\Delta_j=\frac{\partial^2 R(x_j)}{\partial x^2}=\frac{\sqrt{1+(\xi'(x_j))^2}}{H-\xi'(x_j)}-\frac{\xi''(x_j)}{\sqrt{1+(\xi'(x_j))^2}}.$$

Индекс $j$, по которому берется первая сумма, соответствует $j$-й блестящей точке на поверхности, для которой выполняется условие стационарности

$$\xi'(x_j)=\frac{x_j}{H-\xi(x_j)}\approx\frac{x_j}{H}=\mathrm{tg}\,\theta_j. \tag{9}$$

Уравнение (8) можно записать в следующем виде:

$$s_r(t)=\sum_j a_j(t)s_t(t-\tau_j(t)), \tag{10}$$

где $a_j(t)$ и $\tau_j(t)$- комплексная амплитуда и время задержки сигнала, отраженного от $j$-й светящейся точки на поверхности. Комплексная амплитуда, как следует из (8), не зависит от частоты гармоники $\omega_q$ и равна

$$a_j(t)=-\frac{C}{8\pi}F^2(\theta_j)\frac{e^{i\pi/4(1-\mathrm{sign}\Delta_j)}}{R_j^{3/2}\left|\Delta_j\right|^{1/2}}. \tag{11}$$

Время задержки

$$\tau_j(t)=\frac{2}{c}\sqrt{(H-\xi(x_j))^2+x_j^2}\approx\frac{2}{c}\sqrt{H^2+x_j^2} \tag{12}$$

изменяется во времени вследствие перемещения положения светящейся точки $x_j=x_j(t)$, которое в свою очередь вызвано движением носителя РВ. Рассмотрим $n$-й период повторения $t\in[nT_r,(n+1)T_r]$ и введем $\tilde{t}\in[0,T_r]$ - время, отсчитываемое от его начала: $t=nT_r+\tilde{t}$. Разложим $\tau_j(t)$ в ряд Тейлора в окрестности точки $t=nT_r$ и ограничимся первыми двумя членами разложения:

$$\tau_j(t)\approx\tau_j(nT_r)-\frac{2V}{c}\frac{x_j(nT_r)}{\sqrt{H^2+x_j^2(nT_r)}}\tilde{t}=\tau_j(nT_r)-\frac{2V\tilde{t}}{c}\sin\left[\theta_j(nT_r)\right], \tag{13}$$

где $\theta_j(nT_r)$ - угловая координата $j$-й светящейся точки.

Подставляя (13) в (10) и учитывая (7), получим уравнение для сигнала биений РВ при НСЛЧМ:

$$e(nT_r,\tilde{t})=\sum_j a_j(nT_r)\exp\left[-i\left(\begin{array}{l}(\omega_0-\nu\tilde{t})\left(\tau_j(nT_r)-\frac{2V\tilde{t}}{c}\sin\left[\theta_j(nT_r)\right]\right)+\\+\frac{\nu}{2}\left(\tau_j(nT_r)-\frac{2V\tilde{t}}{c}\sin\left[\theta_j(nT_r)\right]\right)^2\end{array}\right)\right] \tag{14}$$

Выражение, стоящее в показателе экспоненты в (14), может быть преобразовано к виду

$$\nu\frac{2V_j}{c}\left(1+\frac{V_j}{c}\right)\tilde{t}^2-2\left[\frac{\omega_0}{c}V_j+\nu\tau_{jn}\left(\frac{1}{2}+\frac{V_j}{c}\right)\right]\tilde{t}+\tau_{jn}\left(\omega_0+\frac{\nu}{2}\tau_{jn}\right),$$

где $V_j = V\sin\left[\theta_j\left(nT_r\right)\right]$ - радиальная скорость сближения РВ и $j$-й светящейся точки, $\tau_{jn} = \tau_j\left(nT_r\right)$ - время задержки сигнала $j$-й светящейся точки в начале $n$-го периода модуляции.

Пренебрегая членами $\frac{V_j}{c}$ и $\nu\frac{2V_j\tilde{t}^{\,2}}{c}$, окончательно получим

$$e\left(nT_r,\tilde{t}\right) = \sum_j a_j\left(nT_r\right)\exp\left[-i\left(\omega_0\tau_{jn} + \frac{\nu}{2}\tau_{jn}^2\right)\right]\exp\left[-i\left(\frac{2\omega_0}{c}V_j + \nu\tau_{jn}\right)\tilde{t}\right]. \qquad (15)$$

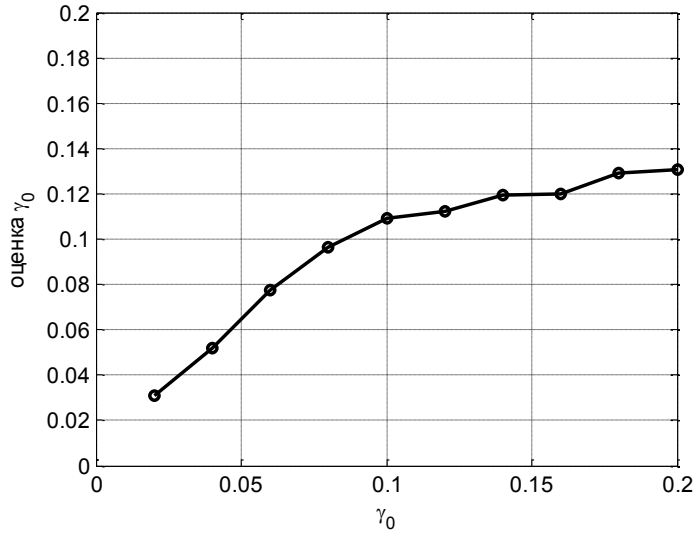



**Рис. 2. Оценка СКО наклона поверхности**

На Рис. 2 приведен график оценки СКО наклона поверхности, полученный на описанной многоточечной модели сигнала биений. Оценки СКО наклона получены периодограммным методом по сечению спектра биений вдоль линии (2). Вплоть до $\gamma_0 = 0.1$ оценка соответствует истинному значению, при больших значениях начинают сказываться ошибки приближения, принятого при выводе формулы (4), и оценка становится заниженной относительно истинного значения. В качестве пороговой величины, соответствующей уровню вероятности ложной тревоги $F = 10^{-3}$, можно принять $\gamma_0 = 0.05$. Вероятность правильной классификации, полученная при математическом моделировании на многоточечной модели в диапазоне СКО наклона поверхности $0.05\ldots0.1$, составляет не менее $0.99$.

**Выводы:** в работе предложен критерий классификации типа поверхности «гладкая/шероховатая», соответствующий относительной протяженности подстилающей поверхности, которая, в свою очередь, определяется СКО наклона поверхности. Относительная протяженность поверхности оценивается по сечению двумерного спектра биений РВ с непрерывным ЛЧМ сигналом вдоль линии, связывающей дальномерную и доплеровскую частоты. Вдоль этой линии спектр биений имеет экспоненциальную форму, причем показатель экспоненты равен оцениваемой протяженности.

Литература

1. Жуковский А. П., Оноприенко Е. И., Чижов В. И. Теоретические основы радиовысотометрии. — М., Советское радио, 1967.

2. Монаков А. А., Нестеров М. Ю. Статистические свойства сигналов радиовысотомера при отражении от шероховатой цилиндрической поверхности. — Успехи современной радиоэлектроники, № 12, 2015 г, с. 51–66.
3. Островитянов Р. В., Басалов Ф. А. Статистическая теория радиолокации протяженных целей. — М., Радио и связь, 1982г.
4. Басс Ф. Г., Фукс И. М. Рассеяние волн на статистически неровной поверхности. — М., Наука, 1972.

**Краткие сведения об авторах**

**Монаков Андрей Алексеевич** – 1956 г.р. Окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения (ЛИАП) в 1978 году. Кандидат наук – 1984 г., доктор наук – 2000 г., профессор кафедры радиотехнических систем – 2005 г. В настоящее время – профессор кафедры радиотехнических систем Санкт Петербургского университета аэрокосмического приборостроения (ГУАП). Область научных интересов: радиолокация протяженных целей, цифровая обработка сигналов, исследование природных сред радиотехническими методами, вопросы управления воздушным движением.

**Нестеров Михаил Юрьевич** – 1972 г.р. Окончил Московский физико-технический институт (МФТИ) в 1995 году. Кандидат технических наук – 2006 г. В настоящее время – начальник расчетно-аналитического отдела Уральского проектно-конструкторского бюро («УПКБ «Деталь», г. Каменск-Уральский). Область научных интересов: радиолокация протяженных целей, радиовысотометрия.

# ДАЛЬНОМЕРНЫЙ ШУМ И КРИТЕРИЙ ПРОТЯЖЕННОСТИ ЦЕЛИ ПО ИЗМЕРЯЕМОЙ КООРДИНАТЕ

А. А. Монаков

В докладе рассмотрен дальномерный шум протяженной цели, возникающий в случае использования для оценки ее дальности алгоритма, который оптимален для точечной цели. Определены граница Крамера – Рао и приближенное выражение для дисперсии оценки. Полученные результаты позволяют сформулировать критерий протяженности цели по дальности.

# RANGE NOISE OF A RADAR TARGET AND CRITERION OF TARGET RANGE EXTENSION

A. A. Monakov

The paper considers range noise of an extended target arising when optimal algorithm for a point target is applied to estimate the extended target range. The Cramer - Rao boundary and an approximate equation for the estimate variance are derived. These results allow formulating the criterion of the range extent of a radar target.

Успех решения различных задач радиолокации во многом зависит от выбора математической модели принятых сигналов. В настоящее время проблема создания математической модели сигнала, рассеянного протяженной целью, освещена в большом количестве публикаций [1, 2, 3, 4, 5]. Практически все предложенные модели эквивалентны многоточечной модели Делано [1], в которой цель представляется совокупностью большого количества независимых светящихся точек, заполняющих занятую целью область пространства. Наиболее полный анализ возможных моделей сигналов от протяженных объектов дан в [4, 5]. В [5, 6] доказана физическая адекватность модели Делано для широкого класса радиолокационных целей.

Однако сама по себе адекватность математической модели не является единственным критерием ее качества. Для успешного синтеза радиолокационных систем, работающих по протяженным целям необходима, как указывается в [4], иная по сравнению с ситуацией наблюдения точечных целей формализация задачи. Важнейшим элементом формализации любой статистической задачи является выбор совокупности оцениваемых параметров. Поэтому математическая модель сигнала, отраженного от протяженной цели, должна органично включать те параметры, которые будут оцениваться в ходе радиолокационного наблюдения.

Пусть в направлении цели, занимающей некоторый объем пространства $V$, излучается импульсный сигнал $s(t)$, длительность которого равна $\tau_{\text{и}}$. В соответствии с моделью Делано, принятый сигнал равен

$$e(t) = \sum_{\alpha} \rho_{\alpha} s(t - \tau_{\alpha}), \qquad (1)$$

где $\rho_{\alpha}$ и $\tau_{\alpha}$ – случайная комплексная амплитуда и время задержки сигнала, рассеянного $\alpha$-й светящейся точкой цели. Будем считать, что светящиеся точки цели находятся друг от друга на расстояниях значительно превышающих длину волны передатчика радиолокатора, и среди них нет стабильных и доминирующих

отражателей. Эти предположения, во-первых, позволяют рассматривать отдельные светящиеся точки в составе цели источниками статистически независимыми сигналов и, во-вторых, на основании центральной предельной теоремы теории вероятностей считать сигнал (1) выборкой комплексного гауссовского случайного процесса с нулевым математическим ожиданием и корреляционной функцией

$$K(t_1,t_2)=\sum_{\alpha}\left\langle\left|\rho_\alpha\right|^2\right\rangle s(t_1-\tau_\alpha)s^*(t_2-\tau_\alpha), \qquad (2)$$

где треугольные скобки $\langle\cdot\rangle$ означают статистическое усреднение, (*) – оператор комплексного сопряжения. Представление (2) допускает следующее обобщение

$$K(t_1,t_2)=\int P(\tau_\alpha)s(t_1-\tau_\alpha)s^*(t_2-\tau_\alpha)d\tau_\alpha,$$

где интегрирование распространяется на все времена задержки в пределах объема $V$, а $P(\tau_\alpha)\geq 0$ – неотрицательная функция, характеризующая распределение коэффициента отражения цели по дальности (времени задержки). В дальнейшем функцию $P(\tau_\alpha)$ будем называть *пространственным спектром цели*.

Спектр цели позволяет корректно определить время задержки сигнала (дальность) протяженной цели. Действительно, учитывая, что спектр цели сосредоточен в диапазоне времен задержки, занимаемых целью, за координату цели по измеряемому параметру можно принять положение энергетического центра цели[1]:

$$\tau_t=\frac{\int\tau_\alpha P(\tau_\alpha)d\tau_\alpha}{\int P(\tau_\alpha)d\tau_\alpha}.$$

Данный выбор имеет два преимущества перед другими возможными вариантами: во-первых, параметр $\tau_t$ соответствует дальности до точки, принадлежащей объему $V$, и, во-вторых, его использование позволяет легко формализовать задачу статистического синтеза и анализа измерителей времени задержки.

*Дальномерный шум цели* представляет собой случайный процесс, наблюдаемый на выходе измерителя дальности, который реализует оптимальный для точечной цели алгоритм оценивания. Для иллюстрации этого определения рассмотрим алгоритм оценки времени задержки сигнала от флюктуирующей цели. Пусть на входе приемника наблюдается смесь

$$r(t)=\rho s(t-\tau_t)+n(t),\ t\in[0,T_{\text{н}}],$$

где $s(t)$ – излученный сигнал; $\tau_t$ – время задержки сигнала; $\rho$ - случайная комплексная амплитуда сигнала, которая имеет нормальное распределение с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $P_t$; $n(t)$ – белый внутриприемный шум со спектральной плотностью мощности $N_0$; $[0,T_{\text{н}}]$ – интервал наблюдения. В дальнейшем будем считать, что сигнал $s(t)$ имеет единичную энергию:

[1] Условимся, что индекс «$t$» в обозначениях различных величин, использованных здесь и далее, означает, что данные величины соответствуют сигналам от наблюдаемой цели.

$$E = \int |s(t)|^2 dt = 1.$$

После дискретизации по времени с периодом $T$ получим выборку

$$r[m] = \rho s(mT - \tau_t) + n[m],\ m = 0,\ldots,M-1,$$

где $r[m] = r(mT)$, $m$=0,…,$M$ - 1 – отсчеты наблюдаемого процесса, $w[m]$, $m$=0,…,$M$ - 1 – усредненные отсчеты дискретного белого шума со средней мощностью $p_n = N_0/T$. Поскольку преобразование Фурье полностью сохраняет информацию, содержащуюся в сигнале, удобно перейти от временной выборки к частотной:

$$R[m] = \rho S[m] e^{-im\Delta\omega\tau_t} + N[m],\ m = 0,\ldots,M-1,$$

где $R[m]$, $m$ = 0,…,$M$ - 1 – дискретное преобразование Фурье (ДПФ) отсчетов наблюдаемого процесса; $S[m]$, $m$ = 0,…,$M$ – 1 – отсчеты спектра излучаемого сигнала; $N[m]$, $m$=0,…,$M$ – 1 – усредненные отсчеты дискретного белого шума со средней мощностью $P_N = N_0MT$; $\Delta\omega = 2\pi/MT$ – шаг ДПФ по частоте.

Плотность распределения вероятности выборочного вектора $\mathbf{R}$ = {$R[m]$, $m$=0,…,$M$-1} (функция правдоподобия) имеет вид

$$f(\mathbf{R}|\tau_0) = \frac{1}{\pi^M \det \mathbf{C}_0} \exp\left[-\mathbf{R}^H \mathbf{C}_0^{-1} \mathbf{R}\right],$$

где det(·) и tr(·) – функции вычисления детерминанта и следа матрицы; $H$ – оператор эрмитового сопряжения. Корреляционная матрица выборочного вектора $\mathbf{R}$ равна

$$\mathbf{C}_0 = P_t \mathbf{a}\mathbf{a}^H + P_N \mathbf{I} = P_N \left(d^2 \mathbf{a}\mathbf{a}^H + \mathbf{I}\right),$$

где $\mathbf{a}$={$S[m]\exp[-im\Delta\omega\tau_t]$, $m$=0,…,$M$-1} – вектор $M\times 1$, $\mathbf{I}$ – единичная матрица $M\times M$, $d^2 = P_t/P_N$ – частное отношение сигнал/шум (ОСШ). На основании леммы об обращении матрицы и свойств детерминанта [7, с. 33]

$$\mathbf{C}_0^{-1} = \mathbf{I} - \frac{d^2 \mathbf{a}\mathbf{a}^H}{1 + d^2 \mathbf{a}^H \mathbf{a}},\ \det \mathbf{C}_0 = 1 + d^2 \mathbf{a}^H \mathbf{a}.$$

Тогда логарифм функции правдоподобия можно записать в виде

$$L(\tau_0) = \ln f(\mathbf{R}|\tau_0) = const - \ln\left(1 + d^2 \mathbf{a}^H \mathbf{a}\right) - P_n^{-1}\left(\mathbf{R}^H \mathbf{R} - \frac{d^2 \left|\mathbf{R}^H \mathbf{a}\right|^2}{1 + d^2 \mathbf{a}^H \mathbf{a}}\right).$$

Учитывая, что скалярное произведение $\mathbf{a}^H\mathbf{a}$ не зависит от оцениваемого параметра $\tau_t$, его оценка в соответствии с методом максимума правдоподобия равна

$$\hat{\tau}_0 = \arg \max_{\tau_0}\left(\left|\mathbf{R}^H \mathbf{a}\right|^2\right)$$

При наблюдении $N$ независимых выборок $\{\mathbf{R}_n,\ n = 1,\ldots,N\}$ несложно показать, что соответствующая оценка равна

$$\hat{\tau}_t = \arg\max_{\tau_t}\left(\sum_{n=1}^{N}\left|\mathbf{R}_n^H\mathbf{a}\right|^2\right). \qquad (3а)$$

Осуществляя обратный переход из частотной области во временную, оценку (3а) можно записать как

$$\hat{\tau}_t = \arg\max_{\tau_t}\left(\sum_{n=1}^{N}\left|\int_0^{T_i} r_n(t)s^*(\tau_t - t)dt\right|^2\right). \qquad (3б)$$

Следовательно, оптимальная процедура оценивания соответствует определению момента достижения максимума процесса, получаемого в результате некогерентного накопления выборок сигнала на выходе согласованного фильтра.

Определим нижнюю границу (границу Крамера-Рао) дисперсии оценки (3) для случая, когда наблюдается протяженная цель, т.е. корреляционная матрица выборочного вектора $\mathbf{R}$ равна $\mathbf{C}$, $\mathbf{C} \neq \mathbf{C}_0$. Учитывая, что $\mathbf{a}^H\mathbf{a}$ не зависит от $\tau_t$, в результате несложных вычислений получим:

$$\sigma_\tau^2 = -\left[\left\langle\frac{\partial^2}{\partial\tau_t^2}L(\tau_t)\right\rangle\right]^{-1} = \frac{1}{N\left[-\rho''_{\tau\tau}(1-x)-(x\rho'_\tau)^2\right]}, \qquad (4а)$$

где $x = \left(1 + d^2\mathbf{a}^H\mathbf{a}\right)^{-1}$, $\rho = \dfrac{\mathbf{a}^H(\tau)\mathbf{C}\mathbf{a}(\tau)}{\mathbf{a}^H\mathbf{a}}$ - отношение Релея. При наблюдении точечной цели $\mathbf{C} = \mathbf{C}_0$, и уравнение (4а) можно переписать в известном виде:

$$\sigma_\tau^2 = \frac{1}{2Nq^2\omega_{\tilde{n}\hat{e}\hat{a}}^2}, \qquad (4б)$$

где $q^2 = d^2\mathbf{a}^H\mathbf{a} = P_tE/N_0$ - полное отношение сигнал/шум, $\omega_{\tilde{n}\hat{e}\hat{a}}$ – среднеквадратическая ширина спектра сигнала

$$\omega_{\tilde{n}\hat{e}\hat{a}}^2 = \frac{\int|S(\omega)|^2 d\omega\int\omega^2|S(\omega)|^2 d\omega - \left[\int\omega|S(\omega)|^2 d\omega\right]^2}{\left[\int|S(\omega)|^2 d\omega\right]^2}. \qquad (5)$$

Проанализируем полученные результаты на примере оценки дальности протяженной цели с треугольным спектром (см. рис. 1)

$$P(\tau_\alpha) = \frac{2}{\tau_m}\left(\frac{2\tau_m}{3} - \tau_\alpha\right), -\frac{\tau_m}{3} \le \tau_\alpha \le \frac{2\tau_m}{3}, \qquad (6)$$

где $\tau_m$ – протяженность цели по времени задержки, и использовании зондирующего сигнала типа гауссовский импульс:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt[4]{2\pi\sigma^2}} \exp\left[-\frac{t^2}{4\sigma^2}\right], \qquad S(\omega) = \sqrt[4]{8\pi\sigma^2}\, \exp\left[-(\sigma\omega)^2\right], \tag{7}$$

где $\sigma$ - эффективная длительность импульса.

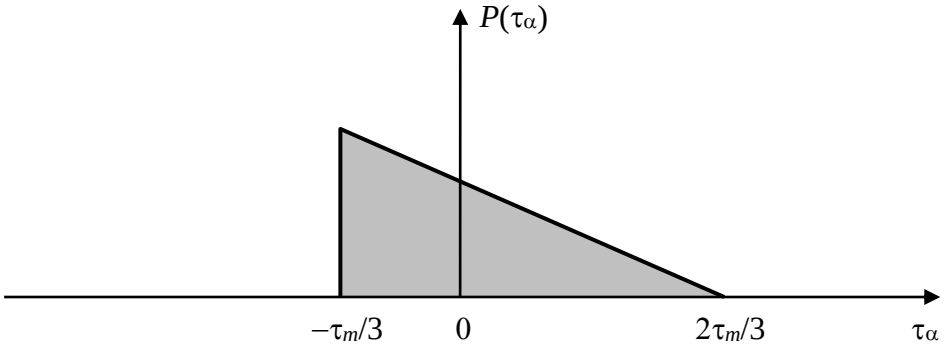



Рисунок 1

На рисунке 2 приведены нормированные к $\sigma$ зависимости смещения и СКО оценки времени задержки (3) от ОСШ $q^2$ при различных протяженностях $\tau_m$, полученные в результате моделирования при размере выборки $M$ = 64 и количестве выборок $N$ = 64. Там же представлена граница Крамера-Рао (ГКР), рассчитанная в соответствии с (4б). Как следует из рисунка, оценка (3) является несмещенной лишь для точечной цели ($\tau_m$ = 0). В случае протяженной цели оценка имеет заметное смещение, которое слабо зависит от ОСШ. Характер изменения СКО оценки иной. При малых ОСШ СКО оценки слабо зависит от протяженности цели по дальности. Кривые СКО, соответствующие различным значениям $\tau_m$, идут примерно одинаково и совпадают с ГКР точечной цели, которая монотонно уменьшается с увеличением $q^2$. При больших значениях $q^2$ с ГКР совпадает только зависимость СКО для точечной цели, что свидетельствует об асимптотической эффективности оценки (3) для этого случая. При других значениях $\tau_m$ СКО оценки перестает зависеть от ОСШ, происходит стабилизация уровня СКО. Причем стабилизация значений СКО с увеличением ОСШ наступает тем раньше, чем больше протяженность цели. Такое поведение СКО оценки дальности является свидетельством существования дальномерного шума, а наблюдаемые при этом ошибки оценивания дальности – его прямым проявлением.

В зависимости от ОСШ одна и та же наблюдаемая цель может рассматриваться как точечная или протяженная [8]. Действительно, как следует из предыдущего анализа, при увеличении ОСШ СКО ошибки оценки дальности сначала будет монотонно уменьшаться в соответствии с изменением ГКР (4б). Дальномерный шум при этом меньше уровня флюктуационных ошибок, вызванных влиянием внутриприемного шума. Затем при достижении ОСШ определенного порогового значения $q^2_{пор}$ произойдет указанная выше стабилизация СКО с ошибками измерения дальности, вызванными дальномерным шумом. Такая зависимость СКО ошибок

оценивания от ОСШ позволяет считать наблюдаемую цель точечной до тех пор, пока СКО оценки уменьшается с увеличением ОСШ, и протяженной, когда СКО перестает зависеть от ОСШ.

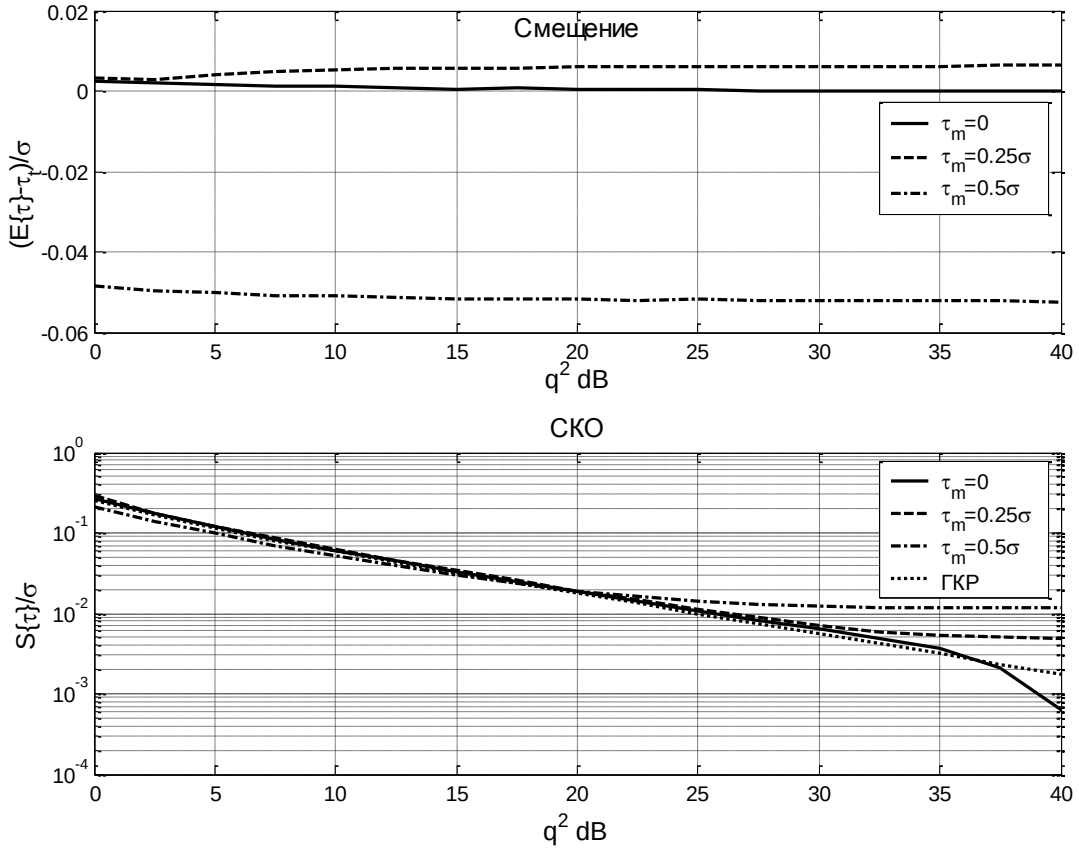



Рисунок 2

Таким образом, критерий протяженности наблюдаемой цели, т.е. пороговое ОСШ $q^2_{пор}$ (см. рисунок 3), можно определить путем нахождения точки пересечения кривой, соответствующей ГКР, и прямой, соответствующей уровню стабилизации СКО.

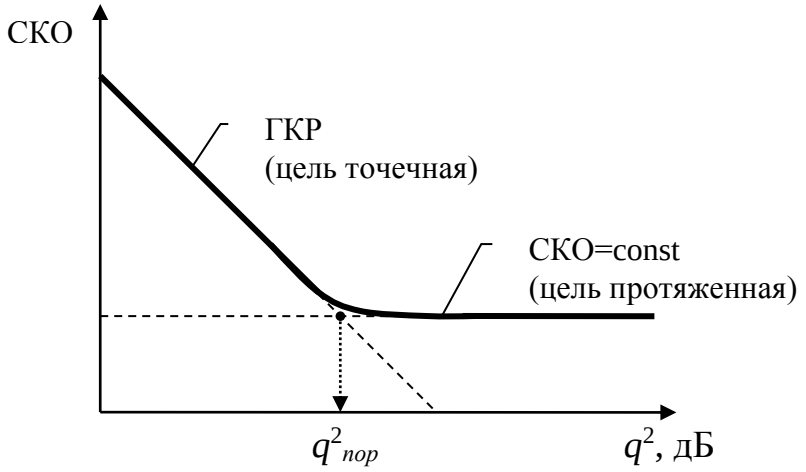



Рисунок 3

Для того чтобы провести эти вычисления, определим СКО ошибки измерения времени задержки при реализации алгоритма (3) и наблюдении протяженной цели в отсутствии внутриприемного шума. Сначала преобразуем алгоритм (3) к виду удобному для статистического анализа.

Допустим, что излучаемый сигнал – дифференцируемая функция времени, тогда оценка параметра $\tau_t$ равна корню уравнения

$$\frac{d}{d\tau_t}\sum_{n=1}^{N}\left|\int_0^{T_i} r_n(t)s^*(t-\tau_t)dt\right|^2 = 2\sum_{n=1}^{N}\mathrm{Re}\left[\int_0^{T_i} r_n(t)s^*(t-\tau_t)dt\,\frac{d}{d\tau_t}\int_0^{T_i} r_n^*(t)s(t-\tau_t)dt\right] = 0. \qquad (8)$$

При отсутствии внутриприемного шума, как следует из (1),

$$r_n(t) = \sum_{\alpha}\rho_{\alpha}^{(n)}s(t-\tau_{\alpha}), \qquad (9)$$

где $\rho_{\alpha}^{(n)}$ – комплексная амплитуда сигнала $\alpha$-й светящейся точки в *n*-й выборке. Подставляя (9) в (8), получим

$$\begin{aligned}&\sum_{n=1}^{N}\mathrm{Re}\left[\sum_{\alpha,\beta}\rho_{\alpha}^{(n)}\rho_{\beta}^{(n)*}\int_0^{T_i} s(t-\tau_{\alpha})s^*(t-\tau_t)dt\,\frac{d}{d\tau_t}\int_0^{T_i} s^*(t-\tau_{\beta})s(t-\tau_t)dt\right] = \\ &= \sum_{n=1}^{N}\mathrm{Re}\left[\sum_{\alpha,\beta}\rho_{\alpha}^{(n)}\rho_{\beta}^{(n)*}B^*(\tau_{\alpha}-\tau_t)\frac{d}{d\tau_t}B(\tau_{\beta}-\tau_t)\right] = 0,\end{aligned} \qquad (10)$$

где $B(\tau)$ – выходной сигнал согласованного фильтра (автокорреляционная функция (АКФ) сигнала $s(t)$).

Будем считать, что протяженность сигнала от наблюдаемой цели меньше длительности излученного сигнала $\tau_{\grave{e}}$ : $|\square\,\tau_{\alpha} - \tau_t| < \square\,\tau_{\grave{e}}$ . Тогда

$$B(\tau_{\alpha}-\tau_t) = B(0) + B'(0)(\tau_{\alpha}-\tau_t) + 0{,}5B''(0)(\tau_{\alpha}-\tau_t)^2 + \cdots, \qquad (11)$$

где $B(0)$, $B'(0)$, $B''(0)$ – значения АКФ и ее производных в нуле, причем $B(0) = E = 1$ и $B'(0) = 0$, т.к. АКФ имеет максимум в нуле. Подставляя (11) в (10) и пренебрегая членами ряда Тейлора выше второго порядка малости, получим уравнение

$$\sum_{n=1}^{N}\mathrm{Re}\left[\sum_{\alpha,\beta}\rho_{\alpha}^{(n)}\rho_{\beta}^{(n)*}\mu(\tau_{\alpha}-\tau_t)\right] = 0,$$

где $\mu = \omega_{\tilde{n}\hat{e}\hat{a}} = -B''(0)$ – среднеквадратическая ширина спектра сигнала (см. (5)), что следует из связи АКФ и энергетического спектра (ЭС) сигнала:

$$B(\tau) = \frac{1}{2\pi}\int |S(\omega)|^2 e^{i\omega\tau}d\omega.$$

Тогда оценка времени задержки сигнала наблюдаемой цели равна

$$\widehat{\tau}_t = \frac{\sum_{n=1}^{N} \mathrm{Re}\left[e_\Delta(n) e_\Sigma^*(n)\right]}{\sum_{n=1}^{N} \left|e_\Sigma(n)\right|^2}, \qquad (12)$$

где введены следующие обозначения:

$$e_\Sigma(n) = \sum_\alpha \rho_\alpha^{(n)},\ e_\Delta(n) = \sum_\alpha \tau_\alpha \rho_\alpha^{(n)}. \qquad (13)$$

Уравнение (13) позволяет произвести анализ ошибок оценивания. Несложно показать, что математическое ожидание и дисперсия оценки (12) соответственно равны

$$E\{\widehat{\tau}_t\} = \tau_t,\ D\{\widehat{\tau}_t\} = \frac{\beta_t^2}{2(N-1)}, \qquad (14)$$

где

$$\tau_t = \frac{\sum_\alpha \tau_\alpha p_\alpha}{\sum_\alpha p_\alpha} -$$

положение энергетического центра цели,

$$\beta_t = \left[\frac{\sum_\alpha (\tau_\alpha - \tau_t)^2 p_\alpha}{\sum_\alpha p_\alpha}\right]^{1/2} -$$

эффективная ширина сигнала цели по времени задержки.

Таким образом, цель анализа достигнута: определена дисперсия ошибки оценивания времени задержки сигнала протяженной цели при отсутствии внутриприемных шумов и использовании алгоритма оптимального для точечной цели. Теперь можно вычислить пороговое ОСШ, приравнивая (4б) и (14):

$$\frac{1}{2Nq_{ïîð}^2\ \omega_{ñêâ}^2} = \frac{\beta_t^2}{2(N-1)}.$$

Окончательно получим

$$q_{ïîð}^2 = \frac{N-1}{N\beta_t^2\omega_{ñêâ}^2} \approx \frac{1}{(\beta_t\omega_{ñêâ})^2} = \left(\frac{\tau_ð}{\beta_t}\right)^2. \qquad (15)$$

где учтено, что $\omega_{ñêâ} = 1/\tau_ð$ и $\tau_ð$ – разрешающая способность (РС) сигнала по Релею (релеевская разрешающая способность (РРС)). Таким образом, пороговое ОСШ равно

квадрату отношения РРС и эффективной протяженности цели. При выбранном сигнале и известной эффективной протяженности цели уравнение (15) позволяет рассчитать пороговое ОСШ, при превышении которого оцениватель времени задержки, рассчитанный на обработку сигнала от точечной цели, начинает испытывать влияние дальномерного шума. Если ОСШ меньше порога (15), цель для оценивателя можно считать точечной. Например, для цели с треугольным спектром (6) $\beta_t = \tau_m/(3\sqrt{2})$, а для гауссовского импульса (7) $\tau_p = 2\sigma$. Подставляя данные значения в (3) при $\tau_m = 0{,}25\sigma$ и $\tau_m = 0{,}5\sigma$, получим соответственно $q^2_{пор}$=30,6 дБ и $q^2_{пор}$=24,6 дБ соответственно. Сравнивая полученные величины с графиками на рисунке 2, видим, что они полностью соответствуют точкам, где начинается заметное отклонение графиков СКО оценки от ГКР. Следовательно, уравнение (15) может быть использовано в качестве критерия протяженности радиолокационной цели по дальности.

**Литература**


1. Делано Р. Теория мерцания цели и угловые ошибки при радиолокационном сопровождению. - Вопросы радиолокационной техники, 1964, №1, с. 108-119.
2. Караваев В. В., Сазонов В. В. Статистическая теория пассивной радиолокации.- М.: Радио и связь, 1987. - 240 с.
3. Островитянов Р. В., Басалов Ф. А. Статистическая теория радиолокации протяженных целей. – М.: Радио и связь, 1982. – 232 с.
4. Фалькович С. Е., Пономарев В. И., Шкварко Ю. В. Оптимальный прием пространственно-временных сигналов в радиоканалах с рассеянием / Под ред. С. Е. Фальковича.- М.: Радио и связь, 1989. - 296 с.
5. Штагер Е. А. Рассеяние радиоволн на телах сложной формы.- М.: Сов. радио, 1986. - 183 с.
6. Bertolini A., Long J. H. Radar target signal modeling and validation.- "Simulation", 1988, v. 50, №4, p.137-142.
7. Воеводин В. В., Кузнецов Ю. А. Матрицы и вычисления. – М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1984. – 320 с.
8. Монаков А. А. Дальномерный шум протяженных целей. - Радиотехника, 2002, №7, с. 37-41.


**Краткие сведения об авторе**

**Монаков Андрей Алексеевич** – 1956 г.р. Окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения (ЛИАП) в 1978 году. Кандидат наук – 1984 г., доктор наук – 2000 г., профессор кафедры радиотехнических систем – 2005 г. В настоящее время – профессор кафедры радиотехнических систем Санкт Петербургского университета аэрокосмического приборостроения (ГУАП). Область научных интересов: радиолокация протяженных целей, цифровая обработка сигналов, исследование природных сред радиотехническими методами, вопросы управления воздушным движением.
E-mail: a_monakov@mail.ru

УДК 621.396.96

# МНОГОЧАСТОТНАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ

**А.А. Столяров**
*Рязанский государственный радиотехнический университет*
*г. Рязань, Российская Федерация*
*E-mail: kqbik@yandex.ru*

*Аннотация.* В данной работе рассмотрены вопросы построения многоканальных измерителей и обнаружителей-измерителей когерентно импульсных сигналов. Разобраны преимущества многочастотной радиолокации, а так же представлена структурная схема двухчастотной радиолокационной станции.

*Ключевые слова*. Многочастотные системы, обнаружитель-измеритель, эффект Доплера, радиальная скорость, многоканальный измеритель.

# MULTIFREQUENCY RADAR

**A.A. Stolyarov**
*Ryzan state radioengineering university*

*Annotation:* This paper discusses the construction of multi-meters and detectors-meters coherent pulse signals. Collated advantage of multi-frequency radar, as well as a block diagram of a two-frequency radar.

*Keywords:* Multi-frequency systems, detector-meter Doppler effect, the radial velocity, multi-meter.

Совершенствование радиолокационных станций (РЛС), а именно улучшение характеристик обнаружения и измерение параметров отраженного сигнала, является одним из главных и важных направлений изучения. В связи с ростом требований к современным РЛС и увеличения количества одновременно решаемых задач в различных режимах работы, перед разработчиками возникает актуальная проблема, требующая новых изучений в теоретической и экспериментальной области. Предъявляемые требования почти невозможно выполнить в рамках одноканальных систем. Одним из способов решения данной задачи является переход к многочастотным системам обнаружения. Их принцип работы состоит в формировании многочастотных сигналов со смещением времени за счет быстрой перестройки несущей частоты зондирующего сигнала по определенному закону или с различными несущими частотами.

Изучение многочастотного сигнала в радиолокационной станции осуществляется двумя способами. В первом способе основные показатели определяются совокупностью действия всех частотных каналов. Во втором случае создаются диаграммы направленности сложной формы. Здесь каждая составляющая излучается в пределах самостоятельной диаграммы направленности.

Одновременное излучение сигналов с различными несущими частотами может быть достигнуто по-разному, в зависимости от требуемых характеристик к системе. Например, в передающем устройстве можно использовать задающий генератор в виде многочастотного автогенератора, который разделяют на три вида: с использованием гармоник основной частоты; с произвольным соотношением собственных частот контуров; с запаздывающей обратной связью. Так же, используют многочастотные автогенераторы, составные части которых являются комбинации из перечисленных выше. Другим способом одновременного формирования сигналов с различными несущими частотами является синтезирование частот. Он основан на использовании гармоник генераторов, фильтров и смесителей [2] . Скорость перестройки несущей

частоты применяется не только в РЛС с непрерывным излучение, но и в импульсных РЛС. В этом случае перестройка частоты будет осуществляться скачком несущей частоты в пределах длительности каждого импульса, состоящего из нескольких элементарных импульсов с одинаковой длительностью, но разными частотами заполнения.

К другим методам быстрой перестройки частоты относятся применение однокаскадного мощного автогенератора сверхвысоких частот СВЧ, маломощного задающего генератора с последующим усилением генерируемых им сигналов в широкополосном усилителе мощности, а также использование нескольких передатчиков с попеременной работой на разных несущих частотах. Последние применяются тогда, когда требуется обеспечить высокую стабильность или очень большой разнос несущих частот. При выходе из строя одного из передатчика или нескольких сразу, работоспособность всей РЛС сохраняется, что позволяет говорить о высокой надежности работы данных РЛС. Даже если останется работать только один канал, полного отказа РЛС не будет, но можно будет наблюдать заметное ухудшение характеристик. При этом вероятность сохранения работоспособности одного канал из трёх в течение заданного отрезка времени равна:

$$P_{\text{бр}} = 3P_{\text{бр}i}(1-P_{\text{бр}i})^2 + 3P_{\text{бр}i}^2(1-P_{\text{бр}i}) + P_{\text{бр}i},$$

где $P_{\text{бр}i}$ представляет собой вероятность безотказной работы отдельного канала в течение заданного отрезка времени.

Физически попеременную работу передатчиков можно осуществить с помощью поочередного подключения их к тракту передачи энергии. В этом случае необходимо использовать мощный широкополосный переключатель, через который все передатчики поочерёдно будут соединяться с антенной. Программу переключения обеспечивает синхронизатор РЛС. В другом случае возможно использование специального частотного селектора для селекции сигналов. Тогда выходы передатчиков подключаются к общему частотному селектору, управляемому также синхронизатором РЛС.

Использование многочастотных сигналов позволяет повысить дальность действия РЛС и надежность обнаружения цели. Но для достижения эффективности необходимо, чтобы сигналы были статистически независимы. При этом максимумы диаграмм вторичного излучения цели смещены относительно друг друга. В это время изрезанность суммарной диаграммы уменьшается [3]. Необходимо, чтобы спектры сигналов, отраженные от одной и той же цели, не перекрывались. Таким образом, разнос несущих частот $f_{\text{н}j}$ должен быть большим по величине:

$$\Delta f = f_{\text{н}j-1} - f_{\text{н}j} \geq \frac{c}{l_{\text{цр}}} = \frac{300}{l_{\text{цр}}} \ \ МГц,$$

где $l_{\text{цр}}$ – радиальная протяженность цели, м.

При статистической независимости сигналов появляется возможность обрабатывать многочастотные составляющие независимо друг от друга. Затем результаты суммируются и сравниваются с пороговым значением.

Существует множество вариантов объединение каналов, выбор которых состоит в зависимости от поставленной задачи. Если необходимо обеспечить высокую вероятность правильного обнаружения при меньшей помехозащищенности, можно использовать линейное суммирование сигналов. При обратной задаче обычно применяют перемножение сигналов всех частотных каналов. Так же применяют комбинации объединения частотных каналов из рассмотренных выше.

Сложной задачей стоит выбор числа рабочих частот и величины их разноса. При слишком малом количестве рабочих частот и величины их разноса не происходит необходимого сглаживания флюктуаций отраженного сигнала. В таком случае использование многочастотной радиолокации является не рациональным. С другой стороны, слишком большое число рабочих частот может привести к увеличению массы и габаритов РЛС. Именно поэтому необходимо искать оптимальное число рабочих частот и величины их разноса. Предельно возможное количество рабочих частот зависит главным образом от периода обработки принимаемых сигналов. Зачастую один цикл обзора и будет равен периоду обработки сигналов. Тогда число принятых импульсов за цикл обзора от одной цели будет равно количеству максимально возможных рабочих частот ($L_{макс}=N$). Но так как осуществляется перестройка несущей частоты, то максимально возможное число рабочих частот ограничивается и другими факторами – диапазонностью приемно-передающего тракта РЛС ($\Delta f_{пер}$) и минимально необходимым с точки зрения независимости сигналов разносом частот ($\Delta f_{р\,мин}$):

$$L_{макс} = 1 + \Delta f / \Delta f_{р мин} .$$

Если $L_{макс}>N$, то необходимо увеличить разнос рабочих частот РЛС. Если $L_{макс}<N$, то необходимо усложнить приемно-предающий тракт РЛС, так как значение его диапазонности ниже уровня необходимого для обеспечения независимости составляющих многочастотного сигнала [1].

Эффект Доплера позволяет измерить радиальную скорость цели $v_r$ относительно радиолокационной станции. Данный эффект в заключается в том, что при перемещении излучателя и приёмника относительно друг друга, частота излучаемых колебаний будет отличатся от частоты принимаемых, при этом радиальная скорость движения цели пропорциональна величине доплеровского сдвига частоты. Доплеровский сдвиг частоты равен:

$$F_д = \frac{2v_r}{c} f_н \quad ,$$

где $f_н$- несущая частота.

Эффект Доплера может проявляется на несущей частоте сигнала, а также на частоте любого другого колебания, выделенного из сигнала при помощи нелинейных или линейных преобразований. Стоит учитывать, что если сигнал не будет являться монохроматическим, то данный эффект обуславливает изменение частоты всех спектральных составляющих.

Из-за того, что на различных спектральных составляющих доплеровское смещение будет различно, длительность импульса, длительность пачки и период повторения будут изменены, так как они зависят от времени. Так же произойдёт искажение формы сигнала. Параметры, зависящие от времени, будут уменьшаться в случае приближения цели и увеличиваться при её удалении. Так же стоит помнить про стробоскопический эффект при измерении радиальной скорости в импульсных радиолокационных станциях. По причине данного эффекта необходимо соблюдать условие $F_д < F_п/2$, где $F_п=1/T_п$, -частота повторения импульсов.

В основном, решением при совместных измерениях дальности (времени запаздывания) и радиальной скорости (частоты колебаний) будут являются многоканальные измерители. Такой измеритель изображен на рисунке 1.

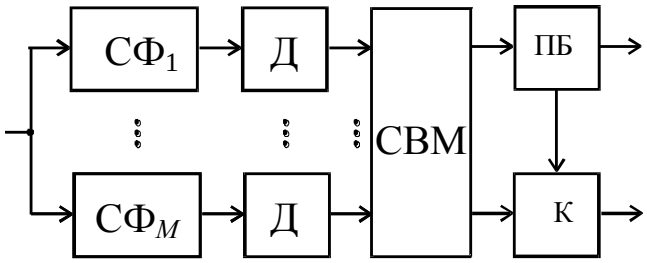



Рисунок 1. Многоканальный измеритель

На структурной схеме видно, что детектор Д и согласованный фильтр СФ, есть в каждом доплеровском канале. Величина на выходе детектора поступает на СВМ (схему выбора максимума). Ключ К необходим для пропускния на выход оценки доплеровского смещения частоты сигнала, в случае превышения порога в ПБ (пороговый блок), которая соответствует максимальному правдоподобию. Разрешающая способность сигнала по частоте определяется расстройкой $\Delta f$ согласованных фильтров. Она же, вдоль частотной оси может быть охарактеризована протяженностью сечении тела неопределенности сигнала. Определить число каналов у оптимального измерителя можно с помощью формулы :

$$M = (F_{\max} - F_{\min})/\Delta f$$

доплеровский диапазон смещения частоты сигнала $[F_{\max}, F_{\min}]$ .

Стоит отметить, что аппаратура существенно усложняется при реализации многоканальных измерителей, а количество используемых доплеровских каналов будет определять точность измерения.

Для повышения точности измерения и эффективности обнаружения используются обнаружители – измерители, которые для отраженных сигналов используют одноканальную когерентную обработку. Структурная схема представлена на рисунке 2.

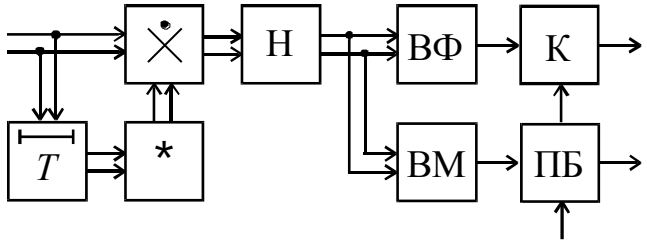



Рисунок 2. Обнаружитель-измеритель когерентно импульсных сигналов**.**

ВФ-вычислитель фазы, Н-междупериодный накопитель, БП-пороговый блок, блок комплексного сопряжения (*), ВМ-вычислитель модуля, комплексный умножитель $(\dot{\times})$ .

Работая в режиме высокой скважности, у таких радиолокационных станциях, есть главное достоинство достаточно высокая разрешающая способность по дальности, но стоит учесть, что период повторения у данного типа РЛС выбирается из условия

$$T_{\text{п}} = 1/F_{\text{п}} = 2D_{\text{макс}}/c$$

Тп- период повторения , $D_{\text{макс}}$- однозначное измерение максимальной дальности.

При этом однозначное измерение радиальной скорости цели $v_r$ возможно в пределах:

$$v_{r\max} \le \frac{\lambda}{4T_{\text{п}}},$$

λ - длина волны зондирующего сигнала, а учитывая реальные скорости многих радиолокационных целей этого в полной мере недостаточно. При этом ограничения, которые наложены на ширину диаграммы направленности антенны радиолокационной станции, не позволяют увеличить длину волны зондирующего сигнала для осуществления перекрытия всего диапазона реальных скоростей цели.

Неэквидистантную последовательность импульсов или двухчастотный метод можно использовать для расширения диапазона измерения радиальных скоростей цели. Двухчастотная радиолокационная станция изображена на структурной схеме (рисунок 3) и содержит ФД- фазовый детектор, ГЕТ- гетеродин, КГ- когерентный гетеродин, фазируемый радиоимпульсом на разностной частоте $\omega_2$-$\omega_1$, УРЧ- усилители радиочастоты, ГРЧ- генератора радиочастоты , УПЧ- усилители промежуточной частоты и ИНД-индикатор.

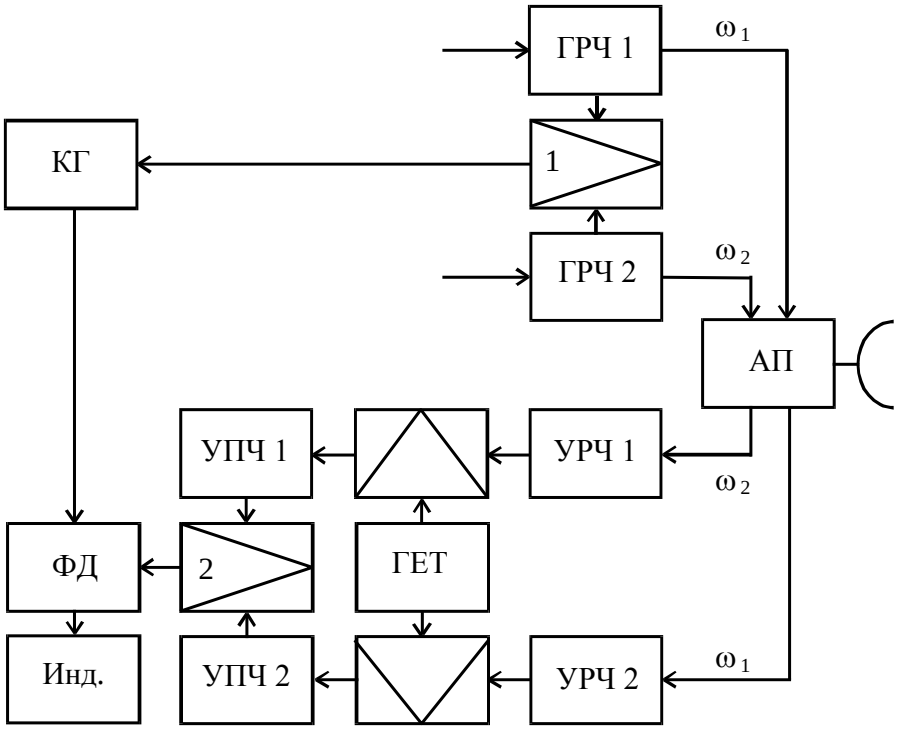



Рисунок 3. Двухчастотная радиолокационная станция.

Фазирование КГ осуществляется, фазирующим радиоимпульсом, который выделяется с помощью смесителя 1 на разностной частоте $\omega_2 - \omega_1$. На основе гетеродина двухканальный приёмник, который работает на частоте $\omega_{\text{пч}} + \omega_1$, преобразует радиоимпульсы принятые и усиленные в усилителе радиочастоты на частоте $\omega_{\text{пч}}$ в одном канале и $\omega_{\text{пч}} + \omega_2 - \omega_1$ в другом. После преобразования во 2 смесителе и усиления в УПЧ на разностную частоту $\omega_2 - \omega_1$ импульсы сравниваются на фазовом детекторе по фазе с опорным сигналом КГ. Если имеются движущиеся цели, то на разностной частоте доплеровское определяется как:

$$F_{\text{др}} = \frac{2v_{\text{г}}}{c}\left(f_{\text{н1}} - f_{\text{н2}}\right) = \frac{2v_{\text{г}}}{c} f_{\text{р}} = \frac{2v_{\text{г}}}{\lambda_{\text{р}}}.$$

На разностной частоте доплеровское смещение гораздо меньше, чем на несущей максимальная радиальная скорость цели:

$$\frac{\lambda_1}{4T_{\text{п}}} \le v_{r\max} \le \frac{\lambda_{\text{р}}}{4T_{\text{п}}},$$

в устройстве появляется возможность однозначного измерения радиальной скорости в пределах всего заданного диапазона [1].

Центры зон слепых скоростей на разностной частоте определяются как:

$$v_{\text{сл к}} = k\frac{c}{2(f_{\text{н1}} - f_{\text{н2}})T_{\text{п}}},\ k=0,\ 1,\ 2,\ \ldots$$

где $v_{\text{сл к}}$ – являются центральные скорости слепых зон в двухчастотной радиолокационной станции.

В двухчастотной когерентно-импульсной радиолокационной станции в рабочем диапазоне радиальных скоростей число слепых зон значительно меньше, в сравнении с соответствующей одночастотной РЛС, так как $f_{\text{н1}} >> f_{\text{н1}} - f_{\text{н2}} << f_{\text{н2}}$.

Достичь наибольшего эффекта от многочастотной радиолокации можно при обеспечении статистической независимости сигнала с различными несущими частотами, что определяется соответствующей расстройкой несущих частот. Сравнение с порогом обнаружения, возможное объединение частотных каналов и обработка каждой частотной составляющей сигнала в этом заключается обработка многочастотного сигнала. Так же проблема совместного однозначного измерения радиальной скорости и дальности, может быть решена при помощи многочастотных сигналов.

## Литература


1. Попов Д.И., Белокрылов А.Г. Обнаружение-измерение многочастотных радиолокационных сигналов // Учебное пособие. Рязань: РГРТА, 2002 с.7– 17.
2. Вишин Г. М. Многочастотная радиолокация. М.: Воениздат, 1973. 92 с.
3. Вопросы статистической теории радиолокации. Т. 1 / П. А. Бакут, И. А. Большаков, Б. М. Герасимов и др.; Под ред. Г. П. Тартаковского. М.: Сов. радио, 1963. 424 с.



**Столяров Александр Александрович**

**Год рождения:** 19.12.1994

**Образование:** Рязанский государственный радиотехнический университет

Бакалавр, Радиотехника, 2012-2016

Магистратура, Радиотехника, 2016-2018

**Направления научных исследований**: пространственно-временная обработка ТВ изображений, обнаружение измерение многочастотных радиолокационных сигналов.

**E-mail**: kqbik@yandex.ru

# АНАЛИЗ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ КОМПЛЕКСИРОВАНИЯ ИНЕРЦИАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ С РАДИОТЕХНИЧЕСКИМИ И МАГНИТНЫМИ ДАТЧИКАМИ

А.В. Коровин, А.А. Новиков, Д.И. Савин, Г.Г. Ражапов, Г.В. Дворяков

Выполнен анализ различных схем комплексирования, предложена перспективная схема комплексирования инерциальной навигационной системы с радиотехническими и магнитными датчиками

# SYNTHESIS OF THE TIME DISCRIMINATOR OF PERSPECTIVE NAVIGATING RECEIVER GNSS GLONASS

A.V. Korovin, A.A. Novikov, D.I. Savin, G.G. Rajapov, G.V. Dvorjakov

The analysis of various schemes комплексирования is made, the perspective scheme of complex processing of the information of inertial navigating system with radio engineering and magnetic gauges is offered.

Тенденция развития навигационных систем показывает, что основными требованиями к ним являются точность определения координат, скрытность, помехоустойчивость и возможность длительной автономной работы. Самыми широко применяемыми среди них являются спутниковые навигационные системы (СНС), инерциальные навигационные системы (ИНС) и навигационные системы по геомагнитным и геофизическим полям Земли. При применении данных систем, актуальным вопросом стало увеличение помехозащищенности и времени автономной работы каждой системы. Для решения данного вопроса был произведен анализ каждой навигационной системы и выявлены преимущества и недостатки.

Спутниковые навигационные системы обладают следующими преимуществами [1]:

- высокая точность определения координат;
- глобальность зоны действия при использовании простых антенных устройств;
- возможность использовать наиболее помехоустойчивые диапазоны радиоволн и передавать сигналы с наименьшими искажениями;
- обеспечивается практически неограниченная пропускная способность;
- относительная простота и дешевизна бортового оборудования потребителей.

Недостатки СНС:

- влияние природных факторов на уровень сигнала;
- сигналы, излучаемые навигационными спутниками подвержены различным видам помех искусственного и естественного происхождения;
- точность определения координат зависит от количества спутников, покрывающих данную область наблюдения;
- необходимость синхронизации времени на всех спутниках одновременно, с течением определенного момента времени;
- необходимость постоянного наблюдения и контроля за спутниками.

В то же время ряд преимуществ инерциальных навигационных систем позволяет решить проблемы, связанные с недостатками спутниковых навигационных систем.

Преимущества ИНС [2, 3]:

- автономность, скрытность и непрерывность решения навигационных задач;

- неподверженность влиянию любых внешних помех;

- наибольшая полнота формируемого вектора координаты, скорости и ускорения объекта;

- возможность легко прогнозировать характер основных погрешностей счисляемых параметров;

- возможность обеспечения удовлетворительной точности навигационных определений в любом месте околоземного пространства и при любых эволюциях объекта.

Недостатки ИНС:

- необходимость калибровки системы перед использованием;

- увеличение суммарной ошибки на выходе с течением большого количества времени;

- требуется непрерывность работы (или после перерыва в работе необходимо вновь вводить начальные условия).

Следующий метод определения местонахождения объекта, это использование геомагнитных и геофизических полей Земли. Данный метод имеет следующие преимущества [4, 5]:

- полная автономность и скрытность;

- максимальная защищенность от искусственных внешних помех;

- отсутствие необходимости постоянной калибровки системы;

Недостатки:

- необходимость обработки большого объема данных;

- зависимость точности определения координаты объекта от точности составления загруженной в систему эталонной карты;

- влияние природных аномалий на точность выходных параметров.

Из вышеуказанного сравнительного анализа видно, что спутниковые навигационные системы имеет глобальный характер использования и точность определения координат объекта, но в то же время имеют низкую помехозащищенность. А инерциальные навигационные системы имеет полную автономность, скрытность и помехоустойчивость, но полностью зависят от погрешностей измерения датчиков и требует постоянной калибровки системы. Навигация по геомагнитным и геофизическим полям позволяет минимизировать внутренние погрешности датчиков и работать автономно и скрытно, но полностью зависит от точности составленных эталонных карт и от природных аномалий [1 – 5].

Поскольку все эти методы направлены на решение одной задачи, то в конце XX века были созданы комплексные навигационные системы, которые позволили включить в свой состав разные навигационные датчики, сохранив преимущества каждой из них, что позволило улучшить помехозащищенность и точность, а также сделать новые системы автономными и энергосберегающими.

На сегодняшний день совершенствование электроники, микроэлектроники и нанотехнологий позволило создать новую комплексную навигационную систему с наименьшими массогабаритными характеристиками и наилучшими выходными навигационными параметрами. Существуют целое множество вариантов интегрирования навигационных систем с комплексной обработкой навигационной информации. Каждый из вариантов позволяет хорошо решать определенные задачи, которые изначально ставились [6].

Целью данного исследования является разработка новой схемы интегрирования

спутниковых навигационных систем, инерциальных навигационных систем и датчиков навигации по геомагнитным и геофизическим полям Земли, которая позволит получить максимально возможную помехозащищенность, точность выходных параметров навигационных данных и увеличить время автономной работы.

Для достижения данной цели необходимо решить следующие задачи:

- произвести анализ существующих типов схем комплексирования навигационных систем;

- выбрать схему комплексирования с наибольшей помехозащищенностью, точностью определения навигационных данных, возможностью работать автономно;

- на базе выбранной схемы создать новую схему интегрирования спутниковой навигационной системы, инерциальной навигационной системы и датчиков навигации по геомагнитным и геофизическим полям Земли.

Решая проблемы навигационных задач и исходя из недостатков СНС и ИНС, перспективным направлением развития навигационных систем стала интегрированная инерциально-спутниковая навигационная система (ИСНС). Основной целью идеи интегрирования СНС и ИНС стала объединения методов измерения, функционирующих на разных физических принципах, позволяющих получить более точные, помехозащищенные и надежные характеристики, чем по отдельности в каждой навигационной системе. Взаимное дополнение СНС и ИНС позволило ИСНС сделать максимально эффективным. При комплексной обработке сигналов, сохраняются достоинства каждой подсистемы и значительно уменьшается влияние недостатков. Сравнительный анализ отображен в таблице 1 [6].

Таблица 1. Характеристики ИНС и СНС

| **Характеристика** | **ИНС** | **СНС** |
|---|---|---|
| Автономная работа | Да | Нет |
| Изначальная калибровка системы | Да | Нет |
| Влияние шумов | Высокое | Малое |
| Резервирование | Да | Нет |
| Скорость выдачи данных | От 10 Гц до 1000 Гц | От 1 до 10 Гц |

Комплексирование двух навигационных систем позволило получить следующие преимущества:

- повышение помехоустойчивости и надежности;

- непрерывность определения координат при нарушениях однородности навигационных полей;

- улучшение динамических характеристик измерителей;

- сокращение времени выхода аппаратуры в рабочий режим.

Существуют несколько основных вариантов схем комплексирования навигационной аппаратуры потребителя (НАП) СНС и ИНС. Результат сравнения отображен в таблице 2 [6].

Таблица 2. Типы схем комплексирования

| Схема комплексирования | Особенности |
|---|---|
| Слабосвязанная | Выставка и калибровка ИНС с течением некоторого промежутка времени |
| Тесносвязанная | Повышенная помехоустойчивость |
| Разомкнутая | Ограниченность ошибок оценок местоположения и скорости, наличие информации об ориентации и угловой скорости, минимальные изменения в бортовой аппаратуре |
| Глубокоинтегрированная | Обеспечение характеристик точности и помехоустойчивости, близких к потенциальным. Требует существенной перестройки программно-аппаратной части и значительных вычислительных затрат |

В системе со слабосвязанной схемой, из-за использования данных НАП и ИНС, повышается точность определения навигационных параметров объекта. Из-за автономности первичной обработки сигналов, помехоустойчивость остается на уровне автономной системы. Кроме того, из-за более широкой полосы пропускания следящих систем уровень шумов выходных данных первичной обработки будет выше, что приводит к ухудшению точности оценки выходных навигационных параметров [1, 6]. Схема слабосвязанной системы показана на рисунке 1 [6].

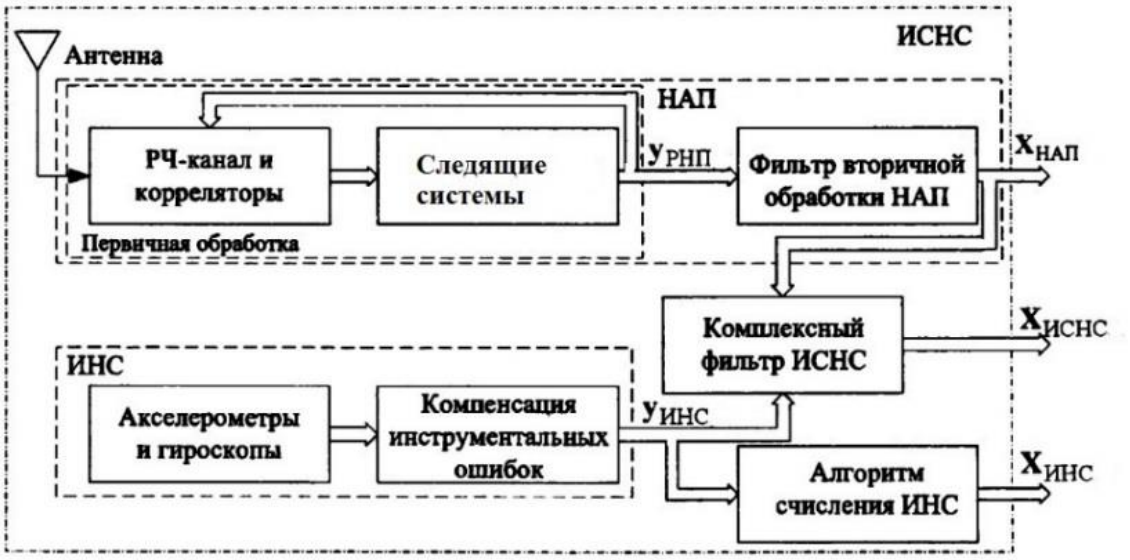



Рисунок 1 – Схема слабосвязанной системы комплексирования

Схема тесносвязанного комплексирования имеет два основных варианта, представленных на рисунках 2 и 3. На вход комплексного фильтра, помимо данных ИНС, в первом случае поступают выходные данные первичной обработки сигналов СНС, а во втором – выходные данные вторичной обработки. Полученные в комплексном фильтре навигационные параметры используются как в фильтрах ИНС, так и в фильтрах первичной обработки сигналов СНС. Это позволяет сузить полосы пропускания следящих систем СНС до минимально возможного уровня, что обеспечивает точность и помехоустойчивость, близкие к потенциальным. В ИНС использование данных из комплексного фильтра позволяет устранить инструментальные погрешности, например, дрейф гироскопических датчиков до минимума сокращает время начальной выставки [6].

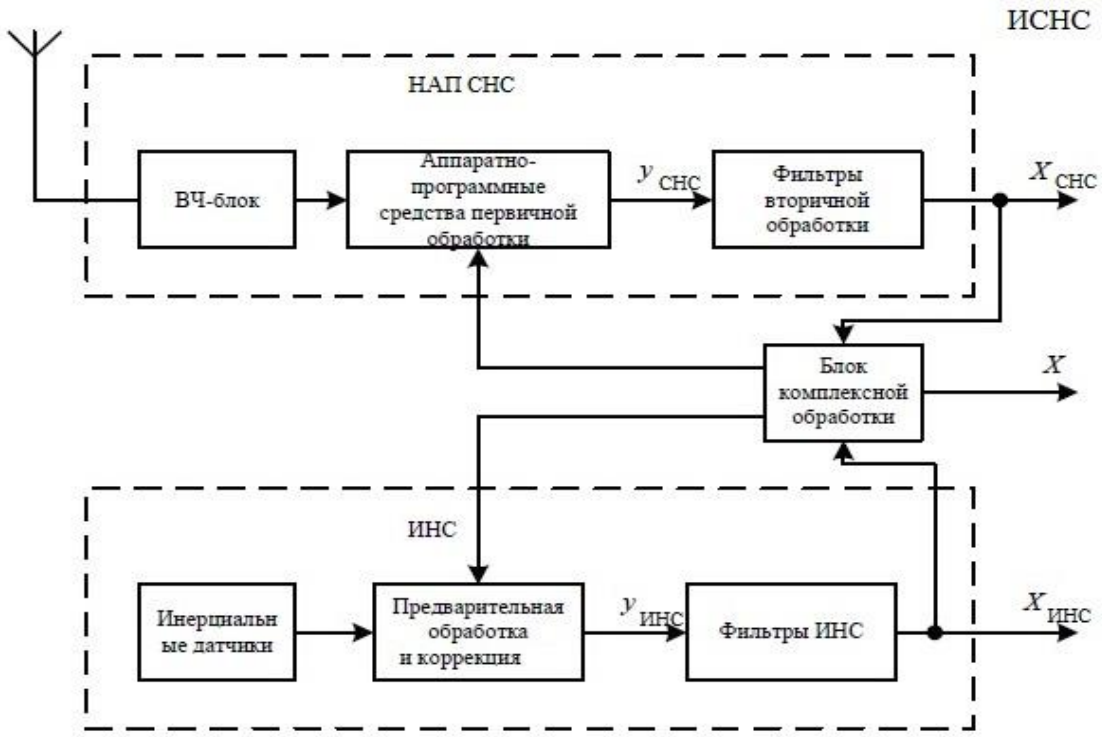



Рисунок 2 – Схема тесносвязанной системы комплексирования по выходам

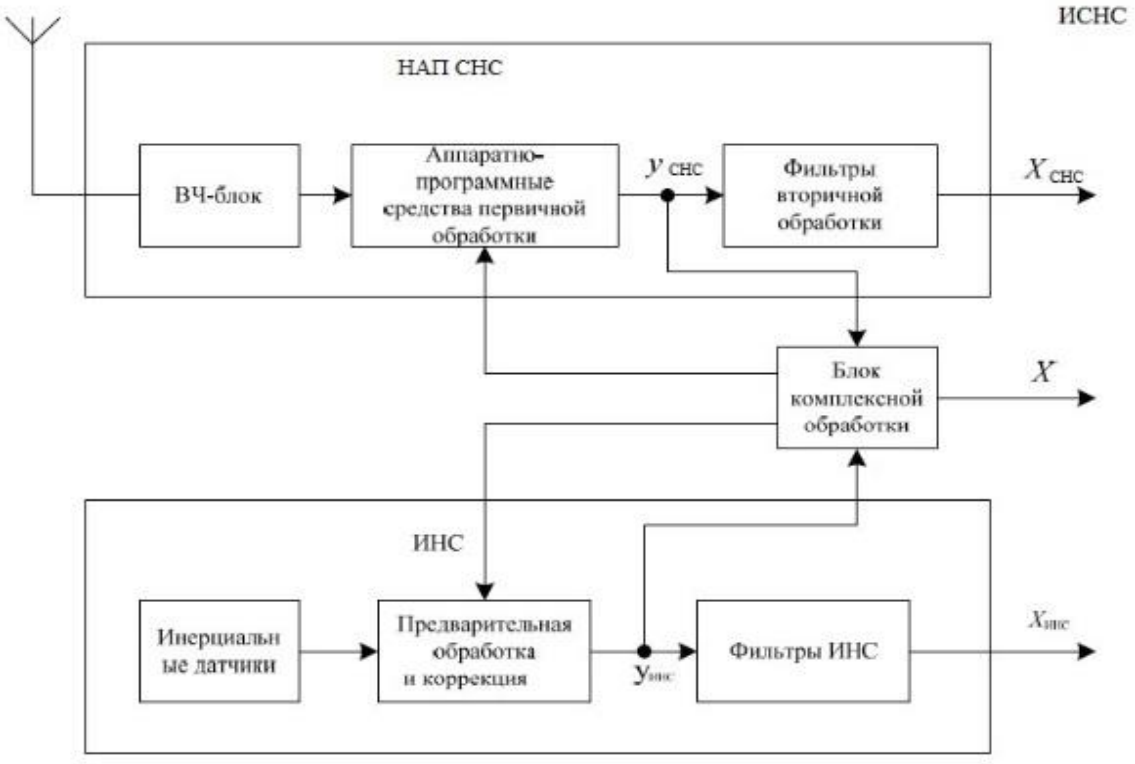



Рисунок 3 – Схема тесносвязанной системы комплексирования по входам

Разомкнутая схема, которая приведена на рисунке 4, является самым простым случаем комплексирования НАП СНС и ИНС. Такая система используется для

коррекции ИНС.

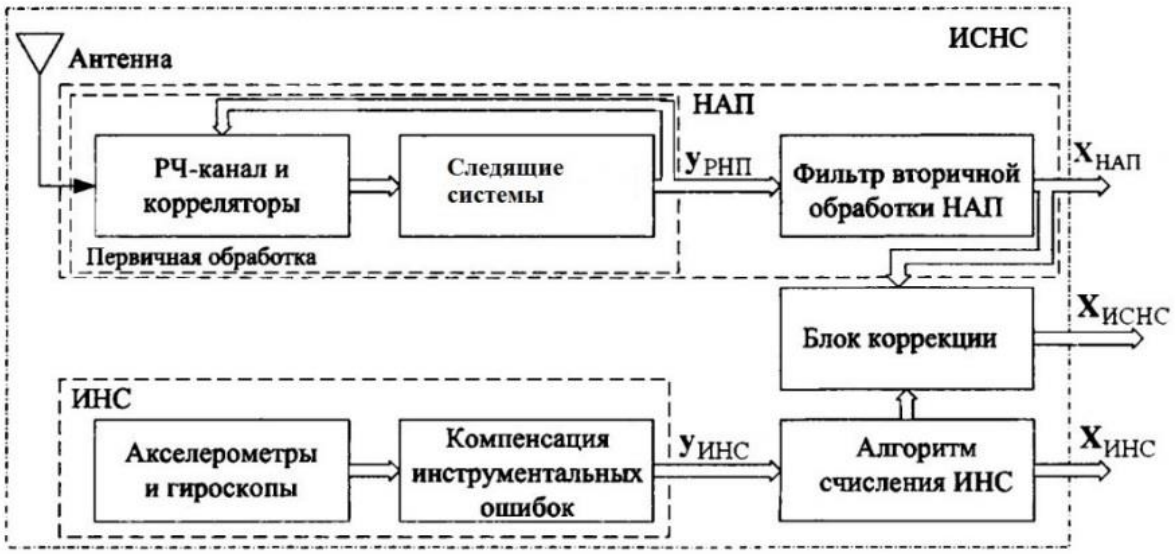



Рисунок 4 – Схема разомкнутой системы комплексирования

В глубокоинтегрированной системе алгоритм обработки сигналов СНС и ИНС неразделим. Оптимальная обработка навигационных сигналов реализуется на основе согласованного фильтра или на основе коррелятора. Блок НАП СНС содержит аналоговую радиочастотную часть, аналогово-цифровой преобразователь и многомерный коррелятор [1]; блок ИНС – блок инерциальных датчиков, аналогово-цифровой преобразователь и также многомерный коррелятор [2]. Оценка параметров навигационного сигнала производится комплексным фильтром, общим для обеих систем. Практическая реализация данной системы достаточно сложна и требует полного изменения всей аппаратно-программной части всей системы. Поэтому данная система комплексирования, которая изображена на рисунке 5, не получила практической значимости в наше время [6].

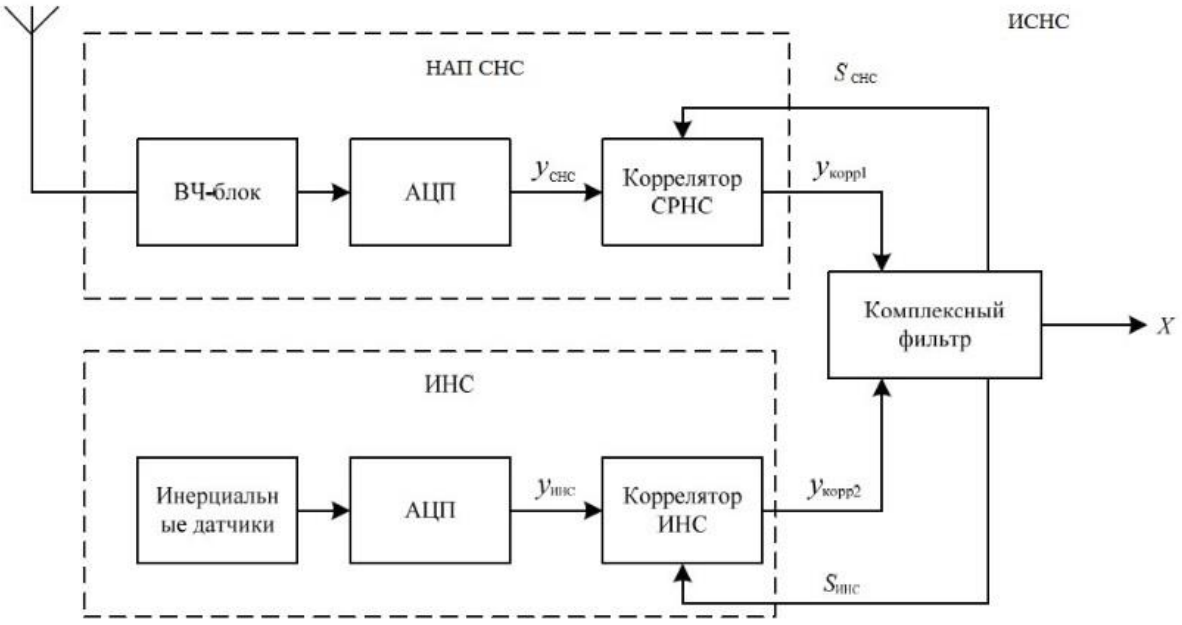



Рисунок 5 – Схема глубокоинтегрированной системы комплексирования

Наиболее оптимальным типом схемы интегрирования навигационных систем, удовлетворяющей требованиям, поставленным в цели данной работы, является тесносвязанная схема комплексирования по входам. Данный тип позволяет увеличить помехозащищённость всей системы, поскольку обработка навигационных сигналов происходит по входам, где наблюдается повышенные шумы. Также увеличивается время автономной работы и не требует глобального изменения аппаратно-программной части каждого элемента, входящих в комплексную систему, что позволяет использовать разные аппараты навигационных систем без внесения существенного изменения в структуру.

Согласно теории оптимальной фильтрации, интегрированная система обработки должна быть построена на основе корреляционного интеграла:

$$\int y(t)S(t)dt = \int y_{\text{снс}}(t)S_{\text{снс}}(t)dt + \int y_{\text{инс}}(t)S_{\text{инс}}(t)dt + \\ + \int y_{\text{геоф}}(t)S_{\text{геоф}}(t)dt + \int y_{\text{геом}}(t)S_{\text{геом}}(t)dt = \max \quad (1)$$

где $\boldsymbol{y}(t)$ – входной сигнал, параметры которого подлежат оценке; $\boldsymbol{S}(t)$ – опорный сигнал; $\boldsymbol{y}_{\text{снс}}(t)$ – принятый сигнал СНС; $\boldsymbol{y}_{\text{геоф}}(t)$ – принятый сигнал с датчиков геофизической навигации; $\boldsymbol{y}_{\text{геом}}(t)$ – принятый сигнал с датчиков геомагнитной навигации; $\boldsymbol{y}_{\text{инс}}(t)$ – сигналы датчиков ИНС; $\boldsymbol{S}_{\text{снс}}(t)$, $\boldsymbol{S}_{\text{инс}}(t)$, $\boldsymbol{S}_{\text{геоф}}(t)$, $\boldsymbol{S}_{\text{геом}}(t)$ – опорные сигналы каналов.

На основании полученных результатов, произведенного анализа, выбрана тесносвязанная схема комплексирования навигационных систем за основу будущего комплекса, состоящего из четырех систем навигации.

По результатам исследования предложена тесносвязанная схема комплексирования по входам следующих навигационных систем: СНС; ИНС; систем навигации по геофизическим полям Земли; систем навигации по геомагнитным полям Земли, которая изображена на рисунке 6:

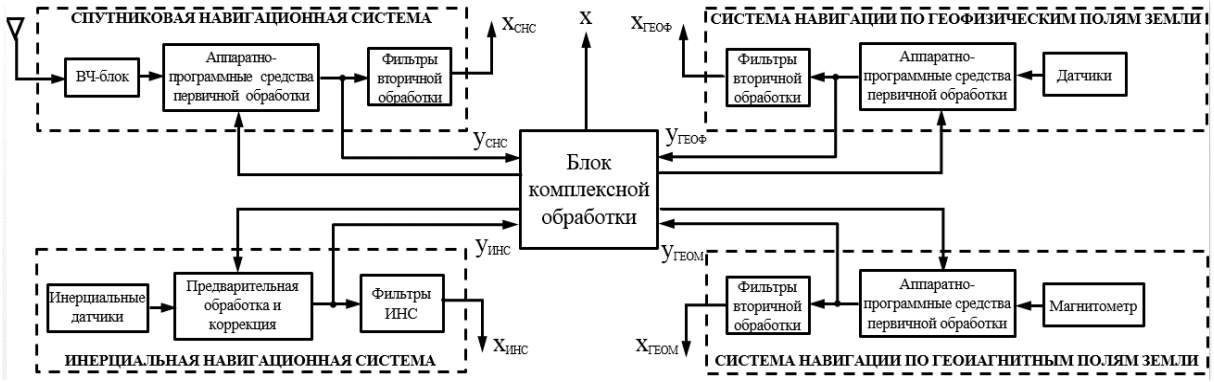



Рисунок 6 – Перспективная схема комплексной системы навигации

Полученная схема позволяет обработать навигационный сигнал на входах фильтров вторичной обработки, где существуют максимально возможные шумы, что позволяет увеличить помехозащищенность всей системы. Также при данной схеме интегрирования не требуется вносить существенные изменения в конструкцию и структуру каждой системы навигации, что значительно упрощает практическую реализацию и понижает себестоимость продукта. Возможность выборочно обрабатывать навигационные сигналы каждой системы навигации позволяет комплексной системе работать автономно и скрытно. Например, комплексная обработка сигналов только инерциальной навигационной системы и систем навигации по геомагнитным и геофизическим полям Земли делает

всю комплексную систему максимально скрытным и защищает от внешних помех. И дает возможность увеличить время автономной работы. Комплексная оценка сигналов спутниковой навигационной системы в паре с любой из оставшихся трех систем навигации позволяет получить максимально точные результаты навигационных параметров в любой момент времени.

В данной работе были проанализированы спутниковые навигационные системы, инерциальные навигационные системы и системы навигации по геомагнитным и геофизическим полям Земли. По выявленным преимуществам и недостаткам каждой системы навигации была определена цель работы – интегрировать эти системы в одну общую комплексную систему навигации с целью улучшения помехозащищенности, скрытности и увеличения времени автономной работы. Также уменьшить расходы на практическую реализацию данной новой комплексной системы за счет отсутствия требований по существенному изменению структуры аппаратно-программной части каждой навигационной системы. В ходе работы также был произведен анализ существующих и широко применяемых типов схем интегрирования спутниковых и инерциальных навигационных систем. Наиболее подходящим для решения поставленных задач, по достижению цели работы, выбрана тесносвязанная схема интегрирования систем навигации. Основываясь на структуре данной схемы, была построена схема комплексирования четырех навигационных систем. Предложенная схема предположительно должна обеспечить следующие результаты:

- повышение точностных характеристик комплексированной аппаратуры по сравнению с точностными характеристиками ее составляющих;
- повышение помехозащищенности и надежности работы комплексируемой аппаратуры;
- непрерывность определения координат при нарушениях однородности или непрерывности навигационных полей;
- улучшение динамических характеристик измерителей;
- сокращение времени выхода аппаратуры в рабочий режим.

## Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. Изд. 4 – е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. 800 с., ил.

2. Селиванова Л.М., Шевцова Е.В. Инерциальные навигационные системы: учеб. Пособие // М. Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана. 2012. 148 с.

3. Мелешко В.В., Нестеренко О.И. Бесплатформенные инерциальные навигационные системы. Учебное пособие. Кировоград: ПОЛИМЕД – Сервис. 2011. 171 с.

4. Белоглазов И.Н., Джанджгава Г.И., Чигин Г.П. Основы навигации по геофизическим полям // М. Наука. Главная редакция физико-математической литературы.1985. 328 с.

5. Семевский Р.Б., Аверкиев В.В., Яроцкий В.А. Специальная магнитометрия. // СПб. Наука. 2002. 228 с.

6. Методы определения навигационных параметров подвижных средств с использованием спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС: монография / В.Н. Тяпкин, Е.Н. Гарин. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2012. 260 с.

## Сведения об авторах

**Коровин Алексей Вячеславович** (1974 г. р.), окончил Военный институт радиоэлектроники в 1999 г., кандидат технических наук (2010 г.). Место работы – доцент кафедры «Авиационных систем и комплексов радионавигации и радиосвязи» ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж).
Направление научных исследований: анализ и синтез мультисистемой аппаратуры потребителей спутниковой навигации.
E-mail: korovin.alexey@mail.ru

**Новиков Александр Анатольевич** (1977 г.р.), окончил: Тамбовский ВАИИ в 1999 г., кандидат технических наук (2016 г.). Место работы – научный сотрудник НИО НИЦ (ППО и УА ВВС) ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж).
Направление научных исследований: анализ и синтез мультисистемой аппаратуры потребителей спутниковой навигации.
E-mail: nowikov.1977@mail.ru

**Савин Денис Игоревич** (1989 г. р.), окончил Военный авиационный инженерный университет (г. Воронеж) в 2012 г. Место работы – адъюнкт ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж).
Направление научных исследований: анализ и синтез мультисистемой аппаратуры потребителей спутниковой навигации.

**Ражапов Газиз Гадельбаевич** (1993 г. р.), окончил Российский государственный технический университет-Московский авиационный технологический институт имени К.Э. Циалковского в 2014 г., Московский авиационный институт в 2016 г. Место работы – оператор научной роты ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж).
Направление научных исследований: анализ и синтез комплексированных навигационных систем.

**Дворяков Герман Викторович** (199 г. р.), окончил Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана в 2016 г. Место работы – оператор научной роты ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж).
Направление научных исследований: исследование характеристик мультисистемой аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных систем.

**УДК 612.396.67**

# ОСОБЕННОСТИ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА ПРИ ИМПУЛЬСНОМ ИЗЛУЧЕНИИ

А.В. ВАСИЛЬЕВА, Н.Н. КАЛМЫКОВ, С.А. МЕЛЬНИКОВ, Д.П. СЕДОВ, В.В. СОЛОВЬЕВ

Временное разделение зеркальной и дисперсионной частей отраженного сигнала позволяет обеспечить работоспособность корреляционного измерителя составляющих вектора скорости над гладкой водой. В статье представлены зависимости параметров взаимных корреляционных функций от формы пятна засветки, которые должны учитываться при реализации алгоритмов корреляционного метода. Полученным в результате моделирования зависимостям дано теоретическое обоснование и экспериментальное подтверждение при летных испытаниях.

# SPECIFICITYES OF CORRELATION FEATURES OF THE REFLECTED SIGNAL UNDER PULSED RADIATION

A.V. VASIL'EVA, N.N. KALMYKOV, S.A. MEL'NIKOV, D.P. SEDOV, V.V. SOLOV'EV

Time division of the reflected signal on mirror and dispersion parts allows to provide functionability of correlation measurer of the components of velocity vector above smooth water. In article are presented dependencies parameters cross-correlation function from the form of bright area spot, which must be taken into account at realization algorithm of correlation method. Got as a result of modeling dependency, is given theoretical justification and experimental confirmation by flight tests.

Одним из направлений работы над улучшением тактико-технических характеристик КРИ является обеспечение работоспособности канала измерения скорости над поверхностями с узкой диаграммой обратного рассеяния. Предлагаемый в [1, 2] способ решения вышеназванной проблемы предполагает временное разделение малоинформативной части сигнала, отраженного от подрадарной точки, и дисперсионной составляющей, принятой с наклонной дальности.

В алгоритме КРИ при формировании сигнала скоростного канала с каждого импульса берется лишь одно значение на заданной дальности. Это обусловлено не только ограничивающими факторами, такими как быстродействие АЦП и производительность вычислителя, но и тем фактом, что при определении составляющих вектора скорости играют роль именно межпериодные корреляционные соотношения. В связи с этим актуальным является вопрос, где именно на огибающей импульса следует устанавливать сигнальный строб для обеспечения минимальной погрешности измеряемых параметров.

Основополагающим в корреляционном методе измерения составляющих вектора скорости является выражение для коэффициента взаимной корреляции сигналов, принятых на пространственно разнесенные антенны, которое получено путем интегрирования по подстилающей поверхности [3]

$$\rho_{H12} = \rho_{X12}\rho_{Z12},$$

где

$$\rho_{X12} = K_{в} \exp\left[-\frac{2\pi\Delta_{вэ}^2}{\lambda^2}(X_0 - x)^2\right], \qquad (1)$$

$$\rho_{Z12} = K_{г} \exp\left[-\frac{2\pi\Delta_{гэ}^2}{\lambda^2}(Z_0 - z)^2\right],$$

$\lambda$ – длина волны,

$X_0$, $Z_0$ – параметры, характеризующие продольный и поперечный разнос приемных антенн,

$$\Delta_{вэ} = \frac{\Delta_в}{\sqrt{1+\frac{k^2\Delta_в^2}{2\pi}}},\ \Delta_{гэ} = \frac{\Delta_г}{\sqrt{1+\frac{k^2\Delta_г^2}{2\pi}}},$$

$\Delta_в$ и $\Delta_г$ – ширина диаграммы направленности антенны (ДНА) в продольном и поперечном направлении,

$k$ – коэффициент, характеризующий отражающие свойства подстилающей поверхности и использующийся в аппроксимации ДОР.

При непрерывном излучении пятно засветки ограничено только шириной ДНА, коэффициенты $K_в$ и $K_г$, присутствующие в выражении (1), мало отличаются от единицы и в [3] опущены. При импульсном излучении пятно засветки изменяет свою форму со временем, по мере того как зондирующий импульс достигает подстилающей поверхности, заливает ее и затем заканчивает свое действие (рисунок 1). В свою очередь коэффициенты $K_в$ и $K_г$ в данном случае отличаются от единицы и должны учитываться.

Размер пятна засветки характеризуется углом $\theta_2$ и зависит от текущего положения сигнального строба. Пусть временное положение строба $t_с$, тогда

$$R_2 = \frac{ct_с}{2},\ \cos\theta_2 = \frac{H}{R_2}.$$

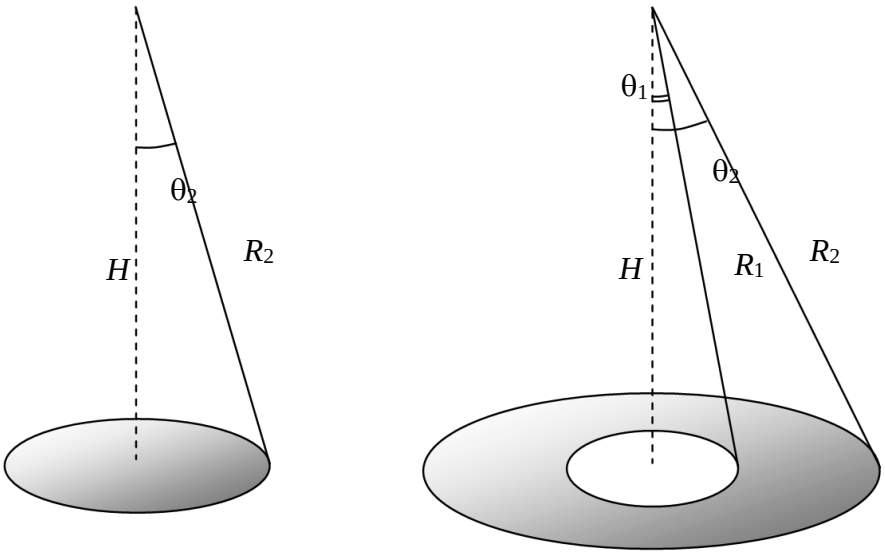



Рисунок 1 – Форма пятна засветки в зависимости от положения сигнального строба

Максимальное значение $\theta_{2\,макс}$, при котором пятно засветки остается кругом, определяется соотношениями

$$t_{с\,макс} = \frac{2H}{c} + \tau_и,\ R_{2\,макс} = H + \frac{c\tau_и}{2},\ \cos\theta_{2\,макс} = \frac{H}{R_{2\,макс}}.$$

Данному значению соответствует максимум принятого сигнала (при отсутствии ограничений полосы приемного тракта).

При углах, превышающих значение $\theta_{2\,макс}$, прием сигнала из подрадарной точки уже закончился, т.к. длительность зондирующего импульса $\tau_и$ конечна, а сигнал с наклонной дальности только что достиг приемной антенны. Т.е. пятно засветки

является кольцом. Справедливы соотношения, позволяющие определить внутренний угловой размер кольца $\theta_1$

$$R_1 = R_2 - \frac{c\tau_и}{2},\ \cos\theta_1 = \frac{H}{R_1},\ \cos\theta_2 = \frac{H}{R_2},$$

$$\theta_1 = 0, \text{ при } R_1 \le 0,$$

$$\cos\theta_1 = \left(\frac{1}{\cos\theta_2} - \frac{c\tau_и}{2H}\right)^{-1}, \text{ при } R_1 > 0.$$

При установке сигнального строба на максимум или фронт импульса интегрирование при выводе формулы для коэффициента взаимной корреляции сигналов должно производиться по кругу с угловым размером $\theta_2$, тогда выражение для коэффициентов $K_в$ и $K_г$, входящих в выражение (1), имеет вид

$$K_в = \frac{\mathrm{Re}\left(\mathrm{erf}\left[\frac{\sqrt{2\pi}}{\Delta_{вэ}}\theta_2 + i\frac{\sqrt{2\pi}}{\lambda}\Delta_{вэ}(X_0 - x)\right]\right)}{\mathrm{erf}\left(\frac{\sqrt{2\pi}}{\Delta_{вэ}}\theta_2\right)}, \qquad (2)$$

$$K_г = \frac{\mathrm{Re}\left(\mathrm{erf}\left[\frac{\sqrt{2\pi}}{\Delta_{гэ}}\theta_2 + i\frac{\sqrt{2\pi}}{\lambda}\Delta_{гэ}(Z_0 - z)\right]\right)}{\mathrm{erf}\left(\frac{\sqrt{2\pi}}{\Delta_{гэ}}\theta_2\right)},$$

где

$$\mathrm{erf}\ x = \frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_0^x e^{-t^2}dt \ - \text{функция ошибок.}$$

При установке сигнального строба на срез импульса интегрирование должно производиться по кольцу с угловыми размерами $\theta_1$, $\theta_2$, а выражение для коэффициентов $K_в$ и $K_г$ принимает вид

$$K_в = \frac{\mathrm{Re}\left(\mathrm{erf}\left[\frac{\sqrt{2\pi}}{\Delta_{вэ}}\theta_2 + i\frac{\sqrt{2\pi}}{\lambda}\Delta_{вэ}(X_0 - x)\right]\right) - \mathrm{Re}\left(\mathrm{erf}\left[\frac{\sqrt{2\pi}}{\Delta_{вэ}}\theta_1 + i\frac{\sqrt{2\pi}}{\lambda}\Delta_{вэ}(X_0 - x)\right]\right)}{\mathrm{erf}\left(\frac{\sqrt{2\pi}}{\Delta_{вэ}}\theta_2\right) - \mathrm{erf}\left(\frac{\sqrt{2\pi}}{\Delta_{вэ}}\theta_1\right)}, \qquad (3)$$

$$K_г = \frac{\mathrm{Re}\left(\mathrm{erf}\left[\frac{\sqrt{2\pi}}{\Delta_{гэ}}\theta_2 + i\frac{\sqrt{2\pi}}{\lambda}\Delta_{гэ}(Z_0 - z)\right]\right) - \mathrm{Re}\left(\mathrm{erf}\left[\frac{\sqrt{2\pi}}{\Delta_{гэ}}\theta_1 + i\frac{\sqrt{2\pi}}{\lambda}\Delta_{гэ}(Z_0 - z)\right]\right)}{\mathrm{erf}\left(\frac{\sqrt{2\pi}}{\Delta_{гэ}}\theta_2\right) - \mathrm{erf}\left(\frac{\sqrt{2\pi}}{\Delta_{гэ}}\theta_1\right)}.$$

Основное ограничение на положение сигнального строба дают энергетические соотношения. На рисунке 2 представлена огибающая принятого сигнала при некоторых значениях ДОР. На вертикальной шкале откладываются условные единицы, а на горизонтальной для исключения зависимости от высоты и длительности зондирующего импульса – угловые единицы

$$\cos\theta_1 = \frac{H}{H + \Delta d},$$

где

$\Delta d$ – задержка (в единицах дальности) относительно окончания импульса.

Приведенные зависимости позволяют определить, например, что если прибор обрабатывает принятый сигнал в динамическом диапазоне 30 дБ, то над поверхностью с шириной ДОР 6° для обеспечения необходимого соотношения сигнал-шум сигнальный строб скоростного канала можно устанавливать на срезе импульса не далее, чем на 9°.

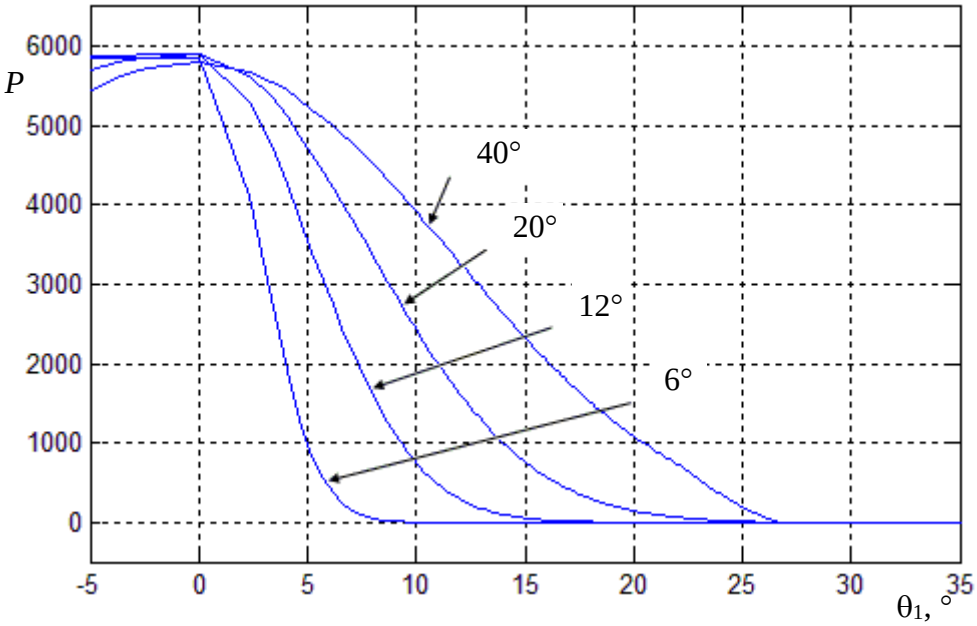



Рисунок 2 – Форма среза импульса в угловых единицах

Для сравнения параметров ВКФ при различных положениях сигнального строба на огибающей импульса было проведено моделирование. На рисунке 3 представлены полученные ВКФ сигналов, принятых КРИ, при установке строба на максимум импульса и на срез по уровню –30 дБ. Можно увидеть, что на срезе импульса ширина ВКФ меньше, одновременно увеличивается и разность максимумов ВКФ, что обеспечивает больший наклон дискриминационной характеристики и тем самым способствует снижению погрешности измерения поперечной составляющей скорости. Вместе с тем в спектре сигнала на срезе импульса появляется высокочастотная составляющая, которая придает форме ВКФ осциллирующий характер. Можно утверждать также, что главный максимум ВКФ хуже аппроксимируется функцией Гаусса, что может потребовать при реализации амплитудного метода измерения поперечной составляющей скорости [4] дополнительных компенсационных алгоритмов.

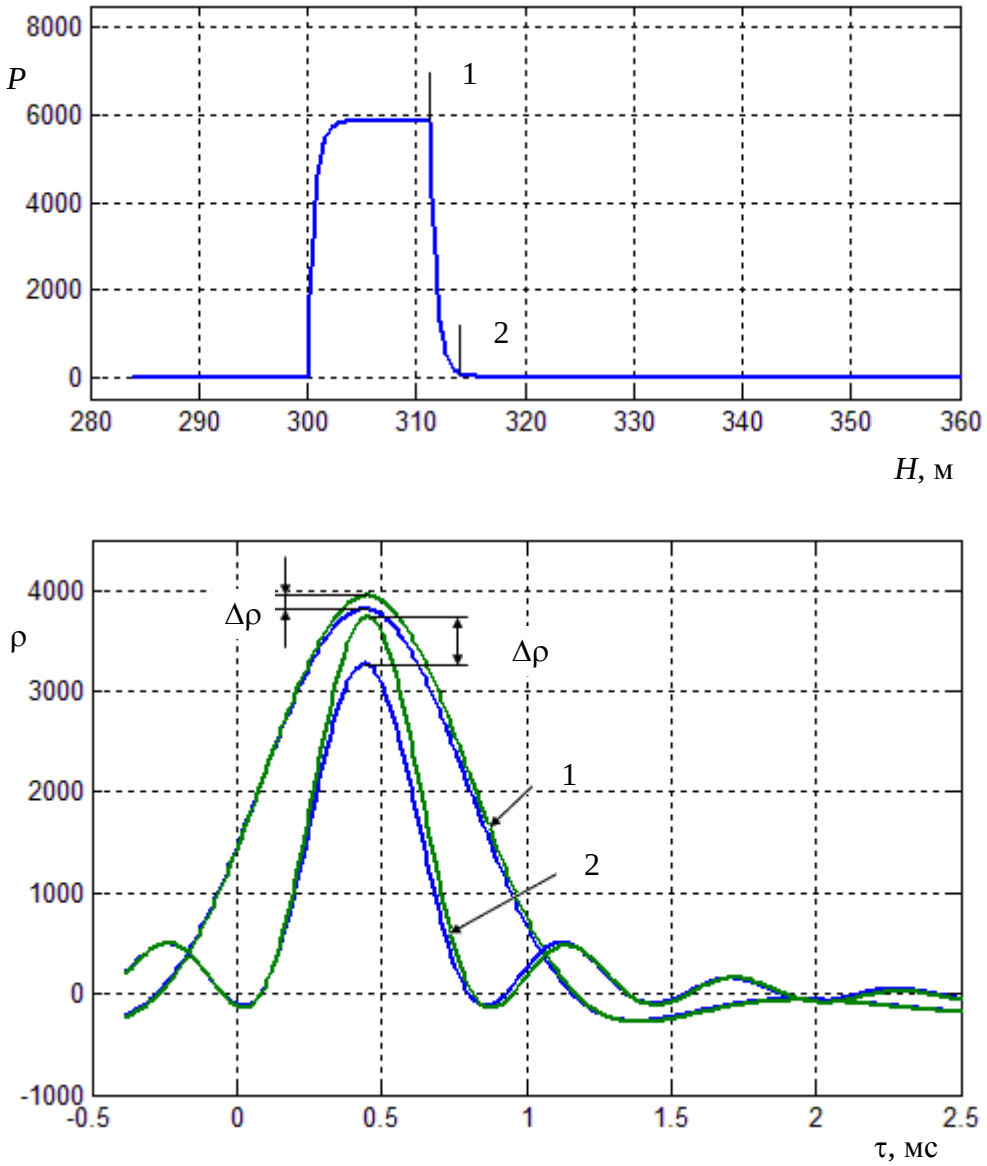
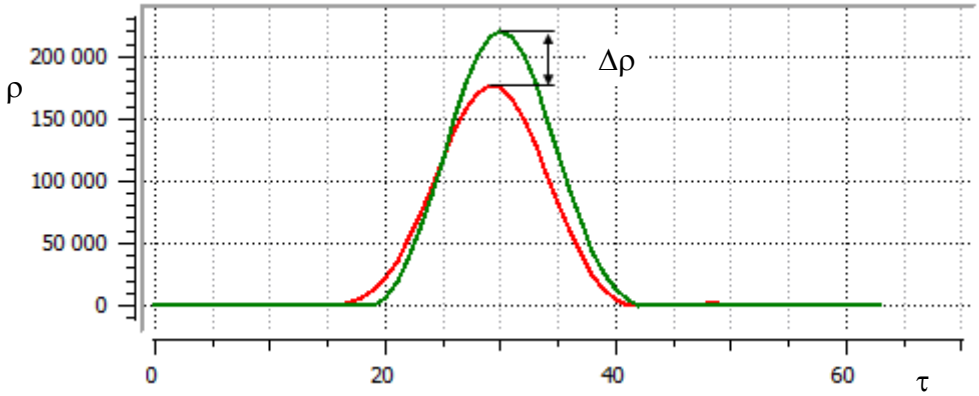



Рисунок 3 – Ширина ВКФ в зависимости от положения строба
$H$ = 300 м, $\tau_и$ = 75 нс, $V$ = 200 м/с, β = 3°, ДОР 6°

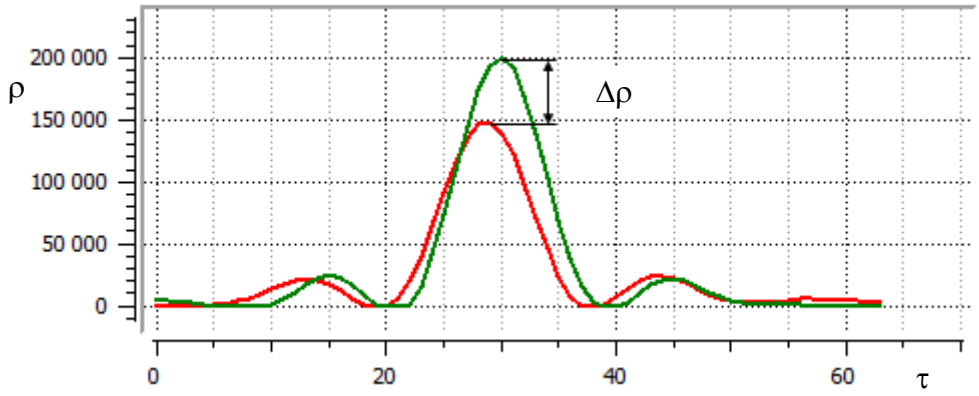
Полученные при моделировании результаты имеют экспериментальное подтверждение. В летных испытаниях на самолете ЯК-52 совершали совместный полет два прибора. В одном применялся видеоусилитель (ВУ) с полосой пропускания 15 МГц, а сигнальный строб устанавливался вблизи максимума импульса. В другом приборе был установлен экспериментальный широкополосный ВУ, полоса пропускания которого ограничивалась 60 МГц, и сигнальный строб устанавливался на срез импульса по уровню –30 дБ. Сигнал скоростного канала фиксировался в блоке сохранения информации [5]. На рисунке 4 представлены ВКФ сигналов, полученные в один и тот же момент времени и, следовательно, над одним и тем же участком подстилающей поверхности.

В основном форму главного максимума ВКФ определяет экспоненциальная составляющая, входящая в выражение (1). Осциллирующая составляющая, описываемая выражениями (2) или (3), в большей степени проявляется при установке

сигнального строба на срез импульса и тем или иным способом должна учитываться в алгоритмах измерения вектора скорости корреляционным методом.




а) штатный ВУ




б) широкополосный ВУ

Рисунок 4 – Сравнение формы ВКФ в летных испытаниях

Литература

1 Н.Н. Калмыков, С.А. Мельников, Д.П. Седов, В.В. Соловьев. Обеспечение работоспособности скоростного канала КРИ над поверхностями с узкой ДОР. / Сборник материалов IX Межрегиональной отраслевой НТК «Люльевские чтения» – Екатеринбург: ОАО «ОКБ «Новатор», 2014.

2 Патент на изобретение № 2605442 от 29.11.2016 г., кл. G 01 S 13/60 «Радиовысотомерная система с адаптацией к гладкой водной поверхности» Авт. Калмыков Н.Н., Мельников С.А., Соловьев В.В., Рыжков А.С., Седов Д.П. Опубл. 20.12.2016 г.

3 М.К. Боркус, А.Е. Черный. Корреляционные измерители путевой скорости и угла сноса летательных аппаратов. – М.: Сов. радио, 1973. – 169 с.

4 В.И. Вербицкий, Н.А. Дядьков, Н.Н. Калмыков, С.А. Мельников. Оптимизация алгоритмов оценки поперечной составляющей вектора скорости в корреляционных радиолокационных измерителях / Сборник научных трудов УГТУ-УПИ. Выпуск 3. Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2009, с. 109–114.

5 В.И. Вербицкий, Н.Н. Калмыков, С.А. Мельников, В.В. Соловьев. Использование реального сигнала для анализа природы погрешностей скоростного канала

комбинированного радиотехнического измерителя (КРИ). / Сборник трудов II Всероссийской научно-технической конференции «Радиовысотометрия - 2007». – Каменск-Уральский: ОАО «УПКБ “Деталь”», 2007, с. 83.

Сведения об авторах:

**Васильева Анна Валерьевна,** 1987 г.р., соискатель ученой степени кандидата наук по специальности «Радиолокация и радионавигация» в ФГАОУ ВПО «УрФУ имени первого Президента России Б.Н. Ельцина», инженер-конструктор 1 категории АО «Уральское проектно-конструкторское бюро «Деталь».

Область научных интересов – моделирование в радиолокации, радиовысотомеры, многофункциональные радиовысотомерные системы.

**Мельников Сергей Андреевич,** 1966 г.р., соискатель ученой степени кандидата наук по специальности «Радиолокация и радионавигация» в ФГАОУ ВПО «УрФУ имени первого Президента России Б.Н. Ельцина», ведущий конструктор АО «Уральское проектно-конструкторское бюро «Деталь».

Область научных интересов – автономные средства радионавигации и радиолокации, радиовысотомеры, многофункциональные радиовысотомерные системы.

**Калмыков Николай Николаевич,** 1954 г.р., заместитель главного конструктора по направлению АО «Уральское проектно-конструкторское бюро «Деталь».

Область научных интересов – автономные средства радионавигации и радиолокации, радиовысотомеры, многофункциональные радиовысотомерные системы.

**Седов Дмитрий Петрович,** 1986 г.р., соискатель ученой степени кандидата наук по специальности «Радиолокация и радионавигация» в ФГАОУ ВПО «УрФУ имени первого Президента России Б.Н. Ельцина», ведущий инженер АО «Уральское проектно-конструкторское бюро «Деталь».

Область научных интересов – автономные средства радионавигации и радиолокации, радиовысотомеры, многофункциональные радиовысотомерные системы.

**Соловьев Виталий Валерьевич,** 1974 г.р., начальник научно-тематического отдела АО «Уральское проектно-конструкторское бюро «Деталь».

Область научных интересов – автономные средства радионавигации и радиолокации, радиовысотомеры, многофункциональные радиовысотомерные системы.

**УДК 621.396.96**

# ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СКОРОСТНОГО КАНАЛА РАДИОВЫСОТОМЕРНОЙ СИСТЕМЫ КОНФИГУРИРОВАНИЕМ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ

А.В. ВАСИЛЬЕВА, Н.Н. КАЛМЫКОВ, С.А. МЕЛЬНИКОВ

В статье представлены результаты исследования влияния конфигурации антенной системы на работу скоростного канала радиовысотомерной системы. Предложен способ снижения погрешностей измерения составляющих вектора скорости путем модернизации исходной антенной системы. Эффективность предложенного способа подтверждена посредством моделирования работы скоростного канала радиовысотомерной системы с различной конфигурацией антенных систем.

# INCREASING ACCURACY OF THE MEASUREMENTS OF SPEED CHANNEL ALTIMETER'S SYSTEM BY CONFIGURATION OF ANTENNA SYSTEM

A.V. VASIL'EVA, N.N. KALMYKOV, S.A. MEL'NIKOV

In article are presented results of the study of the influence configuration of the antenna system on operation the speed channel of altimeter's system. Also the way is offered of the reduction of accuracy measurement of the components of velocity vector by modernizations of the source antenna system. Efficiency of the offered way is confirmed by means of modeling of the functioning the speed channel of altimeter's system with different configurations of the antenna systems.

Данная статья посвящена особенностям работы скоростного канала радиовысотомерной системы (далее по тексту – РВС), и в частности, снижению погрешностей измерения продольной $V_x$ и поперечной $V_z$ составляющих вектора скорости путем изменения конфигурации антенной системы (далее по тексту – АС).

Радиовысотомерная система предназначена для измерения высоты полета и составляющих вектора скорости полета летательного аппарата (далее по тексту – ЛА) в связанной системе координат [1].

В состав РВС входят:

– антенная система;

– приёмопередающее устройство;

– многофункциональный блок обработки сигналов;

– блок питания.

Исходная АС РВС представляет собой антенную систему из трёх идентичных микрополосковых антенн с продольным и поперечным разносом между соседними антеннами (рисунок 1) [2].

В основу работы высотомерного канала РВС положен импульсный радиолокационный метод измерения высоты со статистической обработкой отраженных сигналов посредством микропроцессорного вычислителя.

В основу работы скоростного канала РВС положен корреляционный метод измерения [3, 4]. Составляющие вектора скорости определяются по положению максимуму взаимной корреляционной функции (далее по тексту – ВКФ) пространственно-разнесенных между собой отраженных от подстилающей поверхности сигналов, принимаемых разнесенными антеннами, расположенными на ЛА, с учетом геометрии АС РВС. Таким образом, геометрия АС является одним из многочисленных звеньев, обеспечивающих точность измерения составляющих вектора скорости полета ЛА.

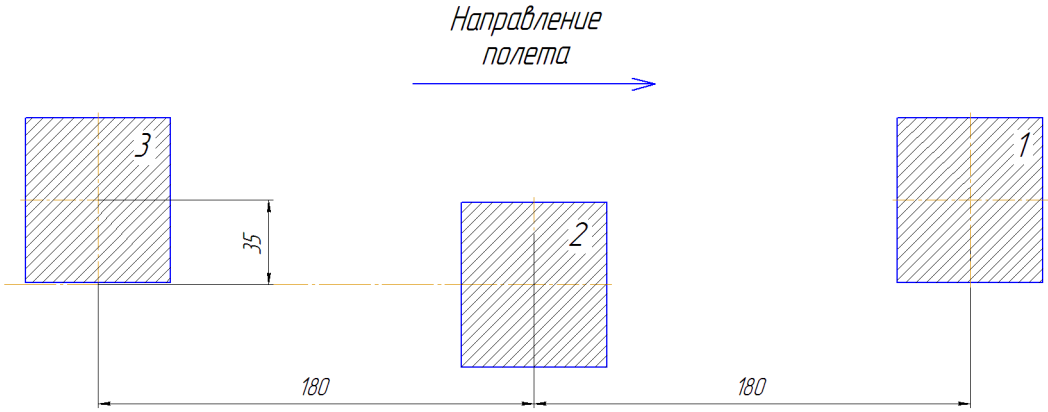



Рисунок 1 – Геометрия исходной АС

Одним из направлений работы над улучшением тактико-технических характеристик РВС является обеспечение работоспособности скоростного канала на поверхностями с узкой диаграммой обратного рассеяния (ДОР).

Рассматриваемый в данной статье способ решения вышеназванной проблемы предлагает модернизацию РВС путем изменения конфигурации АС (увеличение поперечной базы) с целью снижения погрешности измерения скоростного канала.

В качестве антенной системы для РВС предлагается АС, представленная на рисунке 2. АС содержит одну передающую антенну 6 и пять приемных антенн 1 – 5 [5].

Для оценки эффективности предлагаемой АС в математической среде MATLAB было проведено моделирование работы скоростного канала РВС с учетом геометрии модернизированной АС, включающее в себе:

– моделирование отражающей поверхности, представляющей собой классическую фацетную модель;

– моделирование режима излучения сигнала, отраженного от подстилающей поверхности;

– реализацию алгоритмов вычисления составляющих вектора скорости полета ЛА.

Моделирование проводилось при имитации полета ЛА с характеристиками, приведенными в таблице 1, для двух вариантов подстилающей поверхности:

– однородная поверхность типа «лес», ДОР = 30º;
– однородная поверхность типа «вода», ДОР = 3º, 2º, 1,5º.

Таблица 1 – Характеристики имитируемого полета ЛА

| Характеристики имитируемого полета ЛА | | | |
|---|---|---|---|
| Высота полета ЛА, $H_{эт.}$, м | Продольная составляющая вектора скорости ЛА, $V_{x_эт.}$, м/с | Поперечная составляющая вектора скорости ЛА, $V_{z_эт.}$, м/с | Угол сноса, β, º |
| 300 | 200 | 10 | 3 |
| | | 20 | 6 |
| | | 30 | 9 |
| Примечание – Приведенные характеристики соответствуют условиям полета ЛА в натурной работе. | | | |

При полете ЛА над поверхностью с достаточно широкой ДОР для получения оценок составляющих вектора скорости предлагается использовать одну из троек модернизированной АС (рисунок 2), образующих равнобедренный треугольник, в основании которого две рядом расположенные антенны, например, антенны 1, 3, 4 [4].

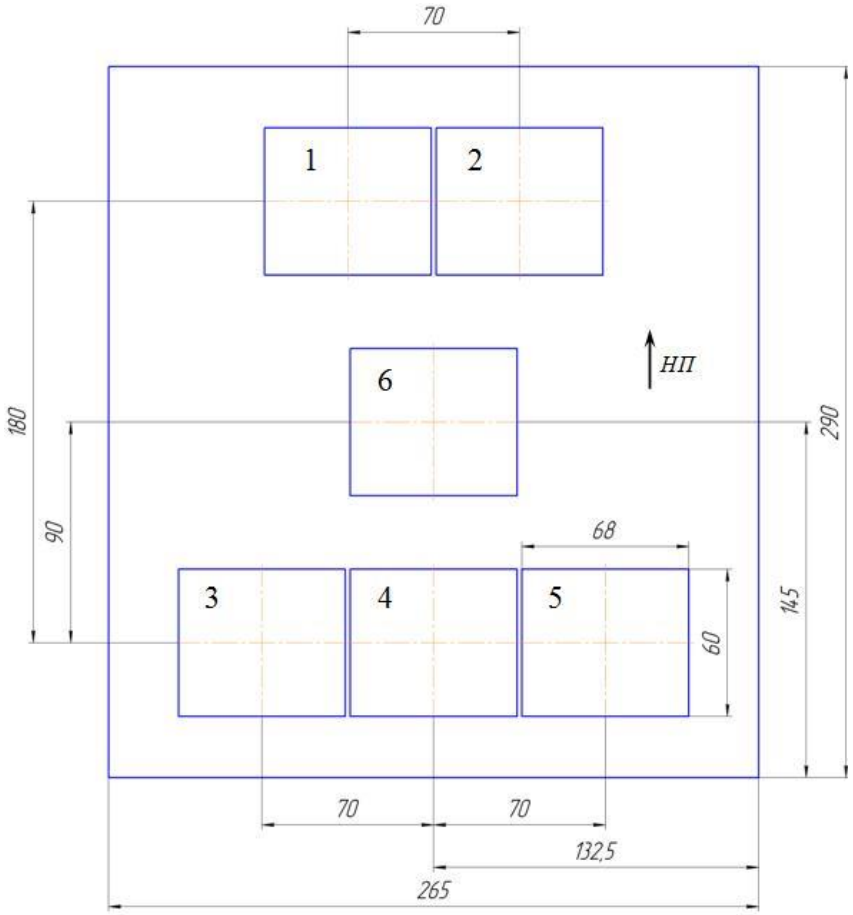



Рисунок 2 – Геометрия модернизированной АС

Результаты, полученные в ходе моделирования работы скоростного канала РВС с тройкой антенн 1, 3, 4 при полете ЛА над поверхностью с широкой ДОР, приведены в таблице 2.

Таблица 2 – Результаты моделирования

| АС / СКО | исходная АС | модернизированная АС (тройка антенн 1, 3, 4) |
|---|---|---|
| СКО_$V_x$ | 0,38 | 0,37 |
| СКО_$V_z$ | 0,64 | 0,49 |

По данным, приведенным в таблице 2, следует, что над поверхностью с широкой ДОР РВС с тройкой антенн 1, 3, 4 модернизированной АС, работает идентично РВС с исходной антенной (рисунок 1).

Поскольку предлагаемая АС содержит дополнительные приемные антенны, появляется возможность уменьшить погрешность измерения составляющих вектора скорости. Действительно, выбрав для сравнения корреляционных характеристик сигналов две тройки антенн 1, 3, 4 и 2, 4, 5, можно получить две независимые оценки составляющих вектора скорости. И в соответствии с теорией случайных погрешностей [6] две независимые оценки составляющих вектора скорости позволят уменьшить погрешности измерения параметров в $\sqrt{2}$ раз.

Результаты проверки возможности уменьшения погрешности измерения составляющих вектора скорости РВС путем получения двух независимых оценок составляющих вектора скорости приведены на рисунке 3 и в таблице 3.

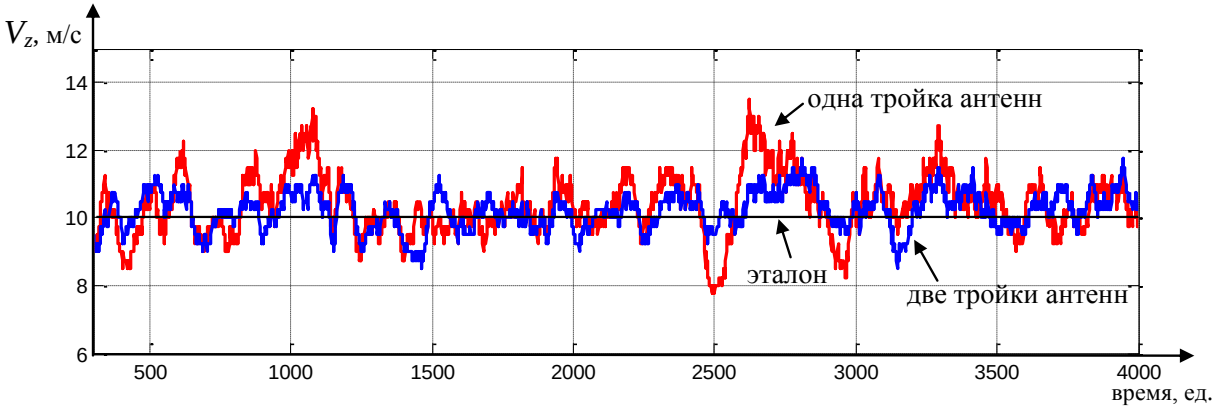



Рисунок 3 – Поперечная составляющая вектора скорости (ДОР = 30º)

Таблица 3 – Результаты моделирования

| АС / СКО | тройка антенн 1, 3, 4 | две тройки антенн (1, 3, 4 и 2, 4, 5) | отношение $\frac{СКО_{134}}{СКО_{134+245}}$ |
|---|---|---|---|
| СКО_$V_x$ | 0,325 | 0,326 | 0,997 |
| СКО_$V_z$ | 0,733 | 0,432 | 1,697 |

По данным, приведенным на рисунке 3 и в таблице 3, следует, что над поверхностью с широкой ДОР путем получения двух независимых оценок составляющих вектора скорости для двух троек антенн 1, 3, 4 и 2, 4, 5:

– погрешность измерения продольной составляющей вектора скорости $V_x$ остаётся неизменной;

– погрешность измерения поперечной составляющей вектора скорости $V_z$ уменьшается более чем в $\sqrt{2}$.

Таким образом, в силу симметричного расположения названных выше троек антенн возможные медленно меняющиеся погрешности боковой составляющей скорости, вызванные взаимным влиянием антенн (отклонение оси диаграммы направленности антенны, увеличение расстояния между фазовыми центрами), противоположны по знаку и компенсируются при усреднении полученных двух оценок.

Максимальные погрешности измерения поперечной составляющей вектора скорости возникают при полете над поверхностями с узкой ДОР, поскольку ВКФ сигналов при этом расширяются, а дискриминационная характеристика становится очень чувствительной (рисунок 4).

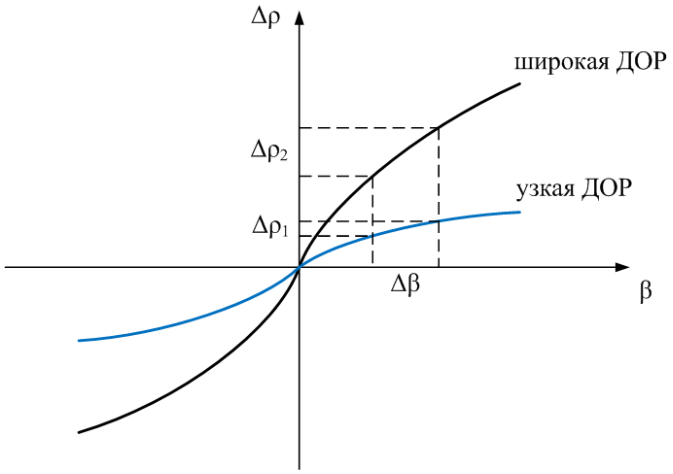



Рисунок 4 – Дискриминационная характеристика

При использовании модернизированной АС появляется возможность снижения погрешности поперечной составляющей вектора скорости $V_z$ над такими поверхностями путем увеличения поперечного разноса антенн, сигналы которых сравниваются. Таким образом, выбрав пары антенн 1, 5 и 2, 3, построив их ВКФ, получим увеличение поперечного параметра $Z_0$ АС в три раза, соответственно во столько же раз должна уменьшиться погрешность определения параметра $V_z$ [7].

Результаты моделирования работы скоростного канала РВС с расширенной поперечной базой АС (пары антенн 1, 5 и 2, 3) над поверхностью с узкой ДОР приведены на рисунке 5 и в таблице 4.

Рисунок 5 – Поперечная составляющая вектора скорости (ДОР = 1,5º)

Таблица 4 – Результаты моделирования

| АС / СКО | исходная АС | модернизированная АС (пары антенн 1, 5 и 2, 3) | ширина ДОР |
|---|---|---|---|
| СКО_$V_z$ | 7,06 | 2,18 | 1,5º |
| | 4,29 | 1,49 | 2º |
| | 2,75 | 1,43 | 3º |

По данным, приведенным на рисунке 5 и в таблице 4, следует, что при узкой ДОР погрешности измерения поперечной составляющей вектора скорости РВС с модернизированной АС снижаются почти в 3 раза по сравнению с РВС с исходной АС.

Таким образом, по результатам моделирования были подтверждены теоретические постулаты по модернизированной антенной системе [7]:

– над поверхностью с широкой ДОР эффективно использовать АС с обычной поперечной базой (тройка антенн 1, 3 и 4). При этом усреднение двух независимых оценок составляющих вектора скорости для двух троек антенн 1, 3, 4 и 2, 4, 5 дает дополнительный выигрыш по погрешностям измерения параметра $V_z$ более чем в $\sqrt{2}$.

– над поверхностью с узкой ДОР целесообразно применять АС с расширенной поперечной базой (пары антенн 1, 5 и 2, 3). Следует отметить, что данный способ снижения погрешности поперечной составляющей скорости $V_z$ будет эффективен только над гладкими поверхностями (ДОР порядка 1,5º – 3º) при расширении ВКФ.

В настоящее время, рассмотренная в данной статье АС закладывается в разрабатываемые предприятием изделия. В частности, данная АС входит в состав РВС перспективного авиационного комплекса дальней авиации (ПАК ДА, шифр «изделие 80»).

Литература

1. Патент на изобретение № 2498344 от 17.05.2013 г., кл. G 01 S 13/60 «Корреляционный измеритель высоты и составляющих вектора путевой скорости». Авт. Калмыков Н.Н., Вербицкий В.И., Соловьев В.В., Мельников С.А., Дядьков Н.А. Опубл. 10.11.2013 г.

2. Авторское свидетельство СССР № 01689897 от 08.07.1991 г., кл. G 01 S 13/48 «Приемная антенная система корреляционного измерителя скорости и угла сноса летательного аппарата». Авт. Банников В.М., Дядьков Н.А. Опубл. 07.11.1991 г.

3. Дядьков Н.А. Оптимизация алгоритмов оценки поперечной составляющей вектора скорости в корреляционных радиолокационных измерителях / Н.А. Дядьков, В.И. Вербицкий, Н.Н. Калмыков, С.А. Мельников // Сборник научных трудов УГТУ-УПИ. Выпуск 3. Екатеринбург: УГТУ-УПИ. 2009. с. 109–114.

4. Корреляционные измерители путевой скорости и угла сноса летательных аппаратов / М.Н. Боркус, А.Е. Чёрный // Москва, Сов. радио, 1973г. 169 с.

5. Патент на изобретение № 2601441 от 12.10.2016 г., кл. G 01 S 13/60 «Антенное устройство радиовысотомерной системы с повышенной точностью измерения поперечной составляющей скорости» Авт. Калмыков Н.Н., Мельников С.А., Соловьев В.В.,
Васильева А.В., Седов Д.П. Опубл. 10.11.2016 г.

6. Погрешности измерений / Рабинович С.Г. // Л.: Энергия, 1978г. 262 с.

7. Васильева А.В. Повышение точностных характеристик поперечного канала КРИ конфигурированием антенной системы / Борбошин К.С., Косоруков В.В. // Материалы девятой межрегиональной отраслевой научно-технической конференции. Екатеринбург: Издательский центр ЮУрГУ, 2014.

Сведения об авторах:

**Васильева Анна Валерьевна,** 1987 г.р., соискатель ученой степени кандидата наук по специальности «Радиолокация и радионавигация» в ФГАОУ ВПО «УрФУ имени первого Президента России Б.Н. Ельцина», инженер-конструктор 1 категории АО «Уральское проектно-конструкторское бюро «Деталь».

Область научных интересов – моделирование в радиолокации, радиовысотомеры, многофункциональные радиовысотомерные системы.

**Мельников Сергей Андреевич,** 1966 г.р., соискатель ученой степени кандидата наук по специальности «Радиолокация и радионавигация» в ФГАОУ ВПО «УрФУ имени первого Президента России Б.Н. Ельцина», ведущий конструктор АО «Уральское проектно-конструкторское бюро «Деталь».

Область научных интересов – автономные средства радионавигации и радиолокации, радиовысотомеры, многофункциональные радиовысотомерные системы.

**Калмыков Николай Николаевич,** 1954 г.р., заместитель главного конструктора по направлению АО «Уральское проектно-конструкторское бюро «Деталь».

Область научных интересов – автономные средства радионавигации и радиолокации, радиовысотомеры, многофункциональные радиовысотомерные системы.

# УЛУЧШЕНИЕ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ КОВАРИАЦИОННЫХ АЛГОРИТМОВ ПЕЛЕНГАЦИИ ЗА СЧЕТ УМЕНЬШЕНИЯ ВЛИЯНИЯ АДДИТИВНЫХ ШУМОВ[1]

Журавлев А.В., Безмага В.М., Маркин В.Г.

*Разрешающая способность систем пеленгации ограничивается собственными шумами в каналах системы пеленгации. С использованием математического моделирования на примере* алгоритма *Кейпона проведена оценка влияния собственных шумов на разрешающую способность и точность оценки направлений прихода радиосигналов. Предложена методика уменьшения собственных шумов.*

# IMPROVING THE DIRECTION-FINDING COVARIANT ALGORITHM RESOLUTION BY MINIMIZING THE ADDICTIVE NOISE IMPACT

A.V. Juravlev, V.M. Bezmaga, V.G. Markin

*The resolution of the system of direction finding is limited by the noise in the system DF. Using mathematical modeling on the example of the algorithm Capon assessed the influence of the intrinsic noise on the resolution and the accuracy of the estimation of directions of arrival of radio signals. The proposed method reduce noise.*

## 1. Введение

В настоящее время существует большое разнообразие алгоритмов пеленгации, отличающихся друг от друга сложностью и объемом вычислений, а также разрешающей способностью и точностью оценки направлений на источники радиоизлучений. Традиционные методы пеленгации оказываются не в состоянии разрешить близкорасположенные сигналы из-за наличия собственных шумов в каналах системы пеленгации

Однако до настоящего времени задача повышения разрешающей способности и точности оценки направлений на источники радиоизлучений остается актуальной. Для решения этой задачи в последнее время используют комбинации ковариационных алгоритмов пеленгации [1-4]. Но в этих алгоритмах, как разрешающая способность, так и точность оценки направлений, ограничивается собственными шумами.

*Для улучшения пеленгационных характеристик в данном докладе предлагается дополнение ковариационных алгоритмов пеленгации методом компенсации собственных аддитивных шумов.*

В работе описана математическая модель предлагаемого метода и приводятся результаты математического моделирования

## 2. Характеристики антенной решетки, используемой для оценки направлений в системе пеленгации

Вектор сигналов на выходах $K$ антенных элементов решетки, имеет вид

$$\mathbf{X}(t)=\mathbf{AN}(\theta)\cdot\mathbf{S}(t)+\mathbf{N}(t),$$

[1] В различных источниках в качестве названия рассматриваемых алгоритмов используют термин «ковариационные» или «корреляционные». Авторы остановились на одном из них, а именно «ковариационные».

где $\mathbf{S}(t)=[s_1(t), s_2(t),\ldots,s_M(t)]^T$ – вектор сигналов, поступающих на антенную решетку с различных направлений, $\mathbf{N}(t)$ – вектор-столбец собственных шумов размерности $K$, $AN(\theta)$ – матрица направленности размерности $K*M$, $\theta$ – азимутальный угол.

Матрица направленности $\mathbf{AN}(\theta)$ имеет вид

$$\mathbf{AN} = \left[\mathbf{A}(\theta_1), \mathbf{A}(\theta_2), ,..., \mathbf{A}(\theta_M)\right].$$

Она состоит из M векторов направленности

$$\mathbf{A}(\theta_m) = \begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d_1\cos(\varphi_1-\theta_m)} \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d_2\cos(\varphi_2-\theta m)} \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d_K\cos(\varphi_K-\theta m)} \end{bmatrix}, \; m=1,2,\ldots, M. \qquad (1)$$

здесь $\lambda$ – длина волны, $d_k$ – расстояние от $k$-го антенного элемента до фазового центра антенной решетки, $\varphi_k$ - угловая координата $k$-го антенного элемента, $\theta_m$ - азимут в направлении на $m$-й источник сигнала. Вектор направленности $\mathbf{A}(\theta)$ играет основную роль в диаграммообразовании и определении направлений прихода сигналов.

### 3. Оценка направлений прихода радиосигналов

Сигналы с выходов элементов антенной решетки поступают на блок оценки направлений прихода. В этом блоке оценивается ковариационная матрица сигналов

$$\mathbf{R}=E[\mathbf{X}(t)\mathbf{X}(t)^H], \qquad (2)$$

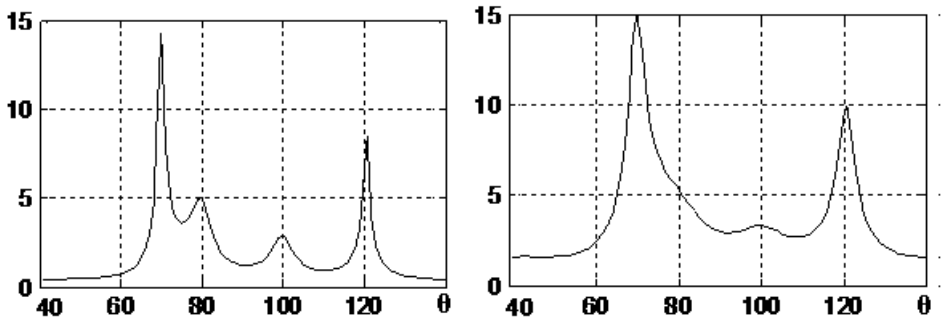
– где $E[\cdot]$ – оператор математического ожидания.

Далее с использованием этой матрицы с помощью одного из распространенных ковариационных алгоритмов рассчитывается пространственный спектр, по максимумам которого определяются направления прихода сигналов от источников радиоизлучений. В данной работе для расчета пространственного спектра используется алгоритм Кейпона [5], предложенный в 1969 г. Для расчета пространственного спектра в этом алгоритме используется обратная ковариационная матрица

$$P_{CAP}(\theta,\alpha) = \frac{1}{\mathbf{A}^H(\theta,\alpha)\ \mathbf{R}^{-1}\mathbf{A}(\theta,\alpha)}. \qquad (3)$$

На Рис. 1а и 1б показаны пространственные спектры сигналов, рассчитанные с помощью этого алгоритма в среде Matlab.

В качестве модели электромагнитного поля использовалась сумма четырех плоских электромагнитных волн, образованных частотно модулированными сигналами с близкими несущими частотами и разными законами модуляции. Амплитуды сигналов и направления на источники сигналов приведены в Таблице 1. Уровень белого шума с нормальным законом распределения в каналах антенной решетки равен $\sigma$=1.0 мкВ/м (Рис. 1а) и $\sigma$=2.0 мкВ/м (Рис. 2а). Для моделирования выбрана однородная линейная антенная решетка из 7 элементов с расстояниями между ними $d$ = 0.5$\lambda$, где $\lambda$ – длина волны несущего колебания.




а) σ=1.0 мкВ/м б) σ =4.0 мкВ/м

Рис.1 Пространственные спектры с шумами уровнем с σ =1.0 мкВ/м и σ =4.0 мкВ/м

Таблица 1. Амплитуды сигналов и азимуты источников

| Азимут, град | 70 | 80 | 100 | 120 |
|---|---|---|---|---|
| Амплитуда, мкВ/м | 15 | 5 | 3 | 10 |

Из Рис.1а видно, что при уровне шумов σ=1.0 мкВ/м в пространственном спектре имеются 4 экстремума, соответствующих оценкам направлений 70, 80, 100 и 120 градусов, совпадающим с исходными направлениями.

При уровне шумов σ=4.0 мкВ/м (Рис 2.б) в пространственном спектре наблюдаются лишь три экстремума. Оценки направлений в данном случае составляют 71, 101 и 120 градусов.

То есть наличие собственных шумов в каналах антенной системы приводит к ухудшению разрешающей способности и точности оценок направлений прихода радиосигналов. Поэтому с целью улучшения пеленгационных характеристик необходимо уменьшить уровень собственных шумов.

### 4. Методика уменьшения уровня собственных шумов

Уменьшить уровень собственных шумов в какой-то мере можно за счет применения специальных фильтров. Но это увеличивает стоимость аппаратных затрат, требует аппаратной доработки изделия. Кроме того, на антенную систему поступают изотропные шумы из окружающего пространства, которые также вносят свою лепту в ухудшение параметров пеленгации и от которых нельзя избавиться с использованием фильтрации.

Если же имеется априорная информация об уровне дисперсии (мощности) шумов в каналах антенной системы, то для улучшения пеленгационных характеристик ковариационных алгоритмов нет необходимости в использовании специальных фильтров.

Рассмотрим ковариационную матрицу (2), включающую ковариацию сигналов и шумов в каналах системы пеленгации. Она может быть представлена в виде

$$\mathbf{R}=\mathrm{E}[\mathbf{X}(t)\mathbf{X}(t)^{\mathrm{H}}] = \mathrm{E}[\mathbf{X}_S(t)\mathbf{X}_S(t)^{\mathrm{H}}]+ \mathrm{E}[\mathbf{N}(t)\mathbf{N}(t)^{\mathrm{H}}]+2\mathrm{E}[\mathbf{X}_S(t)\mathbf{N}(t)^{\mathrm{H}}], \quad (4)$$

где E – оператор математического ожидания, $\mathbf{X}_S(t)$ – вектор сигнальных составляющих в каналах системы пеленгации, $\mathbf{N}(t)$ – вектор собственных шумов в каналах системы пеленгации, «н» - операция транспонирования и комплексного сопряжения.

Поскольку сигналы, поступающие в каналы системы и ее собственные шумы некоррелированы, то слагаемое $\mathrm{E}[\mathbf{X}_S(t)\mathbf{N}(t)^{\mathrm{H}}]$, определяющее взаимную корреляцию сигналов и шума будет близким к нулю и им можно пренебречь. В этом случае формула (4) для ковариационной матрицы примет вид

$$\mathbf{R}=\mathrm{E}[\mathbf{X}(t)\mathbf{X}(t)^{\mathrm{H}}] = \mathrm{E}[\mathbf{X}_S(t)\mathbf{X}_S(t)^{\mathrm{H}}]+ \mathrm{E}[\mathbf{N}(t)\mathbf{N}(t)^{\mathrm{H}}], \quad (5)$$

Вследствие того, что собственные шумы в каналах системы пеленгации независимы, последнее $E[\mathbf{N}(t)\mathbf{N}(t)^H]$ в (5) можно представить в виде диагональной матрицы

$$E[\mathbf{N}(t)\mathbf{N}(t)^H] = \boldsymbol{\sigma}^2 = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & 0 & \ldots 0 \\ 0 & \sigma_2^2 & \ldots 0 \\ \ldots\ldots & \ldots\ldots & \ldots\ldots \\ 0 & 0 & \ldots \sigma_K^2 \end{bmatrix}, \quad (6)$$

где $\sigma_1^2, \sigma_2^2, \ldots, \sigma_K^2$ - дисперсии собственных шумов в каналах системы пеленгации, $K$ - количество каналов в системе пеленгации.

С учетом (6) ковариационную матрицу шумов и сигналов (5) можно записать следующим образом

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_s + \boldsymbol{\sigma}^2, \quad (7)$$

где $\mathbf{R}_s = E[\mathbf{X}_S(t)\mathbf{X}_S(t)^H]$ – ковариационная матрица сигналов в каналах системы пеленгации.

Из выражения (7) следует, что уменьшить влияние шумов можно путем вычитания из ковариационной матрицы $\mathbf{R}$ слагаемого $\boldsymbol{\sigma}^2$. То есть благодаря тому, что в расчетных формулах шумы в каналах системы пеленгации представлены в виде дисперсий, то для их уменьшения нет необходимости использовать специальные фильтры, а достаточно лишь измерить их дисперсию (мощность) и вычесть ее из диагональных элементов ковариационной матрицы.

Поскольку система пеленгации в обычном режиме измеряет ковариационную матрицу сигналов и шума (7) в каналах системы навигации, то для измерения дисперсии шумов в каналах этой системы достаточно на время T отключить антенные элементы от системы и она автоматически определит дисперсию шумов (6), являющуюся частным случаем формулы (7) в отсутствии сигналов.

## 5. Оценка пространственного спектра и направлений прихода сигналов после коррекции шумов

На Рис. 3 и Рис. 4 приведены пространственные спектры, рассчитанные с помощью алгоритма (3), в котором вместо ковариационной матрицы R (7) используется скорректированная матрица

$$\mathbf{R}_k = \mathbf{R} - \beta * \boldsymbol{\sigma}^2 = \begin{bmatrix} R_{11} - \beta\sigma_1^2 & R_{12} & \ldots & R_{1K} \\ R_{21} & R_{11} - \beta\sigma_2^2 & & R_{2K} \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ R_{K1} & R_{K2} & \ldots & R_{KK} - \beta\sigma_K^2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

где $\beta$ – величина, характеризующая точность оценки уровня (дисперсии) шумов.

Как и в предыдущих расчетах в качестве модели электромагнитного поля, использована сумма четырех плоских электромагнитных волн, образованных частотно модулированными сигналами с близкими несущими частотами и различными законами модуляции. Направления прихода и амплитуды сигналов приведены в Таблице 1. Оценка корреляционной матрицы проводилась по T=200 отсчетам.

Для проведения сравнительного анализа был рассчитан пространственный спектр (3) при наличии шумов в каналах антенной решетки с $\sigma$ =4.0 мкВ/м (Рис 2), при условии, что точность оценки дисперсии $\sigma^2$ составила $\beta$=0.8.

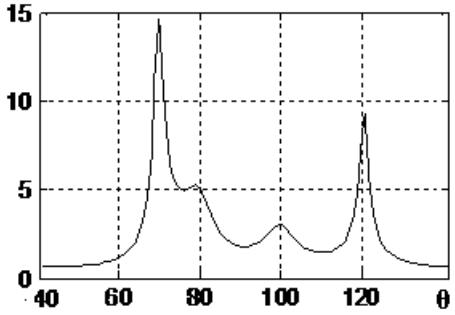



Рис.2 Пространственный спектр с шумами уровнем σ =4.0 мкВ/м
и коррекцией ковариационной матрицы

Сравнение пространственного спектра для системы с коррекцией шумов Рис. 2 и пространственного спектра для системы без коррекции с шумов Рис.1б показывает их сильное различие. Видно, что в данном примере коррекция шумов в каналах системы пеленгации позволяет выделить все четыре источника сигналов. При этом оцениваемые направления прихода составили 70, 79, 100, 121 градусов.

Таким образом предложенная методика коррекции шумов позволяет повысить пространственное разрешение сигналов при наличии шумов в каналах системы пеленгации

**Выводы**

Наличие собственных шумов в каналах системы пеленгации приводят к ухудшению разрешающей способности и точности оценок направлений на источники радиоизлучения.

Предложена методика коррекции ковариационной матрицы при оценке пространственного спектра, улучшающая разрешающую способность направлений прихода сигналов.

Проведен сравнительный анализ разрешающей способности и точности оценки направлений прихода сигналов традиционного ковариационного алгоритма пеленгации и алгоритма с компенсацией аддитивных шумов, подтверждающий эффективность предложенной методики.

**Литература**

1. Lee K. H. High Resolution Signal Estimation Using MVDR-MUSIC Combination Algorithm. Advanced Science and Technology Letters Vol.98 (CES-CUBE 2015), pp.38-41.

2. Kumaresan R. and Tufts D.W. Estimating the angles of arrival of multiple plane waves, IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems, 1983, vol. AES-19, Jan, pp. 134-139.

3. Schmidt R. Multiple emitter location and signal parameter estimation [Text] / R. Schmidt // Proc. RADC Spectrum Estimation Workshop. –1979. –P. 243–258

4. Марпл С.Л.-мл. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с английского.- М.:Мир, 1990. 584с

5. *Capon J.* High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis. Proc. IEEE, vol. 57, August 1969, pp. 1408-1418,

**Сведения об авторах**

**Журавлев Александр Викторович**
Год рождения – 1952.
Окончил Воронежский государственный университет в 1975 г.
Направление научных исследований: совершенствование средств навигационно-временного обеспечения мобильных объектов.
Год защиты кандидатской диссертации – 1985.
Место работы: ОАО НВП «ПРОТЕК»
Электронный адрес - e-mail: protek@protek-vrn.ru

**Безмага Валентин Матвеевич**
Год рождения – 1938.
Окончил Таганрогский радиотехнический институт в 1961 г.
Направление научных исследований: совершенствование средств навигационно-временного обеспечения мобильных объектов.
Год защиты кандидатской диссертации – 1972.
Место работы: ОАО НВП «ПРОТЕК».
Электронный адрес - e-mail: protek@protek-vrn.ru

**Маркин Виктор Григорьевич**,
Год рождения - 1949 г.,
Окончил Воронежский государственный университет в 1972 г.
Направление научных исследований – помехоустойчивость радиоэлектронных средств и систем.
Место работы - ОАО НВП «ПРОТЕК»
Электронный адрес - e-mail: marvigs@mail.ru

# МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ФАЗОВОГО МОНОИМПУЛЬСНОГО ПЕЛЕНГАТОРА

**А.В. Ксендзов**, доцент, РГРТУ, e-mail: xendzov.a.v@rsreu.ru
**Е.М. Быков**, магистрант, РГРТУ, e-mail: eugeniy.bykov@yandex.ru

*В данном докладе была описана унифицированная математическая модель фазового моноимпульсного пеленгатора, созданная для более удобного и оперативного получения сведений в постоянно изменяющейся обстановке.*

***Ключевые слова:*** *математическая модель, моноимпульсный пеленгатор, фазовый пеленгатор*

# MATHEMATICAL MODEL OF THE PHASE MONOIMPULSE DIRECTION FINDER

**A.V. Ksendzov**, assistant professor, RSREU, e-mail: xendzov.a.v@rsreu.ru
**E.M. Bykov**, undergraduate, RSREU, e-mail: eugeniy.bykov@yandex.ru

*An unified mathematical model of a phase monopulse direction finder has been described in this report. It was created for more convenient and quicker retrieval of information in a constantly changing environment.*

***Keywords:*** *mathematical model, monoimpulse direction finder, phase direction finder*

В условиях современного мира, в любой сфере жизнедеятельности все большую роль играет скорость получения информации и разного рода характеристик. В настоящее время отсутствует унифицированная методика оценки эффективности фазового моноимпульсного пеленгатора (ФМИП) в различных условиях применения. Целью работы является разработка достаточно простой математической модели ФМИП.

Разработанная математическая модель включает в себя частные модели, отражающие основные режимы функционирования ФМИП, при выполнении операций захвата и сопровождения любой гипотетической цели с измерением её координат и параметров движения. Эти операции реализуются в автомате слежения за целью (АСЦ) и в прочих измерительных системах.

Измерительные системы включают пеленгационный канал, дискриминационные каналы по радиальной скорости и дальности.

Входными характеристиками модели являются следующие технические характеристики [1-3]:

- размер апертуры антенной решетки;
- длина волны;
- частота поступления измерительной информации;
- чувствительность приемника;
- средняя или импульсная излучаемая мощность;
- размеры опорных стробов в дискриминационных каналах;
- метод пеленгования.

Кроме того, на этапе работы измерительных каналов в качестве базового параметра задается эффективная площадь рассеяния (ЭПР) наблюдаемой цели.

Выходные характеристики модели обеспечивают:

- оценку угловой скорости линии визирования цели;
- оценку текущего положения цели;
- оценку статистических характеристик координат цели.

В модели используются четыре декартовы и одна сферическая системы координат. К декартовым системам координат относятся:

- квазиинерциальная система координат (КИСК);
- связанная система координат (ССК);
- антенная система координат (АСК);
- скоростная система координат (СкСК).

Сферическая система координат (СфСК) может рассматриваться относительно любой из приведенных выше декартовых систем.

Геометрическая картина (порядок нумерации парциалов, схема расположения полотна решётки «+» или «х»), необходимая для построения суммарно – разностной схемы приёма отражённых от цели сигналов представлена на рис. 1.

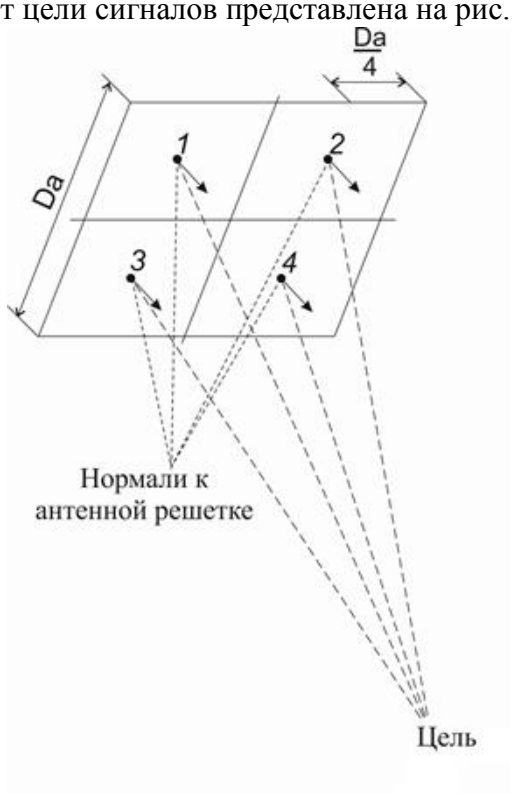



Рисунок 1 – Нумерация парциалов антенной решётки для схемы «+»

Порядок расчёта ошибок пеленга цели ФМИП относительно АСК представлен ниже.

Комплексная амплитуда отражённого от цели сигнала рассчитывается по следующей формуле:

$$E_{Ц} = \sum_{i=1}^{4} \frac{\sqrt{P_i}}{\sqrt{4\pi}} \cdot \sqrt{\sigma} \cdot \frac{G_i(\varepsilon_i, \beta_i)}{R_{Цi}} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \cdot R_{Цi}}, \quad (1)$$

где:

$j$ – мнимая единица;

$G_i(\varepsilon_i, \beta_i)$ – диаграмма направленности (коэффициент усиления) i-го парциала по напряжённости в направлении цели;

$P_i$ – мощность зондирующего сигнала подводимая к i-му парциалу;

$\lambda$ – длина волны;

$\sigma$ – ЭПР цели;

$R_{Цi}$ – расстояние от i-го парциала до объекта;

Мощность $P_i$ – подводимая к одному парциалу рассчитывается по формуле:

$$P_{\text{i}} = 0{,}25 \cdot P_{\text{з}} \cdot L_{\text{пер}}, \tag{2}$$

где:

$P_{\text{з}}$ – мощность зондирующего сигнала подводимая к суммарному каналу;

$L_{\text{пер}}$ – потери зондирующего сигнала при распространении (на передачу).

Определение коэффициента усиления каждого (i-го) парциала по напряженности в направлении цели реализуется с использованием следующих соотношений:

$$K_{\text{нормi}} = \frac{\sin(\pi\ \theta_{\Sigma\text{i}})}{\pi\ \theta_{\Sigma\text{i}}}; \tag{3}$$

$$\theta_{\Sigma\text{i}} = \sqrt{\varepsilon_{\text{i}}^2 + \beta_{\text{i}}^2}; \tag{4}$$

$$G_{\text{max i}} = \frac{0.5 \cdot \pi^2 \cdot D_a^2}{4 \cdot \lambda^2}; \tag{5}$$

$$G_{\text{i}}(\varepsilon_{\text{i}}, \beta_{\text{i}}) = K_{\text{нормi}} \cdot \sqrt{G_{\text{max i}}}, \tag{6}$$

где:

$K_{\text{нормi}}$ – нормировочный коэффициент каждого парциала;

$\varepsilon_{\text{i}}$, $\beta_{\text{i}}$ – истинные направления на цель в АСК, связанной с каждым парциалом;

$G_{\text{maxi}}$ – максимальный коэффициент усиления по мощности каждого (i-го) парциала;

$D_{\text{a}}$ – диаметр апертуры антенны;

$G_{\text{i}}$ ($\varepsilon_{\text{i}}$, $\beta_{\text{i}}$) – коэффициент усиления по напряженности каждого i –гопарциала.

Комплексные амплитуды сигналов на выходах парциальных антенн пеленгатора определяются по формулам:

$$A_{\text{Цi}} = \frac{\lambda \cdot G_{\text{i}}(\varepsilon_{\text{i}}, \beta_{\text{i}}) \cdot \sqrt{L_{\text{пр}}}}{4\pi \cdot R_{\text{Цi}}} \cdot E_{\text{Ц}} \cdot e^{-\text{j}\left(\frac{2\pi}{\lambda} R_{\text{Цi}} + \phi\right)}, \tag{7}$$

где:

$\psi$ – случайная фаза, одинаковая для всех i-х амплитуд, изменяющаяся от зондирования к зондированию в интервале [0,2π];

$L_{\text{пр}}$ – потери сигнала в приёмном тракте.

Комплексная амплитуда сигнала на выходе суммарного канала пеленгатора определяется по формуле:

$$A_{\text{C}C} = \frac{1}{4} \cdot \sum_{\text{i}}^{4} A_{\text{Цi}}. \tag{8}$$

Комплексная амплитуда на выходе первого разностного канала пеленгатора определяется по формуле:

$$A_{\text{СР1}} = \frac{1}{4}\left( \sum_{\text{i}=1,2} A_{\text{Цi}} - \sum_{\text{i}=3,4} A_{\text{Цi}} \right). \tag{9}$$

Комплексная амплитуда на выходе второго разностного канала определяется по формуле:

$$A_{\text{СР2}} = \frac{1}{4}\left( \sum_{\text{i}=1,3} A_{\text{Цi}} - \sum_{\text{i}=2,4} A_{\text{Цi}} \right). \tag{10}$$

Учёт внутренних шумовых составляющих в суммарном канале:

$$N_{\text{S}\Sigma} = S \cdot \xi_{\text{S}}, \tag{11}$$

где:

$N_{\text{S}\Sigma}$– комплексная амплитуда шумов в суммарном канале;

$S$ –амплитудная чувствительность приёмника;

$\xi_S$ – комплексное случайное число с нулевым математическим ожиданием и единичным среднеквадратичным отклонением (СКО) (как для реальной, так и для мнимой составляющих).

$$A_{CC\,\xi} = A_{CC} + N_{S\,\Sigma}, \tag{12}$$

где:

$A_{CC\xi}$ – комплексная амплитуда сигнала на выходе суммарного канала с учётом внутренних шумов приёмника.

Учёт внутренних шумовых составляющих в первом разностном канале:

$$N_1 = S \cdot \xi_1, \tag{13}$$

где:

$N_1$ – комплексная амплитуда шумов в первом разностном канале;

$\xi_1$ – комплексное случайное число с нулевым математическим ожиданием и единичным СКО (как для реальной, так и для мнимой составляющих).

$$A_{CP1\,\xi} = A_{C31} + N_1, \tag{14}$$

где:

$A_{CP1\xi}$ – комплексная амплитуда на выходе первого разностного канала с учётом внутренних шумов приёмника.

Учёт внутренних шумовых составляющих во втором разностном канале:

$$N_2 = S \cdot \xi_2, \tag{15}$$

где:

$N_2$ – комплексная амплитуда шумов во втором разностном канале;

$\xi_2$ – комплексное случайное число с нулевым математическим ожиданием и единичным СКО (как для реальной, так и для мнимой составляющих);

$$A_{CP2\,\xi} = A_{C32} + N_2, \tag{16}$$

где:

$A_{CP2\xi}$ – комплексная амплитуда на выходе второго разностного канала с учётом внутренних шумов приёмника.

Ошибка пеленга (отклонение нормали решётки от истинного направления на цель) в азимутальном канале определяется по формуле:

$$\Delta_\beta = K_{нч} \bullet K_{бал} \bullet In\left(\frac{A_{CC\,\xi} \bullet A^*_{CP1\,\xi}}{A_{CC\,\xi} \bullet A^*_{CC\,\xi}}\right), \tag{17}$$

где:

$K_{нч}$ – нормировочный коэффициент;

$K_{бал}$– балансировочный коэффициент;

$\Delta_\beta$ – ошибка пеленга (в радианах) в азимутальном канале;

* – символ операции комплексного сопряжения;

In (.) – мнимая часть комплексного числа.

Нормировочный коэффициент ($K_{нч}$) вводится для обеспечения тангенса угла наклона линейной части пеленгационной характеристики (ПХ) равного единице. Балансировочный коэффициент ($K_{бал}$) вводится для обеспечения нулевого математического ожидания случайных измерений пеленгов при переводе последних в КИСК. Нормировочный коэффициент определяется с использованием следующего соотношения:

$$K_{\text{нч}} = \frac{\lambda}{2 \cdot D_{\text{а}}}. \quad (18)$$

Балансировочный коэффициент определяется в результате моделирования ($K_{\text{бал}}$ =1.25).

Комплексные случайные числа $\xi_S$, $\xi_1$ и $\xi_2$ не коррелированы между собой.

Ошибки пеленга (отклонение нормали решётки от истинного направления на цель) в угломестном канале определяются по формуле:

$$\Delta_{\varepsilon} = K_{\text{нч}} \bullet K_{\text{бал}} \bullet Im\left(\frac{A_{\text{СС}\,\xi} \bullet A^{*}_{\text{СР2}\,\xi}}{A_{\text{СС}\,\xi} \bullet A^{*}_{\text{СС}\,\xi}}\right), \quad (19)$$

где:

$\Delta_{\varepsilon}$– ошибка пеленга (в радианах) в угломестном канале;

Im (.) – мнимая часть комплексного числа.

Измеренные значения угла отклонения нормали решётки от истинного направления на объект в АСК определяются по формулам:

в азимутальном канале:

$$\beta_{\text{изм}} = \Delta_{\beta}. \quad (20)$$

в угломестном канале:

$$\varepsilon_{\text{изм}} = \Delta_{\varepsilon}. \quad (21)$$

Измеренное отношение сигнал/шум по мощности на выходе суммарного канала, определяется из следующей зависимости:

$$q^2 = \frac{A_{CC} \cdot A_{CC}^{*}}{N_{S\Sigma} \cdot N_{S\Sigma}^{*}}. \quad (22)$$

С моноимпульсного пеленгатора в АСЦ передается следующая информация:

- преобразованные значения $\beta_{\text{изм}}$, $\varepsilon_{\text{изм}}$ (преобразования осуществляются по схеме перехода АСК→ССК→КИСК с использованием текущей информации в АСЦ о векторе состояния);
- отношение сигнал/шум по мощности $q^2$ в суммарном канале.

Доплеровский дискриминатор позволяет измерить смещение частоты, создаваемое разницей истинной радиальной скорости цели относительно частоты гетеродина, после чего указанное смещение прибавляется или вычитается из частоты гетеродина.

Значение частоты гетеродина задается автоматом слежения за целью на основании следующего пересчета:

$$f_{\text{г}} = \frac{2 \cdot f_1(x^*)}{\lambda} \quad (23)$$

или

$$f_{\text{г}} = \frac{2 \cdot f_1(\hat{x})}{\lambda}, \quad (24)$$

где:

$f_{\text{г}}$ – частота гетеродина;

$\lambda$ – длина волны;

$f_1$ – значение правой части в динамическом соотношении АСЦ (оценка радиальной скорости в АСЦ).

Процесс выделения смещения (ошибки) дискриминатора, иллюстрируется схемой, представленной на рис. 2.

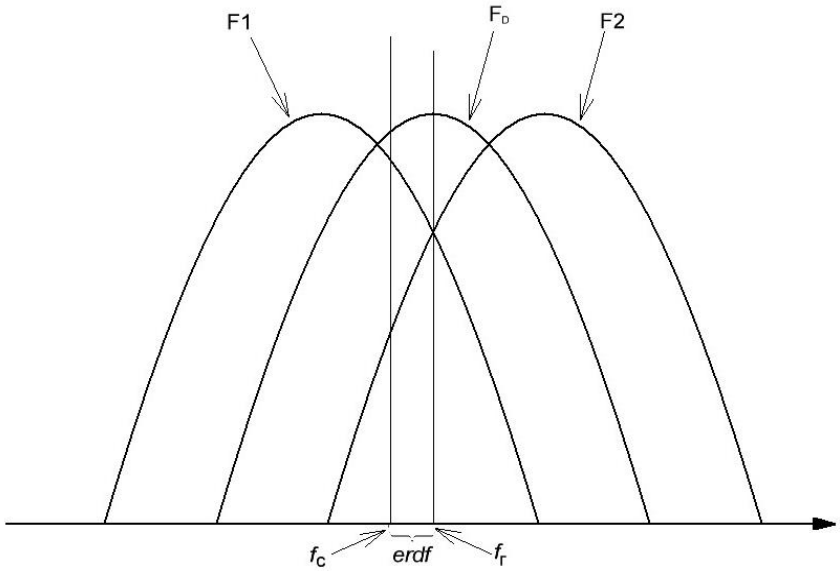



Рисунок 2 – Расположение функций согласованных фильтров относительно частоты гетеродина

Ошибка, выделяемая частотным дискриминатором, определяется на базе следующих соотношений:

$$F_{dc1} = F_D\left(f_{\text{г}} - f_{\text{с}} + \frac{df}{4}\right); \quad (25)$$

$$F_{dc2} = F_D\left(f_{\text{г}} - f_{\text{с}} - \frac{df}{4}\right); \quad (26)$$

$$A_{d1} = A_{cc} \cdot F_{dc1} + \xi d_1; \quad (27)$$

$$A_{d2} = A_{cc} \cdot F_{dc2} + \xi d_2; \quad (28)$$

$$erdf = \frac{|A_{d1}| - |A_{d2}|}{|A_{d1}| + |A_{d2}|} \cdot df \cdot K_n, \quad (29)$$

где:

$K_n$ – нормированный коэффициент;

$df$ – полоса пропускания доплеровского дискриминатора по заданному уровню;

$d_1$ и $d_2$ – комплексные случайные числа с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией;

$\xi$ – амплитудная чувствительность приемника;

$erdf$ – ошибка выделяемая доплеровским дискриминатором;

$F_D$ – оконная функция (амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) фильтра доплеровского селектора):

$$F_D = \left(\frac{\sin x}{x}\right)^2, \quad (30)$$

где $x$ – произвольный аргумент.

Подбор нормированного коэффициента $K_n$ производится на основе предварительного моделирования и анализа дискриминационной характеристики. Финальное значение $K_n$ должно обеспечивать единичную крутизну дискриминационной характеристики.

Измеренное значение частоты Доплера определяется по следующей формуле:

$$f_{\text{изм}} = f_{\text{г}} + erdf. \quad (31)$$

Соответствующее ей измеренное значение радиальной скорости определяется по следующей очевидной формуле:

$$V_{D\text{изм}} = 0{,}5 \cdot f_{\text{изм}} \cdot \lambda. \quad (32)$$

Значение $V_{D\text{изм}}$ поступает в АСЦ в каждом цикле измерения для уточнения

значения радиальной скорости в следующем цикле локации.

Временной дискриминатор позволяет измерить смещение по дальности, создаваемое разницей истинной дальности относительно опорной, после чего указанное смещение прибавляется или вычитается из опорной дальности.

Значение опорной дальности задается АСЦ на основании следующего соотношения:

$$D_{\text{оп}} = \hat{x}_1, \tag{33}$$

где $\hat{x}_1$ – прогнозное значение дальности на момент следующей локации.

Процесс выделения смещения (ошибки) дискриминатора по дальности, иллюстрируется схемой, представленной на рисунке 3.

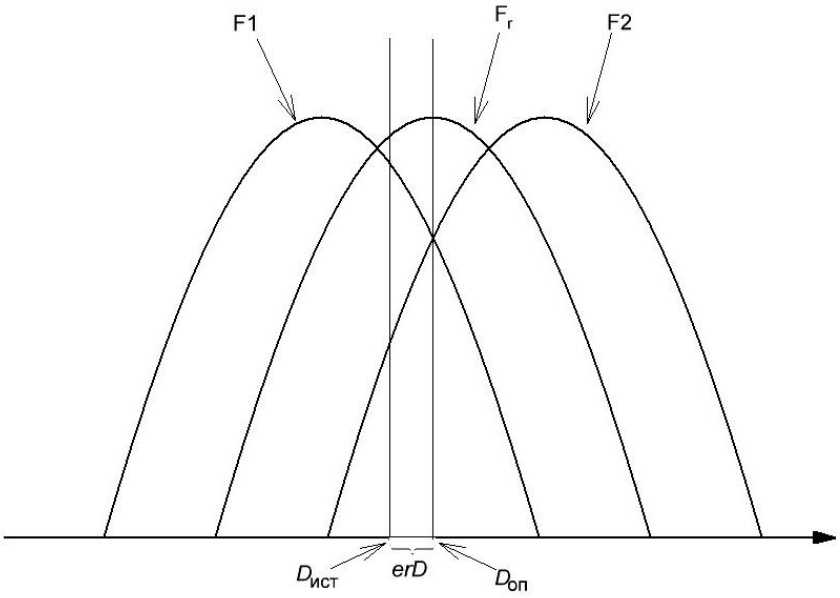



Рисунок 3 – Расположение функций согласованных фильтров относительно опорной дальности

Необходимым условием выделения ошибки по дальности (erD) является попадание сигнала от цели в область центральной оконной функции (опорного строба).

В соответствии со схемой на рисунке 3, ошибка, выделяемая дискриминатором по дальности, определяется на базе следующих соотношений:

$$F_{Dc1} = F_r\left(D_{\text{оп}} - D_{\text{с}} + \frac{dD}{4}\right); \tag{34}$$

$$F_{Dc2} = F_r\left(D_{\text{оп}} - D_{\text{с}} - \frac{dD}{4}\right); \tag{35}$$

$$A_{D1} = A_{cc} \cdot F_{Dc1} + \xi d_1; \tag{36}$$

$$A_{D2} = A_{cc} \cdot F_{Dc2} + \xi d_2; \tag{37}$$

$$erD = \frac{|A_{D1}| - |A_{D2}|}{|A_{D1}| + |A_{D2}|} \cdot dD \cdot K_n, \tag{38}$$

где:

$K_n$ – нормированный коэффициент;

$dD$ – полоса пропускания доплеровского дискриминатора по дальности;

$d_1$ и $d_2$ – комплексные случайные числа с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией;

$\xi$ – амплитудная чувствительность приемника;

$erD$ – ошибка, выделяемая дискриминатором по дальности;

$F_r$ – оконная функция (АЧХ фильтра селектора по дальности), имеющая следующий вид:

$$F_r = \left(\frac{\sin x}{x}\right)^2, \quad (39)$$

где $x$ – произвольный аргумент.

Подбор нормированного коэффициента $K_n$ производится на основе предварительного моделирования и анализа дискриминационной характеристики. Финальное значение $K_n$должно обеспечивать единичную крутизну дискриминационной характеристики.

Измеренное значение дальности до цели определяется по следующей формуле:

$$D_{\text{изм}} = D_{\text{оп}} + erD. \quad (40)$$

Значение $D_{\text{изм}}$ поступает в АСЦ в каждом цикле измерения для последующего уточнения.

Для сокращения времени вычислительного эксперимента, при проведении предварительной оценки эффективности устройства, может быть использован упрощённый моделирующий алгоритм.

В этом случае, построение ПХ МИП осуществляется на основе выражения [2]:

$$U_{\text{фд}} = K_{\text{фд}} \frac{2\mu^2 F^2(\theta)\sin\xi}{\left[1 + 2\mu F(\theta)\cos\left(\frac{\xi}{2}\right)\right]^2}, \quad (41)$$

где:

$K_{\text{фд}}$ – коэффициент передачи фазового детектора (принимается $K_{\text{фд}} = 1$);

μ - амплитуда сигнала на входе МИП;

$F(\theta)$, $\xi$ – параметры, определяемые характеристиками антенны [3]:

$$F(\theta) = \Lambda_1(x) = \frac{2J_1(x)}{x}; \quad (42)$$

$$\xi = \frac{4\pi D_{\text{a}}}{\lambda}\sin\theta; \quad (43)$$

$$x = kr\sin\theta; \quad (44)$$

$$k = \frac{2\pi}{\lambda}, \quad (45)$$

где $\Lambda_1(x)$ и $J_1(x)$ – соответственно, цилиндрическая лямбда – функция 1-го порядка и функция Бесселя 1-го рода, 1-го порядка.

СКО измерения угловых координат цели определяется в соответствии с известным выражением:

$$\sigma_\theta = \frac{\theta_{\text{A}}}{S_\phi\sqrt{q}}, \quad (46)$$

где $S_\phi$ и $q$ – соответственно, крутизна ПХ МИП и отношение сигнал/шум на его выходе, а$\theta_{\text{A}}$ – ширина ДНА по уровню мощности – 3 дБ.

Крутизна ПХ определяется тангажом угла α её наклона:

$$S_\phi = \tan\alpha, \quad (47)$$

а параметр $q$ может быть представлен в следующем виде:

$$q = \frac{P_{\text{ср}}\delta^2\lambda^2\sigma}{(4\pi)^3 R^4 P_{\text{ш}} L}, \quad (48)$$

где:

$P_{\text{ср}}$ – средняя излучаемая мощность;

$\delta$ – коэффициент усиления антенны;

$\sigma$ – ЭПР цели;

$R$ – наклонная дальность до цели;

$L$ – коэффициент потерь в отношении сигнал/шум.

Таким образом можно достичь высокой скорости и точности подсчета СКО и других важных характеристик ФМИП.

## Литература

1. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник / Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007.

2. Вакин С.А., Шустов Л.Н. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки. – М.: Сов.радио, 1968.

3. Устройства СВЧ и антенны / Воскресенский Д.И., Гостюхин В.Л., Максимов В.М., Пономарёв Л.И.; Под ред. Д.И. Воскресеноского. – М.: Радиотехника, 2006.

## Сведения об авторах

**Ксендзов Александр Валентинович**, г. Рязань, год рождения 1980, окончил РГРТА в 2002 году, кандидат технических наук, доцент РГРТУ, e-mail: xendzov.a.v@rsreu.ru

**Быков Евгений Максимович**, г. Коломна, год рождения 1993, окончил бакалавриат РГРТУ в 2016 году, магистрант РГРТУ, e-mail: eugeniy.bykov@yandex.ru.

# МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ФОНО-ЦЕЛЕВЫХ ОЪЕКТОВ НА БАЗЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ МАТРИЦ РАССЕЯНИЯ И ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ СИГНАТУР

Шевырёв А.В., Замятин А.Ю.

Описаны методы радиолокационного поляризационного анализа фоно-целевой обстановки. На примере ледовых покрытий показано использование механизма энергетических матриц рассеяния и поляризационных сигнатур.

# MATH MODELING OF BACKGROUND-TARGET OBJECTS ON THE BASE OF ENERGY DISPERSION MATRICES AND POLARISATION SUIGNATURES

Shevirev A.V., Zamyatin A.J.

Methods of radar polarization analysis are described for background-target situation. The usage of mechanism of energy dispersion matrices and polarization signatures is illustrated on the example of ice surfaces.

Целью исследования является разработка технологии, основу которой составляет распознавание физической структуры поверхностно или объемно-распределенных радиолокационных целей, имеющих в своем составе стабильную составляющую, формируемую искусственно-антропогенным способом (вооруженные люди, техника, плавсредства и т.п.) и фоновую флуктуирующую составляющую, формируемую естественными природными процессами (водная поверхность с волнением различной интенсивности, течениями, неподвижным ледовым покровом и дрейфующим льдом различной формы, микро- и макрофизической структуры; осадками в виде жидкой и кристаллической фаз; растительностью со значительной динамичностью ее фрагментов и изменением отражающих свойств под действием погодных факторов и т.п.). В этой структуре через анализ отраженных радиолокационных сигналов в большинстве случаев необходимо выделить стабильную антропогенную составляющую, которая и будет при оценке оперативной обстановки на данной ландшафтной инфраструктуре свидетельствовать о наличии целевого объекта. В свою очередь, для выделения стабильной составляющей в алгоритме анализа сигнала необходимо иметь образы наиболее полного электродинамического описания отражательной способности стабильных, флуктуирующих целей и их совокупностей, которое отражает их стационарное физическое и динамическое состояние в различных гидрометеорологических условиях.

Отражательная способность стабильных радиолокационных целей определяется матрицей рассеяния. Для полного описания отражательной способности флуктуирующих целей, используют понятия статистической матрицы рассеяния и корреляционной матрицы ее элементов, а также линейно связанной с ней матрицей Мюллера.

Дальнейшее рассмотрение производится для случая одноканального поляриметра, принцип работы которого основан на измерении мощности отраженного сигнала и в общем случае определяется уравнением:

$$P = S_2^T M S_1, \qquad (1)$$

где M – матрица Мюллера исследуемой радиолокационной цели;
$S_1$ и $S_2$ – вектор-параметры Стокса передающей и приемной антенн.
Для рассматриваемого случая $S_1$ и $S_2$ одинаковы и имеют вид:

$$S = \begin{bmatrix} i = 1 \\ v = \sin 2\alpha \\ q = \cos 2\alpha \cos 2\beta \\ u = \cos 2\alpha \sin 2\beta \end{bmatrix}, \qquad (2)$$

где α и β – углы эллиптичности и ориентации эллипса поляризации.

Процесс отражения электромагнитного излучения описывается линейным оператором преобразования вектора S десятиэлементной матрицей Мюллера. Для создания методов обработки и алгоритмов распознавания матрица Мюллера и ее элементы представляется в следующем виде [1]:

$$\mathrm{M} = \begin{bmatrix} \mathrm{A}_0 + \mathrm{B}_0 & \mathrm{F} & \mathrm{C} & \mathrm{H} \\ \mathrm{F} & -\mathrm{A}_0 + \mathrm{B}_0 & \mathrm{G} & \mathrm{D} \\ \mathrm{C} & \mathrm{G} & \mathrm{A}_0 + \mathrm{B}_0 & -\mathrm{E} \\ \mathrm{H} & \mathrm{D} & -\mathrm{E} & \mathrm{A}_0 - \mathrm{B}_0 \end{bmatrix}, \qquad (3)$$

где физический смысл параметров рассеяния связан между собой следующими соотношениями и неравенствами:

$$\begin{cases} 2\mathrm{A}_0\mathrm{E} = \mathrm{DG} - \mathrm{FH}, \\ 2\mathrm{A}_0\mathrm{F} = \mathrm{CG} - \mathrm{DH}, \\ 2\mathrm{A}_0(\mathrm{B}_0 + \mathrm{B}) = \mathrm{F}^2 + \mathrm{D}^2, \\ 2\mathrm{A}_0(\mathrm{B}_0 - \mathrm{B}) = \mathrm{G}^2 + \mathrm{H}_2 \end{cases} \quad \begin{cases} \mathrm{A}_0 \geq 0, \mathrm{B}_0 \geq 0, \\ \mathrm{A}_0 - \mathrm{B}_0 \geq 0, \\ \mathrm{B}_0 + \mathrm{B} \geq 0, \mathrm{A}_0 + \mathrm{B}_0 \geq 0, \\ \mathrm{B}_0 - \mathrm{B} \geq 0, \mathrm{A}_0 - \mathrm{B}_0 \geq 0. \end{cases} \qquad (4)$$

Для некоторых форм элементарных отражателей с углом произвольной преимущественной ориентацией ψ, матрица Мюллера может иметь вид:

$$\mathrm{M} = \begin{bmatrix} \mathrm{A}_0 + \mathrm{B}_0 & 0 & \mathrm{C}\cos 2\psi & \mathrm{H}\sin 2\psi \\ 0 & -\mathrm{A}_0 + \mathrm{B}_0 & -\mathrm{D}\sin 2\psi & \mathrm{D}\cos 2\psi \\ \mathrm{C}\cos 2\psi & -\mathrm{D}\sin 2\psi & \mathrm{A}_0 + \mathrm{B}\cos 4\psi & \mathrm{B}\sin 4\psi \\ \mathrm{H}\sin 2\psi & \mathrm{D}\cos 2\psi & \mathrm{B}\sin 4\psi & \mathrm{A}_0 - \mathrm{B}\cos 4\psi \end{bmatrix}. \qquad (5)$$

Исходя из теоретических разработок и большой практики измерения характеристик рассеяния различных видов гидрометеорологических и объемно-распределенных целей, а также элементарных отражателей, был выбран вариант феноменологического моделирования практически любых целей и объектов применительно к исследуемой задаче на основе представления (разложения) измеренных матриц Мюллера с помощью матриц Мюллера элементарных отражателей с весовыми коэффициентами.

Матрицы Мюллера основных элементарных отражателей представлены ниже:

$$M_C = \frac{1}{2}\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ – сфера;} \qquad (6)$$

$$\mathrm{M}_{\mathrm{OR}} = \frac{1}{4}\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ – правая спираль;} \qquad (7)$$

$$\mathrm{M}_{\mathrm{HL}} = \frac{1}{4}\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ – левая спираль;} \qquad (8)$$

$$\mathrm{M}_{\mathrm{T}} = \frac{1}{2}\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos 4\psi & \sin 4\psi \\ 0 & 0 & \sin 4\psi & -\cos 4\psi \end{bmatrix} \text{ – крестовина с углом ориентации } \psi; \qquad (9)$$

$$\mathrm{M}_{\mathrm{L}} = \frac{1}{4}\begin{bmatrix} 1 & 0 & \cos 2\psi & \sin 2\psi \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cos 2\psi & 0 & \cos^2 2\psi & \frac{1}{2}\sin 4\psi \\ \sin 2\psi & 0 & \frac{1}{2}\sin 4\psi & \cos^2 2\psi \end{bmatrix} \text{ – вибратор с углом ориентации } \psi. \qquad (10)$$

Модель в виде матрицы Мюллера для практически любого вида исследуемого объекта можно представить в виде:

$$\mathrm{M} = k_C M_C + k_{OR} M_{OR} + k_{HL} M_{HL} + k_T M_T + k_L M_L, \qquad (11)$$

где $k_C$, $k_{OR}$, $k_{HL}$, $k_T$, $k_L$ – коэффициенты вклада эталонных отражателей.

Следует отметить, что методика процесса моделирования распространяется на все виды целей, в том числе позволяет оценивать и уменьшать воздействие фоновых и гидрометеорологических помех на обнаружение живой силы и техники в различных условиях. При этом основным анализируемым параметром является энергетическая матрица рассеяния объекта и окружающей среды, а также производные от нее матрицы, описывающие динамику поведения объекта.

Изучение льда с точки зрения методов активной радиолокации распадается на две задачи, а именно: исследование в зимних условиях и в летних [2]. Для разных времен года принимаются различные модели льда как среды.

Главная особенность рассеяния радиоволн на поверхности льда зимой состоит в том, что характеристики ледяного покрова можно считать относительно стабильными.

Процесс рассеяния радиоволн в морском льду зависит от толщины слоя, возраста льда, шероховатости поверхности и других факторов, которые могут быть в общем случае взаимосвязаны между собой. Кроме того, важен факт, что рассеяние радиоволн морским льдом может быть поверхностным и объемным; в разных ситуациях тот или иной вид рассеяния может быть доминирующим. Эти проявления существенным образом зависят от длины волны сигнала. Для однолетнего льда основное рассеяние радиоволн носит поверхностный характер. Если на таком льду имеется слой сухого снега, то появляется объемное рассеяние, но оно мало заметно на фоне поверхностного.

У многолетнего льда, который содержит большое количество малых пузырьков воздуха, проникновение радиоволн в лед становится более заметным и соответственно возрастает объемное рассеяние им радиоволн. При увеличении частоты зондирования, когда размеры пузырьков воздуха становятся сравнимыми с длиной волны, объемное рассеяние увеличивается. Поэтому удельная ЭПР $\sigma^0$ для многолетнего льда будет существенно выше удельной ЭПР для однолетнего льда.

Влияние шероховатости поверхности льда на рассеяние радиоволн зависит от возраста льда. Поэтому деполяризация радиоволн, связанная со степенью шероховатости, мало проявляется в случае однолетнего льда и в большей мере наблюдается в случае многолетнего льда.

Существенно влияет на процесс рассеяния радиоволн льдом наличие или отсутствие снежного покрова, а также наличие или отсутствие водяной пленки на поверхности льда. Все эти факторы должны учитываться при анализе изменений значений $\sigma^0$, получаемых в процессе зондирования.

Например, зимой значения $\sigma^0$ для многолетнего льда существенно больше таковых для однолетнего. Но если начинается процесс таяния льда, тогда $\sigma^0$ для однолетнего льда начинает увеличиваться, а для многолетнего льда – уменьшаться, что продолжается некоторое время. Когда наступает лето и процесс таяния льда стабилизируется, контраст в значениях $\sigma^0$ для многолетнего и однолетнего льдов сохраняется, т.е. значения $\sigma^0$ для многолетнего льда выше, однако собственно значение контраста становится меньше отмечаемого зимой.

Процесс рассеяния радиоволн на морском льду описывается следующим полуэмпирическим модельным соотношением:

$$\sigma^0(\theta) = \sigma^0_{\Pi}(\theta) + Y^2(\theta)\left[\sigma^0_{\upsilon}(\theta') + \frac{\sigma^0_g(\theta')}{L^2(\theta')}\right], \qquad (12)$$

где $\sigma^0(\theta)$ – общий коэффициент рассеяния от зондируемого объекта (льда);

$\sigma^0_{\Pi}(\theta)$ – коэффициент рассеяния поверхности морского льда;

$\theta$ – угол падения радиоволны, отсчитываемый от нормали к поверхности;

$Y(\theta)$ – коэффициент передачи мощности через границу поверхности;

$\sigma^0_{\upsilon}(\theta')$ – коэффициент объемного рассеяния льда;

$\theta'$ – угол рефракции радиолуча после прохождения границы поверхности;

$\sigma^0_g(\theta')$ – коэффициент рассеяния от нижней границы слоя льда;

$L(\theta') = \exp(k_З d \sec\theta')$ – фактор потерь при однопутевом распространении;

$k_З$ – коэффициент затухания;

$d$ – толщина слоя.

Модель (12) достаточно точно описывает процесс рассеяний радиоволн во льду, однако практика показывает, что третьим составляющим уравнения можно пренебречь и принять более простую модель

$$\sigma^0(\theta) = \sigma^0_{\text{П}}(\theta) + Y^2(\theta)\sigma^0_{\upsilon}(\theta') \ , \qquad (13)$$

второй член уравнения (13) можно представить в виде

$$\sigma^0_{\upsilon}(\theta') = \frac{N\sigma_{\text{В}}\cos\theta'}{2k_3}\left[1 - \frac{1}{L^2(\theta')}\right], \qquad (14)$$

где N – плотность воздушных пузырьков (принимается, что пузырьки одинаковы);
$\sigma_{\text{в}}$ – ЭПР одиночного воздушного пузырька.

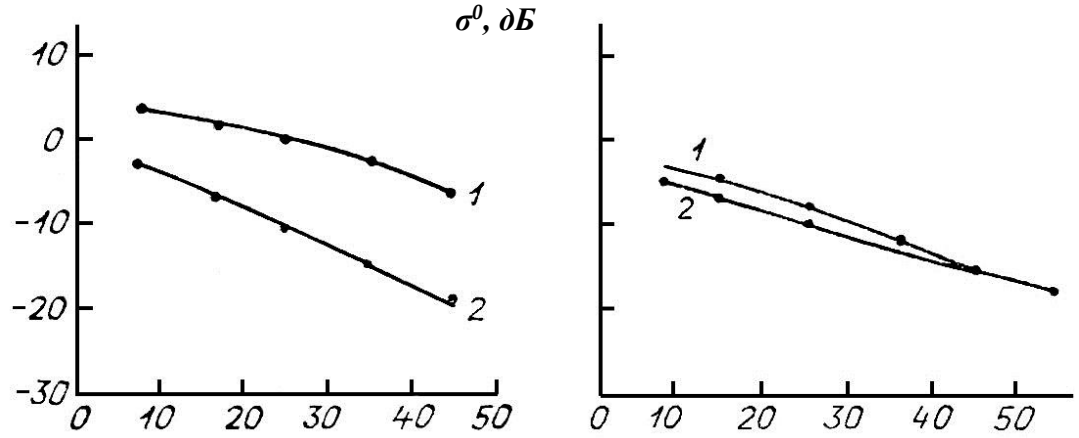
Отметим, что в соотношениях (12) и (13) коэффициент Y(Q) зависит от вида поляризации распространяющейся радиоволны.

Изменение угла падения радиоволны практически не влияет на объемное рассеяние, незначительно уменьшает поверхностное рассеяние при шероховатой поверхности и существенно влияет на поверхностное рассеяние при сглаженной поверхности.

Для многолетнего льда качественно зависимости $\sigma^0_{\text{П}}$ и $\sigma^0_{\upsilon}$ от частоты излучения ведут себя одинаково, но равенство $\sigma^0_{\text{П}}$ и $\sigma^0_{\upsilon}$ достигается при частоте f ≈ 8 ГГц, далее, по мере повышения частоты, объемное рассеяние заметно сильнее, чем поверхностное.

Летом объемное рассеяние существенно уменьшается и можно рассматривать только эффект поверхностного рассеяния. Однако различие типов льда летом заметно осложняется из-за наличия водяных пленок, проталин и других проявлений таяния льда.

Это иллюстрирует рисунок 1, где приведены результаты измерений из [3]. Измерения выполнялись в диапазоне $k_u$ (12-18 ГГц). Из рисунка видно, что рассеивающие характеристики однолетнего льда практически не изменяются от сезона к сезону, в то время как для многолетнего льда объемное рассеяние существенно уменьшилось летом из-за наличия верхнего мокрого слоя и $\sigma^0$ для многолетнего льда практически сравнялось с $\sigma^0$ для однолетнего.




а) б)

Рисунок 1 – Зависимость $\sigma^0$ (дБ) от угла падения радиоволны θ (град)
а – измерения проводились зимой, б – летом; 1 – многолетний лед, 2 – однолетний

Важно отметить, что при зондировании многолетнего и однолетнего льдов изменение вида линейной поляризации мало влияло на значения измеряемых $\sigma^0$. Такие льды обычно относят к типу «толстого» льда. Для так называемого «тонкого» льда в

виде отдельных вновь образовавшихся льдин коэффициент рассеяния $\sigma^0$ существенно зависит от вида поляризации зондирующего сигнала, как показано на рисунке 2.

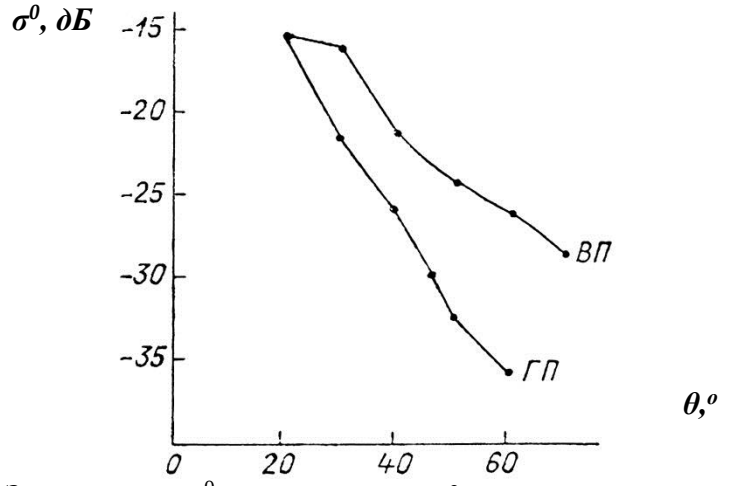



Рисунок 2 – Зависимость $\sigma^0$ от угла падения θ при разных видах поляризации радиоволны (ВП – вертикально поляризованная, ГП – горизонтально поляризованная)

Наибольшие трудности для интерпретации данных радиолокационных измерений возникают в том случае, если измерения осуществляются летом, когда наблюдается интенсивный процесс таяния льда.

Принято рассматривать четыре варианта ледяного покрова:

1. Однолетний лед: толщина слоя льда 2,11-2,25 м, высота мокрого снежного покрова 0-0,02 м, температура воздуха 2-2,2 °С и температура льда 0 °С, поверхность льда шероховатая, 90 % ее покрыто слоем воды.

2. Сморозь ледяных полей однолетнего и многолетнего льда; для однолетнего льда: толщина льда 1,83-1,88 м, высота снега 0-0,05 м, температура воздуха 2,5-4 °С, льда 0 °С; шероховатость менялась за время измерений, на поверхности – водяная пленка; для многолетнего льда: толщина льда более 3,0 м, высота снега 0,01-0,02 м, температура воздуха 2,5 °С, температура льда 0 °С, малая шероховатость.

3. Старый многолетний лед, вмороженный в однолетний лед: толщина слоя льда превышала 4,0 м, высота снежного покрова 0,01-0,03 м, температура воздуха 3 °С, температура льда 0 °С, поверхность льда мокрая и сглаженная.

4. Сморозь однолетнего и многолетнего льдов; для однолетнего льда: толщина 1,0 м, температура воздуха 4 °С, температура льда 0 °С, снежный покров отсутствует, более 80% покрыто водой; для многолетнего льда: толщина более 4,0 м, высота снега 0,01-0,02 м, температура воздуха 4,2 °С, температура льда 0 °С, лед пропитан водой.

Измерения на горизонтальной поляризации зависимости $\sigma^0$ от угла падения для холодного времени года и начала таяния льда на частоте зондирования f = 9,6 ГГц показали, что в холодное время разность значений $\sigma^0$ для многолетнего и однолетнего льдов достигает 10 дБ, а в период таяния она уменьшается до 2-3 дБ. Это подтверждает гипотезу о влиянии объемного рассеяния в многолетнем льду на значения $\sigma^0$. Причем при переходе от зимы к лету коэффициент рассеяния многолетнего льда уменьшается при разных углах падения до 8-9 дБ, а для однолетнего льда аналогичный переход вызывает увеличение $\sigma^0$ на 2,5-3,5 дБ.

Уменьшение $\sigma^0$ для многолетнего льда связано с появлением пленки воды на поверхности и экранирование ею проникновения радиоволны во внутрь слоя льда, чем и объясняется уменьшение влияния объемного рассеяния на общее значение рассеяния зондирующей волны в многолетнем льду. Увеличение $\sigma^0$ для однолетнего льда, скорее

всего, связано с изменением условий шероховатости ледяной поверхности из-за рекристаллизации снежного покрова и превращения его в более плотную субстанцию, а также может быть связано с изменением диэлектрической проницаемости поверхности из-за таяния льда. Наибольшее влияние оказывает изменение шероховатости, к которой очень чувствителен отклик радиолокационного сигнала на высоких частотах. Для зимних условий поверхность льда является слабо шероховатой и может считаться сглаженной (в измерениях изменение высоты шероховатости составило 0,932 см с дисперсией 0,044 $см^2$). Для сезона таяния льда поверхность льда становится более шероховатой (в измерениях изменение высоты шероховатости составило 2,778 см с дисперсией 0,243 $см^2$), т.е. при переходе от одного сезона к другому фактор шероховатости увеличился в три раза.

Таким образом, можно сделать вывод, что изменение величины $\sigma^0$ при зондировании морского льда летом (т.е. в период таяния льда и образования водных пленок) может быть связано не с типом льда, а с его состоянием, наличием или отсутствием снежного покрова, наличием или отсутствием воды на поверхности. Естественно, это осложняет возможность проведения идентификации объектов.

На рисунке 3 показана зависимость удельной ЭПР $\sigma^0$ однолетнего льда при частоте зондирования f = 5,2 ГГц для ГП волны от угла зондирования в разное время таяния льда. Ледяной покров в период летнего таяния характеризуется различной степенью его разрушенности, зависящей от времени воздействия на лед положительных температур. Например, увеличение степени таяния льда сначала увеличивает $\sigma^0$, а по мере усиления процесса таяния $\sigma^0$ уменьшается. Первичное увеличение $\sigma^0$ может быть связано с видоизменением снежного покрова на поверхности льда, которое приводит к заметному изменению шероховатости, что вызывает усиление рассеяния радиоволны. Дальнейшее таяние льда приводит к тому, что ледяные неровности становятся более сглаженными и влажными, что в сумме понизит $\sigma^0$, т.е. сначала сглаженность поверхности вернет $\sigma^0$ к исходному значению, а появление влаги вызовет дальнейшее снижение $\sigma^0$. В период максимального таяния льда $\sigma^0$ для многолетнего льда выше, чем для однолетнего, причем этот контраст уменьшается по мере увеличения частоты зондирования, как показано на рисунке 4. В этом случае увеличение контраста по мере уменьшения частоты связано с большей сглаженностью однолетнего льда, в то время как для многолетнего льда условия практически не меняются. Соответственно, для многолетнего льда отклик радиоволны от поверхности заметно сильнее, чем для однолетнего.

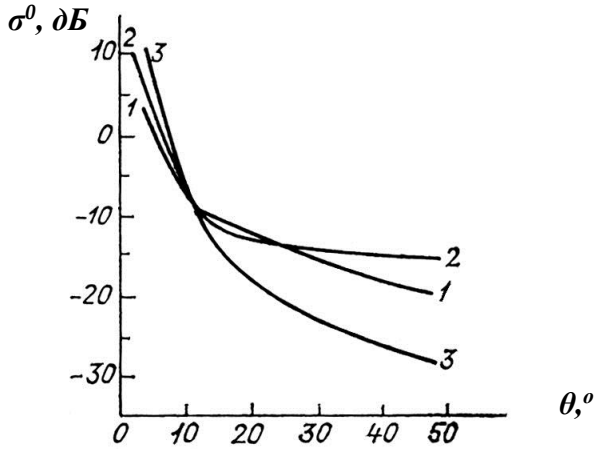



Рисунок 3 – Зависимость $\sigma^0$ от угла падения θ радиоволны на разных стадиях таяния льда: 1 – начало процесса таяния льда, 2 – средняя стадия процесса таяния, 3 – максимальная степень развития процесса теплового разрушения льда

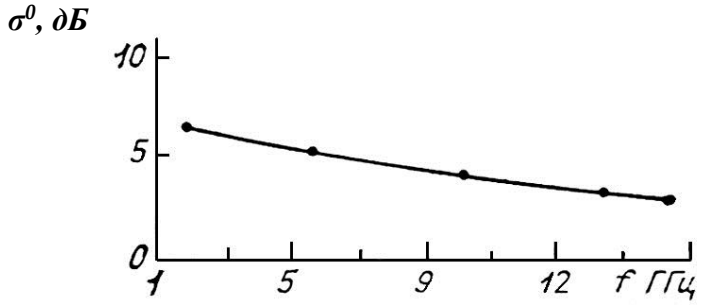



Рисунок 4 – Зависимость $\sigma^0$ от частоты зондирования f

Хорошо изученные свойства рассеяния радиоволн на льду зимой не могут быть использованы при рассмотрении морского льда в период таяния. Рассеяние радиоволн в период таяния определяется рассеянием на поверхности мокрого льда, увеличением шероховатости поверхности однолетнего льда, абсорбированием энергии радиоволны в слоях мокрого снежного покрова, рекристаллизацией снежного покрова, наличием водяных пленок на плоской ледяной поверхности. Все эти факторы существенно влияют на физические и электрические свойства зондируемой поверхности.

Для решения задачи идентификации необходимо учитывать большее число параметров, характеризующих состояние снежного покрова и ледяной поверхности. Кроме того, необходимо повышать точность и достоверность получаемых результатов, так как различие в значениях $\sigma^0$ для разных типов морских льдов является во многих случаях незначительным и это необходимо фиксировать с достаточной точностью.

В работе [4] для описания процесса рассеяния радиоволн на поверхности морского льда, покрытой снегом, предложена трехслойная теоретическая модель, где верхний слой представляет воздушную среду, средний слой, относящийся к снегу, является изотропной средой, а нижний слой относящийся ко льду, представляет собой анизотропную среду, причем лед располагается на поверхности воды, которая принимается в виде однородной среды. Предполагается, что во всех средах действует одинаковая магнитная проницаемость и различная скалярная и векторная диэлектрическая проницаемость. В рамках выбранной модели решается электродинамическая задача, в результате чего получается выражение для удельной ЭПР при разных видах поляризации падающей волны.

Из теоретического рассмотрения следует, что $\sigma^0_{ВВ}$ всегда больше $\sigma^0_{ГГ}$, и оба значения уменьшаются по мере увеличения угла падения радиоволны. Кроссовая составляющая $\sigma^0_{ГВ}$ существенно меньше $\sigma^0_{ГГ}$ и $\sigma^0_{ВВ}$.

Однако $\sigma^0_{ГГ}$ может становиться больше $\sigma^0_{ВВ}$, когда имеется тонкий слой снега. Это связано с тем, что горизонтальная составляющая волны может иметь сильное отражение от второй границы трехслойной среды.

Модель также показала, что с увеличением высоты снежного покрова от 0 до 12 см возрастает $\sigma^0_{ГГ}$ при f = 9 ГГц от –28 до –23 дБ, при f = 13 ГГц от –24 до –16 дБ. Отсюда видно, что с ростом частоты зондирования для одной и той же толщины снежного покрова $\sigma^0_{ГГ}$ возрастает.

Сравнение этих и других теоретических результатов, полученных из предложенной трехслойной модели с соответствующими характеристиками, с экспериментальными данными показало, что такая модель достаточно хорошо описывает процессы рассеяния радиоволн на льду, покрытом слоем снега.

Сжимающие и касательные усилия, возникающие во время контакта льдин между собой, приводят к ломке льда и образованию торосов. Степень торосистости

льда независимо от высоты торосов выражается отношением площади, занимаемой торосами, к площади наблюдаемого льда. Различают следующие виды торосов: отдельные торосы; гряды торосов; барьер торосов, состоящий из гряды торосов, сидящих на грунте; пояс торошения – несколько параллельных гряд торосов на плавучем льду или припае, представляющих нагромождение битого льда; подсовы – образуются при наползании плоских льдин друг на друга. Торосы часто имеют соответствующим образом ориентированные площадки, дающие зеркальное отражение в направлении РЛС или образующих двухгранный угол, работающий как уголковый отражатель, в результате чего наблюдается наиболее мощное отражение ЭМВ, маскирующих отражение от людей и техники, находящихся на льду.

Установлено, что средняя высота гряд торосов, образующихся на однолетних льдах, составляет 1,6-1,9 м, а на многолетних – 2,0-2,5 м [2]. Для модели формы гряд торосов может быть принята модель, предложенная сотрудником ААНИИ В.С. Лощиловым [2], согласно которой форма их надводной части является практически равнобедренной трапецией. Ее нижнее основание равно пяти, верхнее – одной высоте гряды тороса.

Идентификация ледового покрова в ряде случаев бывает весьма сложной, поэтому в анализ принимаемого рассеянного излучения необходимо вовлекать как можно больше параметров принимаемых сигналов. Для этого целесообразно использование так называемых поляризационных сигнатур, полученных с помощью матрицы рассеяния или параметров Стокса [5]. Эти характеристики строятся в трехмерном пространстве, и такие объемные фигуры дают образ зондируемого объекта. При наличии соответствующего банка данных поляризационных образов зондируемых объектов имеется возможность идентификации и классификации объектов.

Основным средством, позволяющим осуществлять радиополяриметрический анализ зондируемого объекта, является матрица рассеяния. Свойства зондируемого объекта могут быть описаны с помощью матрицы рассеяния, дающей связь между интенсивностями падающего и рассеянного поля. Аналогично можно ввести матрицу Мюллера, которая описывает преобразование параметров Стокса падающей волны в параметры Стокса рассеянной волны. Соответствующая запись имеет вид

$$(s_1 s_2 s_3 s_4)_{\text{Р}}^{\text{T}} = \text{R}\text{R}^{\text{T}}\text{M}(s_1 s_2 s_3 s_4)_{\text{П}}^{\text{T}} \qquad (15)$$

где индексы «р» и «п» означают рассеянная, падающая, элементы матрицы M являются функциями элементов матрицы рассеяния, матрица R имеет вид

$$\text{R} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

Для мощности принимаемого рассеянного сигнала можно записать

$$P_{пр} = k(\lambda, \theta, \varphi)(s_1 s_2 s_3 s_4)_P M (s_1 s_2 s_3 s_4)_П^T, \qquad (16)$$

где $k(\lambda, \theta, \varphi)$ – функция, зависящая от длины волны $\lambda$, углов падения $\theta$ и азимута $\varphi$.

Если выполняется не одно, а N измерений, тогда принимаемая мощность равна

$$P_{пр} = \sum_{n=1}^{N} P_{пр}^{(n)} . \qquad (17)$$

С учетом (17) соотношение (16) переходит в следующее:

$$P_{пр} = k(\lambda,\theta,\varphi)(s_0 s_1 s_2 s_3)_P \left( \sum_{n=1}^{N} \left[ M^{(n)} \right] \right) (s_0 s_1 s_2 s_3)_П^T . \qquad (18)$$

Если учесть связь между ЭПР и элементами матрицы рассеяния для зондируемого объекта, можно записать соотношение

$$\sigma(\alpha_П \beta_П \alpha_P \beta_P) = \frac{4\pi}{k^2} \begin{pmatrix} 1 \\ \cos 2\alpha_Р \cos 2\beta_Р \\ \cos 2\alpha_Р \sin 2\beta_Р \\ \sin 2\alpha_Р \end{pmatrix}^T \left( \sum_{n=1}^{N} M^{(n)} \right) \times \begin{pmatrix} 1 \\ \cos 2\alpha_П \cos 2\beta_П \\ \cos 2\alpha_П \sin 2\beta_П \\ \sin 2\alpha_П \end{pmatrix}, \qquad (19)$$

где использовано нормирование параметров Стокса, т.е. принято, что $s_0 = 1$, и учтено известное представление параметров Стокса через параметры эллипса $\alpha_э$ и $\beta$.

Функции $\sigma(\alpha_П \beta_П \alpha_Р \beta_Р)$ называются поляризационными сигнатурами ансамбля рассеивателей. Их построение осуществляется в трехмерном пространстве, где по двум осям откладываются углы $\alpha_э$ и $\beta$, а по третьей оси откладывается значение $\sigma^0$. Каждому объекту будут соответствовать свои поляризационные сигнатуры. Пример такой сигнатуры показан на рисунке 6, где использована основная ГП при излучении и приеме для сглаженной диэлектрической поверхности $\varepsilon_\lambda = 6$ при нормальном падении радиоволны. По оси z отложено нормированное значение $\sigma^0$. Для приведенного примера матрица рассеяния имеет вид

$$s = \frac{1 - \sqrt{\varepsilon_\lambda}}{1 + \sqrt{\varepsilon_\lambda}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, \qquad (20)$$

где $\varepsilon_\lambda = 6$, перекрестные члены матрицы рассеяния равны нулю.

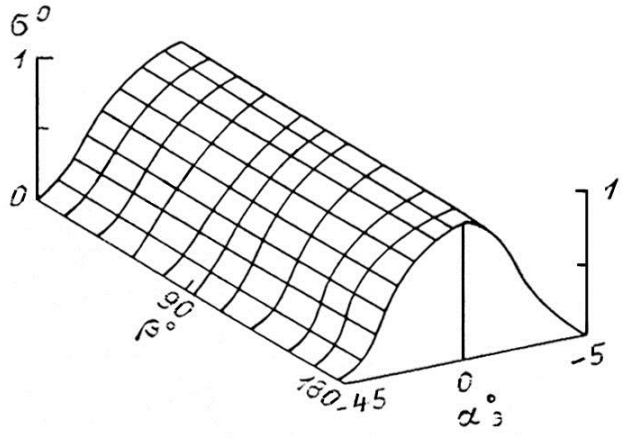



Рисунок 6 – Поляризационные сигнатуры

Из рисунка видно, что при линейной поляризации ($\alpha_э$ = 0) получаем максимальное значение $\sigma^0$ и это значение не зависит от изменения угла ориентации $\beta$.

Рисунок 6 иллюстрирует простейший случай получения поляризационных сигнатур; в иных случаях вид сигнатуры может быть значительно более сложным.

При приеме рассеянного излучения на фоне шумов, подчиняющихся гауссовской модели распределения, поляризационная сигнатура шума представляет постоянную величину. Этот неполяризованный компонент образует при построении поляризационной сигнатуры некоторый «пьедестал».

Примеры различных поляризационных сигнатур для разных поверхностей показали их заметное различие. Принятые модели учитывали варианты сглаженной поверхности, слабо и сильно шероховатой, смешанной и других. Такими моделями могут описываться многие виды морских льдов.

В [6] приняты три модели:

1) шероховатая поверхность;

2) двугранный уголковый отражатель, имеющий поверхности с $\varepsilon_{\lambda 1}$ и $\varepsilon_{\lambda 2}$, расположенные под углом 90°;

3) поверхность диффузного рассеяния при четырех вариантах: а) прямое рассеяние от кроны деревьев, б) двухпутевое рассеяние, как в двугранном уголковом отражателе, в) прямое рассеяние от земной поверхности, г) прямое рассеяние от стволов деревьев.

Эти модели могут быть использованы и при зондировании льдов. Первая модель слабо шероховатой поверхности ранее уже неоднократно использовалась при рассмотрении экспериментальных результатов дистанционного зондирования морских льдов. Вторая модель (и отчасти третья) могут быть использованы при анализе процесса рассеяния радиоволн в ледяных торосистых полях или для летнего льда, когда имеются кучки тающего рыхлого снега на поверхности морского льда.

Для первой модели ВП и ГП сигналы находятся в фазе и увеличение/ уменьшение угла ориентации передаваемой радиоволны увеличивает/уменьшает угол ориентации рассеянной волны, а углы эллиптичности для передаваемой и рассеянной волн имеют противоположные знаки. Это означает, что при излучении эллиптически поляризованной волны правого/левого вращения в приемник будет возвращаться эллиптически поляризованная волна левого/правого вращения.

Для второй модели между ВП и ГП сигналами возникает сдвиг по фазе на 180°. В этом случае при увеличении угла ориентации плоскости поляризации передаваемой волны угол ориентации принимаемой/рассеянной волны уменьшается. Углы эллиптичности передаваемой и принимаемой волн имеют одинаковые знаки.

Для третьей модели наблюдается сильное изменение разности фаз между ГП и ВП сигналами, причем эти изменения носят случайный характер. Угол ориентации плоскости поляризации в среднем для отраженной волны повторяет поведение угла ориентации передаваемой волны, наблюдается повторение ситуации, характерной для первой модели. Однако знак угла эллиптичности не меняется при рассеянии радиоволны – это аналогично случаю второй модели. Таким образом, третья модель описывает диффузное рассеяние.

В рамках описанных трех моделей с помощью поляризационных сигнатур можно сделать заключение о типе поверхности. Для уверенной классификации поляризационные сигнатуры объектов следует дополнять другими источниками информации; желательно иметь некоторые априорные сведения о поверхности. Это связано с тем, что сильно шероховатая поверхность может дать эффект многократного рассеяния, что совпадает со случаем диффузного рассеяния, и различить эти две ситуации на основе поляризационных сигнатур не представляется возможным.

Для примера на рисунке 7 показаны поляризационные сигнатуры поверхности с характеристиками: Re $\varepsilon_\lambda$ = 5,0, Im $\varepsilon_\lambda$ = 0,2, среднеквадратическое значение высоты шероховатости составляет 1 см при среднеквадратической крутизне подъема шероховатости 3°, по оси z отложены нормированные мощности рассеянного излучения.

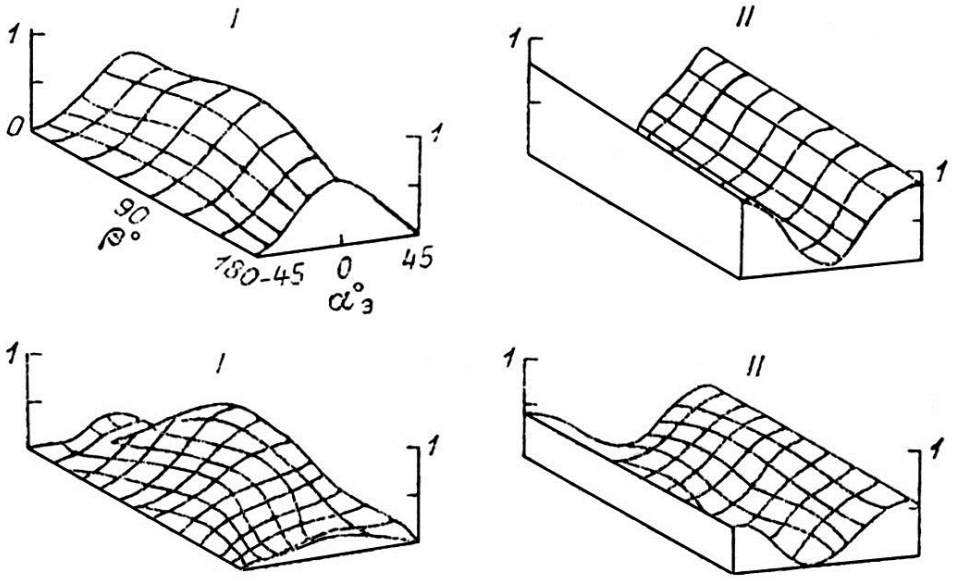



Рисунок 7 – Поляризационные сигнатуры для разной шероховатости поверхности:
I – согласованные поляризационные сигнатуры, II – кроссполяризованные

Могут также быть приняты такие модели, как плоская поверхность, двухгранные уголковые отражатели, дипольные отражатели горизонтального и вертикального типа, а также размещенные под углом 45°, четвертьволновые отражатели.

Аналогичные подходы применяются и для описания и идентификации искусственно-антропогенной составляющей целевых радиолокационных объектов [7].

## Литература

1. Козлов Н.И., Логвинов А.И., Сарычев В.А. Поляризация радиоволн. Поляризационная структура радиолокационных сигналов. – М.: Радиотехника, 2005. – 704 с.

2. Вагапов Р.Х. и др. Дистанционные методы исследования морских льдов / Под ред. А.И. Козлова. – СПб. : Гидрометеоиздат, 1993. – 343 с.

3. Gray A. L. et al. Semimultaneous scatterometer and radiometer measurements of sea ice microwave signatures. – IEEE J. Oceanic Eng., 1983, v. DE-7, № 1, p. 20-32.

4. Borqeaud M., Kong J.A., Lin F.C. Microwave remote sensing on snow-covered sea ice. – Proceedings of IGARSS’86 Symposium, Zurich, 1986, p. 133-138.

5. Van Zyl J. J., Zebker H. A., Elachi C. Imaging radar polarization signatures: Theory and observation. – Radio Science, 1987, v. 22, № 4, p. 529-543.

6. Басс Ф.Г., Фукс И.М. Рассеяние волн на статистически неровной поверхности. – М.: Наука, 1972. – 424 с.

7. Завируха В. К., Замятин А. Ю., Замятин В. Ю. Радиолокационное обнаружение живой силы и техники: математические модели, алгоритмы, программно-аппаратные средства и методики. – М. : Bookvika, 2014. – 126 с.

## Сведения об авторах

**Шевырёв Александр Владимирович**, д.т.н., профессор.

Родился в 1946 году.

В 1970 году окончил Военную инженерную радиотехническую академию противовоздушной обороны им. Маршала Советского Союза Л. А. Говорова.

Направления исследований: системы и средства ракетно-космической обороны, повышение эффективности систем связи, информационное противодействие.

В 1995 году защитил диссертацию на соискание учёной степени доктора технических наук.

Заместитель генерального директора по научной работе АО «Московский научно-исследовательский радиотехнический институт» (АО «МНИРТИ»).

E-mail: avs-46@mail.ru.

**Замятин Александр Юрьевич**, д.т.н.

Родился в 1966 году.

В 1988 году окончил Ленинградский Краснознамённый военный инженерный институт им. А. Ф. Можайского.

Направления исследований: поляризационная селекция в радиолокации, безопасность информационных систем, информационное противодействие, аэрокосмическая трибология.

В 2000 году защитил диссертацию на соискание учёной степени доктора технических наук.

Главный конструктор по системам управления АО «МНИРТИ».

E-mail: a_tango@mail.ru.

# ЭФФЕКТИВНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО КВАЗИРАДИОСИГНАЛА С ПРЯМОУГОЛЬНОЙ МОДУЛИРУЮЩЕЙ ФУНКЦИЕЙ[1]

**Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э., Титов К.Д.**

Синтезирован квазиправдоподобный алгоритм обнаружения прямоугольного сверхширокополосного квазирадиосигнала с неизвестными амплитудой, начальной фазой и частотой. Найдены статистические характеристики эффективности синтезированного алгоритма обнаружения – вероятность ложной тревоги и пропуска сигнала.

# EFFICIENCY DETECTION OF RECTANGLE ULTRA-WIDEBAND QUASI-RADIOSIGNAL

**Trifonov A.P., Korchagin Yu.E., Titov K.D.**

The quasi-likelihood algorithm detection of rectangle ultra-wideband quasi-radiosignal with unknown amplitude, initial phase and duration has been synthesized. The statistical characteristics of the efficiency synthesized detection algorithm – false alarm probability and probability of missing a signal, have been found.

В практических приложениях радио- и гидролокации, навигации, сейсмологии, радиосвязи и др. актуальна задача обнаружения радиосигнала, которая неоднократно рассматривалась в литературе [1-3]. При этом предполагалось, что радиосигнал является узкополосным [1-3]. В современных приложениях всё более широкое применение находят сверхширокополосные (СШП) сигналы [4], но алгоритмы оптимальной обработки таких сигналов исследованы недостаточно. В работе [5] рассмотрена задача обнаружения радиосигнала, который не удовлетворяет условию относительной узкополосности и назван СШП квазирадиосигналом (КРС). Амплитуда и начальная фаза СШП КРС предполагались в [5] неизвестными. Однако, часто помимо амплитуды и начальной фазы оказывается неизвестной длительность принимаемого сигнала. Квазиправдоподобный (КП) алгоритм обнаружения СШП КРС с неизвестными амплитудой, начальной фазой и длительностью исследован в [6], где вместо априори неизвестной длительности использовано некоторое её ожидаемое (прогнозируемое) значение. В данной работе рассмотрен КП алгоритм обнаружения СШП КРС с адаптацией по длительности.

Пусть подлежит обнаружению сигнал

$$s(t,a,\varphi,\tau)=\begin{cases} a\cos(\omega\, t-\varphi), & 0\le t\le\tau, \\ 0, & t<0, \quad t>\tau, \end{cases} \tag{1}$$

где $a$, $\varphi$, $\omega$, $\tau$ – его амплитуда, начальная фаза, частота и длительность соответственно [5]. Если полоса частот $\Delta\omega$ и частота $\omega$ удовлетворяют условию

$$\Delta\omega << \omega, \tag{2}$$

то сигнал (1) является узкополосным радиосигналом [2,7]. Если условие (2) не выполняется, то формула (1) описывает СШП КРС [5,6]. Величины $a$, $\varphi$, $\omega$ являются параметрами гармонического колебания, используемого для его формирования. Тем не менее, аналогично [5,6] далее будем называть $a$, $\varphi$, $\omega$ соответственно амплитудой, начальной фазой, и частотой СШП КРС (1).

[1] *Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №15-11-10022).*

Будем полагать, что сигнал (1) принимается на фоне белого гауссовского шума $n(t)$ с односторонней спектральной плотностью $N_0$, а истинные значения амплитуды $a_0$, начальной фазы $\varphi_0$ и длительности $\tau_0$ априори неизвестны. Наблюдаемую в течение интервала времени $t \in [0,T]$ аддитивную смесь сигнала (1) и шума $n(t)$ представим в виде

$$\xi(t) = \gamma_0 s\left(t, a_0, \varphi_0, \tau_0\right) + n(t), \tag{3}$$

где $\gamma$ – дискретный параметр, принимающий значение $\gamma = 0$ при отсутствии сигнала и $\gamma = 1$ – при наличии, а $\gamma_0$ – его неизвестное истинное значение. Будем считать, что длительность сигнала может принимать значения из априорного интервала $\tau \in \left[T_1, T_2\right]$. Располагая принятой реализацией (3) приёмное устройство должно выносить решение о наличии или отсутствии сигнала. Тогда задача обнаружения сводится к оценке параметра $\gamma$ на основе наблюдаемых данных (3).

Для синтеза алгоритма обнаружения СШП КРС (оценки параметра $\gamma$) воспользуемся методом максимального правдоподобия (МП) [1,2,7]. При неизвестных параметрах сигнала имеет место априорная параметрическая неопределенность относительно амплитуды, начальной фазы и длительности. В этом случае логарифм функционала отношения правдоподобия (ФОП) зависит от четырёх неизвестных параметров

$$L(\gamma, a, \varphi, \tau) = \frac{2\gamma}{N_0} \int_0^T \xi(t) s(t, a, \varphi, \tau) dt - \frac{\gamma}{N_0} \int_0^T s^2(t, a, \varphi, \tau) dt. \tag{4}$$

Ряд алгоритмов обнаружения может быть получен при подстановке в выражение (4) вместо неизвестных $a$, $\varphi$ и $\tau$ их некоторых значений. Эти значения могут быть фиксированными как в [6], а могут определяться по реализации наблюдаемых данных. Вместо неизвестных амплитуды и начальной фазы в выражении (4) будем аналогично [6] использовать некоторые их ожидаемые значения $a^*$ и $\varphi^*$ соответственно, а вместо неизвестной длительности – её КП оценку (что равносильно адаптации алгоритма обнаружения по длительности). Тогда оценка $\hat{\gamma}$ параметра $\gamma$, определяемая как значение $\gamma$, при котором логарифм ФОП достигает абсолютного (наибольшего) максимума, является квазиправдоподобной [7]. КП алгоритм обнаружения сигнала (оценки параметра $\gamma$) можно аналогично [6] представить в виде

$$\hat{\gamma} = \begin{cases} 1, & L \geq h, \\ 0, & L < h. \end{cases} \tag{5}$$

Здесь

$$L = \sup_{\tau} L(\tau), \qquad L(\tau) = L(\gamma = 1,\ a = a^*,\ \varphi = \varphi^*,\ \tau). \tag{6}$$

Порог $h$ в формуле (5) выбирается в соответствии с заданным критерием оптимальности [1,2]. Выражения (4) – (6) определяют структуру приёмного устройства. Обнаружитель должен формировать случайный процесс (6) для всех возможных значений длительности и находить величину его максимума. Решение о наличии или отсутствии сигнала выносится на основе сравнения величины максимума (6) с порогом $h$. Подставим в выражение (4) явный вид СШП КРС (1) и преобразуем логарифм ФОП к виду

$$L\left(\tau\right) = a^* \left( X(\tau) \cos\varphi^* + Y(\tau) \sin\varphi^* \right) - a^{*2} \frac{Q(\tau) + P_c(\tau) \cos 2\varphi^* + P_s(\tau) \sin 2\varphi^*}{2}, \tag{7}$$

где обозначено

$$X(\tau)=\frac{2}{N_0}\int_0^{\tau}\xi(t)\cos\omega t dt,\quad Y(\tau)=\frac{2}{N_0}\int_0^{\tau}\xi(t)\sin\omega t dt,\quad Q(\tau)=\frac{\tau}{N_0},$$

$$P_c(\tau)=\frac{\sin 2\omega\tau}{2\omega N_0},\qquad P_s(\tau)=\frac{1-\cos 2\omega\tau}{2\omega N_0}. \tag{8}$$

КП обнаружитель СШП КРС (5) можно реализовать на основе блок-схемы, приведенной на рис. 1, где интеграторы (И) работают на интервале времени $[0,t]$, $t\in[0,T_2]$, Ч – удвоители частоты, ГЛИН – генератор линейно изменяющегося напряжения, ПД – пиковый детектор, ПУ – пороговое устройство, которое осуществляет сравнение величины максимума $L$ с порогом $h$ и выносит решение о наличии или отсутствии сигнала.

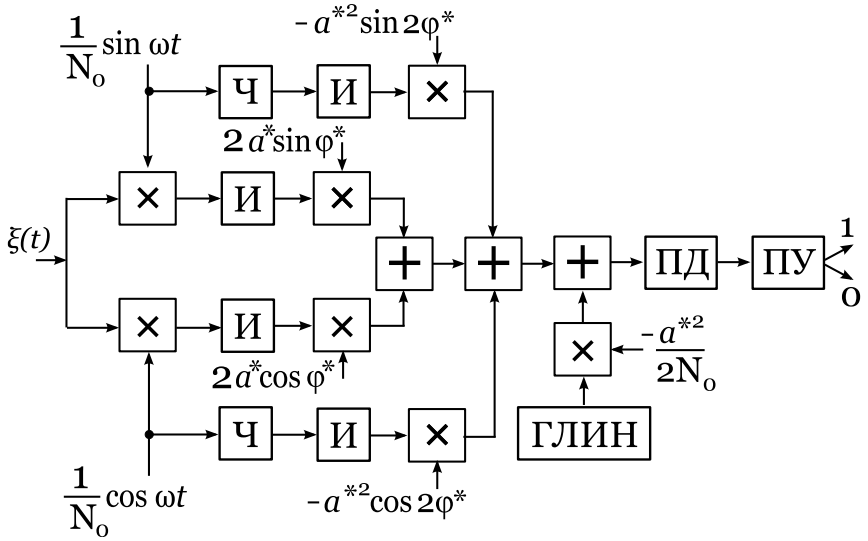



Рис 1. Блок-схема КП обнаружителя СШП КРС

Выполним анализ КП алгоритма обнаружения (5), т.е. найдём вероятности ложной тревоги и пропуска сигнала [1,2,8]. Очевидно, что незнание амплитуды и начальной фазы влияет на эффективность обнаружения. Поэтому введём в рассмотрение величины, характеризующие расстройку КП обнаружителя по амплитуде $\Delta_a=a^*/a_0$ и начальной фазе $\Delta_\varphi=\varphi^*-\varphi_0$. Тогда ожидаемые амплитуду и начальную фазу можно выразить через истинные значения и расстройку соответствующих параметров $a^*=a_0\Delta_a$ и $\varphi^*=\varphi_0+\Delta_\varphi$.

Подставив ожидаемые значения $a^*$ и $\varphi^*$ в выражение (7), запишем логарифм ФОП в виде

$$L(\tau)=a_0\Delta_a\left(X(\tau)\cos\left(\varphi_0+\Delta_\varphi\right)+Y(\tau)\sin\left(\varphi_0+\Delta_\varphi\right)\right)-$$
$$-\frac{\left(a_0\Delta_a\right)^2}{2}\left(Q(\tau)+P_c(\tau)\cos\left(2\varphi_0+2\Delta_\varphi\right)+P_s(\tau)\sin\left(2\varphi_0+2\Delta_\varphi\right)\right). \tag{9}$$

Согласно (9) случайный процесс $L(\tau)$ является гауссовским. Поэтому для его полного статистического описания достаточно найти математическое ожидание и корреляционную функцию. Обозначим $L_1(\tau)=\{L(\tau)|\gamma_0=1\}$ – логарифм ФОП при наличии сигнала в принятой реализации, а $L_0(\tau)=\{L(\tau)|\gamma_0=0\}$ – при его отсутствии. Выполняя усреднение, получаем математические ожидания при наличии сигнала

$$S_1(\tau)=\langle L_1(\tau)\rangle=a_0^2\Delta_a\Big[Q\big(\min(\tau,\tau_0)\big)\cos\big(\Delta_\varphi\big)+P_c\big(\min(\tau,\tau_0)\big)\cos\big(2\varphi_0+\Delta_\varphi\big)+$$
$$+P_s\big(\min(\tau,\tau_0)\big)\sin\big(2\varphi_0+\Delta_\varphi\big)\Big]-\frac{a_0^2\Delta_a^2}{2}\Big[Q(\tau)+P_c(\tau)\cos\big(2\varphi_0+2\Delta_\varphi\big)+P_s(\tau)\sin\big(2\varphi_0+2\Delta_\varphi\big)\Big] \quad (10)$$

и при его отсутствии

$$S_0(\tau)=\langle L_0(\tau)\rangle=-\frac{a_0^2\Delta_a^2}{2}\Big[Q(\tau)+P_c(\tau)\cos\big(2\varphi_0+2\Delta_\varphi\big)+P_s(\tau)\sin\big(2\varphi_0+2\Delta_\varphi\big)\Big], \quad (11)$$

а также корреляционную функцию

$$K(\tau_1,\tau_2)=\Big\langle\Big[L_1(\tau_1)-\langle L_1(\tau_1)\rangle\Big]\Big[L_1(\tau_2)-\langle L_1(\tau_2)\rangle\Big]\Big\rangle=$$
$$=\Big\langle\Big[L_0(\tau_1)-\langle L_0(\tau_1)\rangle\Big]\Big[L_0(\tau_2)-\langle L_0(\tau_2)\rangle\Big]\Big\rangle= \quad (12)$$
$$=a_0^2\Delta_a^2\Big[Q\big(\min(\tau_1,\tau_2)\big)+P_c\big(\min(\tau_1,\tau_2)\big)\cos\big(2\varphi_0+2\Delta_\varphi\big)+P_s\big(\min(\tau_1,\tau_2)\big)\sin\big(2\varphi_0+2\Delta_\varphi\big)\Big].$$

Далее будем полагать, что выходное отношение сигнал-шум (ОСШ) для принятого сигнала достаточно велико. Для нахождения вероятности ложной тревоги исследуем решающую статистику $L_0(\tau)$ в окрестности положения её максимума. С увеличением ОСШ положение максимума решающей статистики сходится в среднеквадратическом к положению максимума её математического ожидания [8]. Продифференцируем математическое ожидание при отсутствии сигнала (11)

$$\frac{\partial S_0(\tau)}{\partial\tau}=-a_0^2\Delta_a^2\cos^2\big(\omega\tau-\varphi_0-\Delta_\varphi\big)\big/N_0\,.$$

Очевидно, что производная математического ожидания при отсутствии сигнала для всех возможных значений длительности отрицательна. Следовательно положение максимума математического ожидания $S_0(\tau)$ решающей статистики совпадает с левой границей априорного интервала возможных значений длительности $T_1$. Разложив выражения (11) и (12) в ряд Тейлора по $\tau$ в окрестности $T_1$, получим асимптотические выражения для математического ожидания при отсутствии сигнала

$$S_0(\tau)\approx-\lambda_0/2-(\tau-T_1)\psi_0/2T_2, \quad (13)$$

а также корреляционной функции

$$K_{q0}(\tau_1,\tau_2)\approx\lambda_0+\psi_0\min(\tau_1-T_1,\tau_2-T_1)/T_2\,, \quad (14)$$

где

$$\lambda_0=(a_0\Delta_a)^2\Big(Q(T_1)+P_c(T_1)\cos\big(2\varphi_0+2\Delta_\varphi\big)+P_s(T_1)\sin\big(2\varphi_0+2\Delta_\varphi\big)\Big),$$
$$\psi_0=\Delta_a^2z^2\cos^2\big(\omega T_1-\varphi_0-\Delta_\varphi\big),$$
$$z^2=2a_0^2T_2/N_0 \quad (15)$$

– ОСШ на выходе приёмника МП для прямоугольного импульса амплитуды $a_0$ и длительности $T_2$.

Будем аппроксимировать при больших ОСШ логарифм ФОП $L_0(\tau)$ гауссовским случайным процессом $\mu_0(\tau)$ с математическим ожиданием (13) и корреляционной функцией (14) на всём априорном интервале значений длительности. Используя выражения (13), (14) и теорему Дуба [9,10], можно показать, что решающая статистика $\mu_0(\tau)$ является гауссовским марковским процессом с коэффициентом сноса $k_{10}$ и коэффициентом диффузии $k_{20}$ [9,10]

$$k_{10} = -\psi_0/2T_2\,, \qquad k_{20} = \psi_0/T_2\,. \tag{16}$$

Вероятность ложной тревоги по определению равна $\alpha = 1 - F_0(h)$, где

$$F_0(h) = P\{\mu_0(\tau) < h,\ \tau \in [T_1, T_2]\} \tag{17}$$

– вероятность недостижения границ $y = -\infty$ и $y = h$ марковским случайным процессом $\mu_0(\tau)$ на интервале $\tau \in [T_1, T_2]$. Искомую вероятность (17) можно выразить через плотность вероятности $W(y,\tau)$ реализаций случайного процесса $\mu_0(\tau)$, ни разу не достигших границ $y = -\infty$, $y = h$ [9]

$$F_0(h) = \int_{-\infty}^{h} W(y, T_2)\, dy\,. \tag{18}$$

Плотность вероятности $W(y,\tau)$ является решением уравнения Фоккера-Планка-Колмогорова (ФПК) [9,10]

$$\frac{\partial W(y,\tau)}{\partial \tau} + \frac{\partial}{\partial y}\left[k_1 W(y,\tau)\right] - \frac{1}{2}\frac{\partial^2}{\partial y^2}\left[k_2 W(y,\tau)\right] = 0\,, \tag{19}$$

с коэффициентами (16) $k_1 = k_{10}$, $k_2 = k_{20}$ при начальном условии

$$W(y, T_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\lambda_0}} \exp\left(-\frac{(y + \lambda_0/2)^2}{2\lambda_0}\right)$$

и граничных условиях

$$W(-\infty, \tau) = W(h, \tau) = 0\,.$$

Решая уравнение ФПК методом отражения с переменой знака [8-10], подставляя найденное решение в (18), а затем (18) в (17), получаем выражение для вероятности ложной тревоги

$$\alpha = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi\lambda_0}} \int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{(h - \xi + \lambda_0/2)^2}{2\lambda_0}\right) \times$$
$$\times \left[\Phi\left(\frac{1}{2}\sqrt{\frac{\psi_0(T_2 - T_1)}{T_2}} + \frac{\xi}{\sqrt{\psi_0(T_2 - T_1)/T_2}}\right) - e^{-\xi}\Phi\left(\frac{1}{2}\sqrt{\frac{\psi_0(T_2 - T_1)}{T_2}} - \frac{\xi}{\sqrt{\psi_0(T_2 - T_1)/T_2}}\right)\right] d\xi, \tag{20}$$

где $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{x} \exp\left(-t^2/2\right) dt$ — интеграл вероятности.

Далее найдём выражение для условной вероятности пропуска сигнала, для чего исследуем решающую статистику $L_1(\tau)$ в окрестности положения максимума её математического ожидания (10) $\tau_s = \arg\sup S_1(\tau)$. Производная математического ожидания (10) решающей статистики (9) имеет вид

$$\frac{\partial S_1(\tau)}{\partial \tau} = \frac{a_0^2 \Delta_a}{N_0}\left[\left(\cos\left(\varphi^* - \varphi_0\right) - \frac{\Delta_a}{2}\right) + \left(\cos\left(\varphi^* + \varphi_0\right) - \Delta_a \cos\left(2\varphi^*\right)/2\right)\cos(2\omega\tau) + \right.$$
$$\left. + \left(\sin\left(\varphi^* + \varphi_0\right) - \Delta_a \sin\left(2\varphi^*\right)/2\right)\sin(2\omega\tau)\right], \qquad \tau < \tau_0$$
$$\frac{\partial S_1(\tau)}{\partial \tau} = -a_0^2 \Delta_a^2 \cos^2\left(\omega\tau - \varphi_0 - \Delta_\varphi\right)/N_0\,, \qquad \tau \geq \tau_0\,.$$

Ограничимся далее рассмотрением таких сочетаний ожидаемых и истинных значений амплитуды и начальной фазы, при которых положение максимума математического ожидания (10), совпадает с истинным значением неизвестной длительности, так что $\tau_s = \tau_0$.

Разложим функции (10) и (12) в ряды Тейлора по $\tau$ в окрестности $\tau_0$, получим асимптотические выражения для математического ожидания при наличии сигнала

$$S_1(\tau) \approx \frac{\lambda_1}{2} + \frac{\tau - \tau_0}{2T_2}\begin{cases} \psi_1, & \tau \le \tau_0, \\ -\psi_2, & \tau > \tau_0, \end{cases} \tag{21}$$

а также корреляционной функции

$$K_{q1}(\tau_1, \tau_2) \approx \lambda_1 + \psi_2 \min(\tau_1 - \tau_0, \tau_2 - \tau_0)/T_2, \tag{22}$$

где

$$\psi_1 = z^2 \Delta_a \Big[ \Big( \cos(\Delta_\varphi) - \Delta_a/2 \Big) + \Big( \cos(2\varphi_0 + \Delta_\varphi) - \Delta_a \cos(2\varphi_0 + 2\Delta_\varphi)/2 \Big) \cos(2\omega\tau_0) + \\ + \Big( \sin(2\varphi_0 + \Delta_\varphi) - \Delta_a \sin(2\varphi_0 + 2\Delta_\varphi)/2 \Big) \sin(2\omega\tau_0) \Big],$$

$$\psi_2 = \Delta_a^2 z^2 \cos^2(\omega\tau_0 - \varphi_0 - \Delta_\varphi),$$

$$\lambda_1 = z^2 \Delta_a \frac{\tau_0}{T_2} \Big[ \cos(\Delta_\varphi) - \frac{\Delta_a}{2} + \frac{\sin 2\omega\tau_0}{2\omega\tau_0} \Big( \cos(2\varphi_0 + \Delta_\varphi) - \frac{\Delta_a}{2} \cos(2\varphi_0 + 2\Delta_\varphi) \Big) + \\ + \frac{1 - \cos 2\omega\tau_0}{2\omega\tau_0} \Big( \sin(2\varphi_0 + \Delta_\varphi) - \frac{\Delta_a}{2} \sin(2\varphi_0 + 2\Delta_\varphi) \Big) \Big].$$

Будем аппроксимировать логарифм ФОП $L_1(\tau)$ гауссовским случайным процессом $\mu_1(\tau)$ с математическим ожиданием (21) и корреляционной функцией (22). Такая аппроксимация имеет смысл для всех $\tau > \tau_d = \tau_0 - T_2 \lambda_1/\psi_2$, при которых дисперсия случайного процесса $\mu_1(\tau)$ неотрицательна, т.е. $K_{q1}(\tau, \tau) \approx \lambda_1 + \psi_2(\tau - \tau_0)/T_2 \ge 0$. При использовании аппроксимации $\mu_1(\tau)$ будем считать, что длительность принимает значения из априорного интервала $[T_d, T_2]$, где $T_d = \max(\tau_d, T_1)$. Используя выражения (21), (22) и теорему Дуба [8,9], можно показать, что решающая статистика $\mu_1(\tau)$ является гауссовским марковским процессом с коэффициентом сноса $k_{11}$ и коэффициентом диффузии $k_{21}$ [9,10]

$$k_{11} = \frac{1}{2T_2}\begin{cases} \psi_1, & T_d \le \tau \le \tau_0, \\ -\psi_2, & \tau_0 < \tau \le T_2, \end{cases} \qquad k_{21} = \frac{\psi_2}{T_2}. \tag{23}$$

Вероятность пропуска сигнала по определению равна

$$\beta = F_1(h) = P\{\mu_1(\tau) < h, \ \tau \in [T_d, T_2]\} \tag{24}$$

– вероятности недостижения границ $y = -\infty$ и $y = h$ марковским случайным процессом $\mu_1(\tau)$ на интервале $\tau \in [T_d, T_2]$. Искомую вероятность (24) можно выразить через плотность вероятности $W(y, \tau)$ реализаций случайного процесса $\mu_1(\tau)$, ни разу не достигших границ $y = -\infty$, $y = h$ [9]

$$F_1(h) = \int_{-\infty}^{h} W(y, T_2)\, dy, \tag{25}$$

Функция $W(y,\tau)$ является решением уравнения ФПК (19) с коэффициентами (23) при начальном условии

$$W(y,T_d)=\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}}\exp\left(-\frac{(y-m)^2}{2\sigma^2}\right)$$

и граничных условиях

$$W(-\infty,\tau)=W(h,\tau)=0,$$

где $\sigma^2=\lambda_1+\psi_2(T_d-\tau_0)/T_2$, $m=\lambda_1/2+\psi_1(T_d-\tau_0)/2T_2$.

Решая уравнение ФПК методом отражения с переменой знака [8-10], подставляя найденное решение в (25), а затем в (24), получаем выражение для вероятности пропуска сигнала

$$\begin{aligned}\beta=&\frac{\exp\left(-\psi_1^2(\tau_0-T_d)/8\psi_2T_2\right)}{\sqrt{2\pi\psi_2(\tau_0-T_d)/T_2}}\int_0^\infty\int_0^\infty W(h-\xi,T_d)\exp\left(\frac{\psi_1}{2\psi_2}(\xi-\xi_1)\right)\times\\&\times\left\{\Phi\left(\frac{1}{2}\sqrt{\frac{\psi_2(T_2-\tau_0)}{T_2}}+\frac{\xi_1}{\sqrt{\psi_2(T_2-\tau_0)/T_2}}\right)-\right.\\&\left.-\exp(-\xi_1)\Phi\left(\frac{1}{2}\sqrt{\frac{\psi_2(T_2-\tau_0)}{T_2}}+\frac{\xi_1}{\sqrt{\psi_2(T_2-\tau_0)/T_2}}\right)\right\}\times\\&\times\left\{\exp\left(-\frac{(\xi-\xi_1)^2}{2\psi_2(\tau_0-T_d)/T_2}\right)-\exp\left(-\frac{(\xi-\xi_1)^2}{2\psi_2(\tau_0-T_d)/T_2}\right)\right\}d\xi d\xi_1\end{aligned}\qquad(26)$$

На рис. 2 изображены зависимости вероятности ложной тревоги (20) от ОСШ (15) при различных значениях параметра узкополосности $\kappa=\omega\tau_0/2\pi$, который равен количеству периодов гармонического колебания (1), укладывающихся на длительности сигнала $\tau_0$. Штриховая кривая соответствует параметру узкополосности $\kappa=0,4$, сплошная – $\kappa=0,6$, а штрихпунктирная – $\kappa=0,8$. На рис. 3 показаны зависимости вероятности пропуска сигнала (26) от ОСШ (15) при различных значениях параметра узкополосности: сплошная кривая соответствует параметру узкополосности $\kappa=0,4$, штриховая – $\kappa=0,6$, а штрихпунктирная – $\kappa=0,8$. При расчёте кривых на рис. 2 и 3 предполагалось, что начальная фаза принятого сигнала $\varphi_0=0$, порог $h=0$, $T_2/T_1=4$, и отсутствуют расстройки амплитуды $\Delta_a=1$ и начальной фазы $\Delta_\varphi=0$. На рис. 4 и 5 изображены зависимости вероятности пропуска сигнала (26) при различных значениях ОСШ (16) от параметра узкополосности и расстройки начальной фазы, соответственно. Штриховые кривые соответствуют ОСШ $z=3$, сплошные – $z=5$, а штрихпунктирные – $z=7$. При расчёте кривых рис. 4 предполагалось, что начальная фаза принятого сигнала $\varphi_0=0$, порог $h=0$, $T_2/T_1=4$, отсутствуют расстройки амплитуды $\Delta_a=1$ и начальной фазы $\Delta_\varphi=0$, а для кривых на рис. 5 — $\varphi_0=0$, $h=0$, $T_2/T_1=4$ и $\kappa=0,5$.

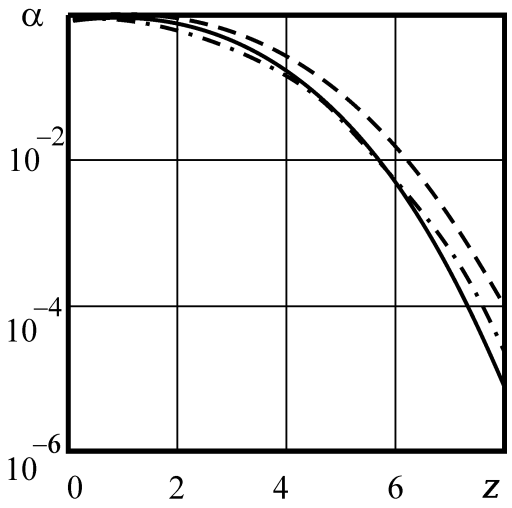



Рис. 2 Вероятность ложной тревоги

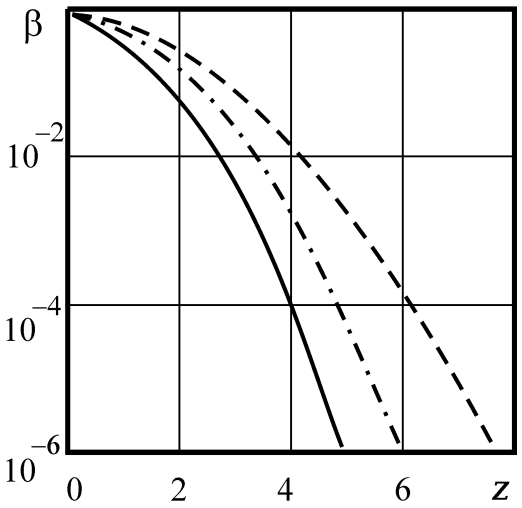



Рис. 3 Вероятность пропуска сигнала

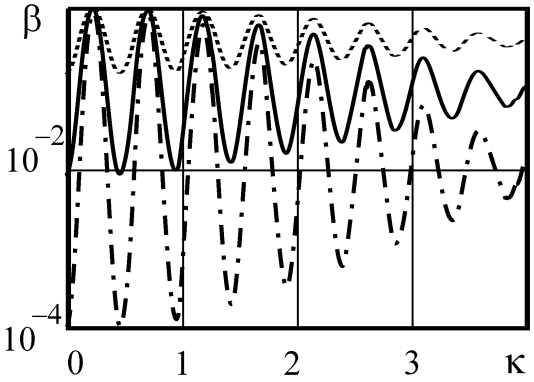



Рис. 4 Зависимости вероятности пропуска сигнала от параметра узкополосности $\kappa$

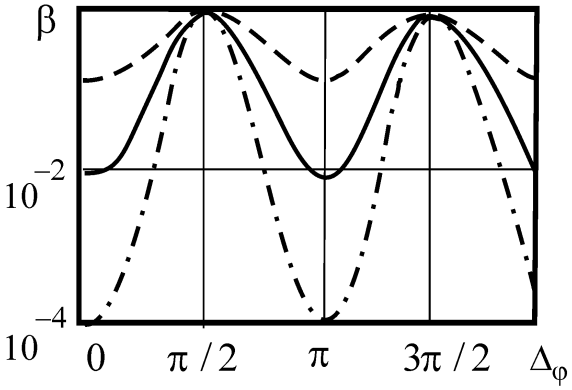



Рис. 5 Зависимости вероятности пропуска сигнала от расстройки начальной фазы принятого сигнала $\Delta_\varphi$

Как видно из рисунков, параметр узкополосности $\kappa$ оказывает существенное влияние на качество обнаружения СШП КРС. С ростом $\kappa$ его влияние на характеристики обнаружения снижается, что подтверждается частным случаем СШП КРС – узкополосным радиосигналом ($\kappa >> 1$), характеристики обнаружения которого не зависят от числа периодов гармонических колебаний на интервале его длительности [1-3]. Незнание параметра узкополосности, амплитуды или начальной фазы (наличие расстроек) приводят к увеличению ошибок обнаружения. Таким образом, в практических приложениях целесообразно использовать такие СШП КРС, для которых число периодов гармонических колебаний на интервале длительности соответствуют наименьшим вероятностям ошибок.

## Литература

1. *Акимов П.С.* Теория обнаружения сигналов / П.С. Акимов, П.А. Бакут, В.А. Богданович [и др.]; под ред. П.А. Бакута. —М.: Радио и связь, 1984. — 440с.

2. *Тихонов В.И.* Оптимальный прием сигналов / В.И. Тихонов. - М.: Радио и связь, 1983. - 320 с.

3. *Трифонов А.П.* Обнаружение радиосигнала с неизвестными длительностью, амплитудой и начальной фазой / А.П. Трифонов, Ю.Э. Корчагин, М.В. Трифонов // Известия ВУЗов. Радиофизика. — 2015, Т.58. — №5. — С.401–414.

4. *Радзиевский В.Г.* Обработка сверхширокополосных сигналов на фоне помех / В.Г. Радзиевский, П.А. Трифонов. — М.: Радиотехника, 2009. — 288с.

5. *Трифонов А.П.* Обнаружение сверхширокополосного квазирадиосигнала на фоне белого шума / А.П. Трифонов, П.Е. Руднев // Известия вузов. Радиофизика. — 2009, Т.52. — №9. — С.749–760.

6. *Трифонов А.П.* Квазиправдоподобное обнаружение сверхширокополосного квазирадиосигнала произвольной формы с неизвестной длительностью / А.П. Трифонов, Ю.Э. Корчагин, К.Д. Титов // Радиотехника. — 2016. — №6. — С.99–105.

7. *Куликов Е.И.* Оценка параметров сигналов на фоне помех / Е.И. Куликов, А.П. Трифонов. — М.: Сов. радио, 1978. —296 с.

8. *Трифонов А.П.* Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех / А.П. Трифонов, Ю.С. Шинаков. — М.: Радио и связь, 1986. — 264с.

9. *Дуб Дж.Л.* Вероятностные процессы / Дж.Л. Дуб. — М.: Изд. иностр. лит., 1956. — 605с.

10. *Тихонов В.И.* Марковские процессы / В.И. Тихонов, М.А. Миронов. — М.: Радио и связь, 1977. —488 с.

**Сведения об авторах**

*Трифонов Андрей Павлович* – 1944 г.р., окончил Воронежский государственный университет (1966), доктор технических наук (1976), профессор (1979), заслуженный деятель науки РФ (2000), зав. кафедрой радиофизики Воронежского государственного университета. Направление научных исследований: разработка и применение статистических методов получения, передачи и обработки информации. E-mail: trifonov@phys.vsu.ru.

*Корчагин Юрий Эдуардович* – 1974 г.р., окончил Воронежский государственный университет (1997), доктор физико-математических наук (2014), профессор кафедры радиофизики Воронежского государственного университета. Направление научных исследований: исследование алгоритмов обработки разрывных сигналов с неизвестными параметрами. E-mail**:** korchagin@phys.vsu.ru.

*Титов Константин Дмитриевич* – 1991 г.р., окончил Воронежский государственный университет (2013), инженер-испытатель НИИИ (РЭБ) ВУНЦ ВВС «ВВА», аспирант кафедры радиофизики Воронежского государственного университета. Направление научных исследований: исследование алгоритмов приёма и радиоэлектронного подавления сверхширокополосных радиосигналов.
E-mail: titovkd@gmail.com.

# ХАРАКТЕРИСТИКИ ОЦЕНОК ВРЕМЕНИ ПРИХОДА И ДЛИТЕЛЬНОСТИ ПРЯМОУГОЛЬНОГО РАДИОИМПУЛЬСА С НЕИЗВЕСТНОЙ НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ[1]

**Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э., Корольков С.В.**

Синтезированы квазиправдоподобный, максимально правдоподобный и квазиоптимальный алгоритмы оценки времени прихода и длительности прямоугольного радиоимпульса с неизвестной начальной фазой. Найдены асимптотические характеристики эффективности функционирования синтезированных алгоритмов.

# CHARACTERISTICSOFESTIMATIONSOFARRIVALTIMEANDDURATIONOFRECTANGULARRADIOSIGNALWITHUNKNOWNINITIALPHASE

**Trifonov A.P., Korchagin Yu.E., Korolkov S.V.**

Quasi-likelihood, maximum likelihood and quasi-optimal algorithms for the estimate of the arrival time and duration of a rectangular radio signal with unknown initial phaseare synthesized. Theasymptoticcharacteristicsoftheirperformancearefound.

В практических приложениях теории связи, локации, навигации, радиоастрономии актуальна задача приёма сигнала с неизвестными временем прихода и длительностью. В работе **Ошибка! Источник ссылки не найден.** рассмотрена задача совместной оценки максимального правдоподобия (МП) времени прихода и длительности прямоугольного импульса. В **Ошибка! Источник ссылки не найден.** исследованы оценки времени прихода и длительности сигнала произвольной формы, а в **Ошибка! Источник ссылки не найден.** —сигнала произвольной формы с неизвестной амплитудой. Однако во многих практических приложениях используются сигналы с высокочастотным заполнением (радиосигналы), которые ввиду специфики распространения имеют неизвестную начальную фазу. Поэтому целесообразно рассмотреть алгоритмы совместной оценки времени прихода и длительности радиосигнала с неизвестной начальной фазой. В данной работе на основе метода МП синтезированы алгоритмы оценки времени прихода и длительности прямоугольного радиоимпульса с неизвестной начальной фазой. Для синтезированных алгоритмов найдены асимптотические характеристики эффективности их функционирования, точность которых увеличивается с ростом отношения сигнал/шум (ОСШ).

Модель прямоугольного радиоимпульса с неизвестными начальной фазой, временем прихода и длительностью запишем в виде

$$s(t,\varphi,\lambda,\tau) = a_0 \cos(\omega t - \varphi)\, I\left(\frac{t-\lambda}{\tau}\right), \qquad (1)$$

где

[1] *Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №15-11-10022).*

$$I(x)=\begin{cases}1, & |x|\le 1/2,\\ 0, & |x|>1/2\end{cases}$$

— индикатор единичной длительности. Здесь $a_0$ — амплитуда, $\varphi\in[0,2\pi]$ —начальная фаза, $\lambda$ — время прихода и $\tau$ — длительность сигнала. Будем считать, что время прихода и длительность могут принимать значения из априорной области $\Lambda$, описываемой неравенствами $|\lambda|\le\Lambda_0/2$, $T_1\le\tau\le T_2$, а сигнал (1) принимается на фоне аддитивного гауссовского белого шума $n(t)$ с односторонней спектральной плотностью $N_0$. Для того чтобы сигнал не мог исчезнуть раньше, чем он появляется, потребуем выполнения неравенства

$$\Lambda_0\le T_1.$$

Располагая наблюдаемой на интервале времени $[-T/2,T/2]$ реализацией

$$\xi(t)=s(t,\varphi_0,\lambda_0,\tau_0)+n(t), \tag{2}$$

необходимо сформировать совместную оценку времени прихода и длительности. Здесь $\varphi_0$, $\lambda_0$, $\tau_0$ — начальная фаза, время прихода и длительность принимаемого сигнала соответственно.

Если начальная фаза полезного сигнала (1) априори известна, можно применить МП алгоритм оценивания, согласно которому, оценки времени прихода и длительности совпадают с координатами положения наибольшего максимума логарифма функционала отношения правдоподобия (ФОП) [5, 6]. При неизвестных начальной фазе, времени прихода и длительности логарифм ФОП зависит от трёх неизвестных параметров

$$L(\varphi,\lambda,\tau)=\frac{2a_0}{N_0}\int_{\lambda-\tau/2}^{\lambda+\tau/2}\xi(t)\cos(\omega t-\varphi)dt-\frac{a_0^2\tau}{2N_0}. \tag{3}$$

Первое слагаемое здесь и далее представляет собой стохастический интеграл в смысле Ито. Таким образом, имеется априорная параметрическая неопределённость относительно начальной фазы.

При подстановке в (3) вместо неизвестной начальной фазы $\varphi$ некоторых её значений можно получить ряд алгоритмов оценивания времени прихода и длительности (возможно неоптимальных). Подставляемые значения начальной фазы могут быть фиксированными или могут определяться по реализации наблюдаемых данных. Получаемые в результате алгоритмы оценивания, рассмотреные ниже, отличаются своей эффективностью и степенью простоты аппаратурной или программной реализации.

### 1. Квазиправдоподобный алгоритм оценки.

Одним из способов преодоления параметрической неопределенности относительно начальной фазы является применение квазиправдоподобного (КП) алгоритма оценивания **Ошибка! Источник ссылки не найден.**. Квазиправдоподобный приёмник должен формировать логарифм ФОП (3) для некоторого ожидаемого значения начальной фазы $\varphi^*$ и всех возможных значений времени прихода и длительности

$$L^*(\lambda,\tau)=L(\varphi^*,\lambda,\tau) \tag{4}$$

и находить КП оценки времени прихода и длительности как положения абсолютного (наибольшего) максимума случайного поля (4)

$$\left(\lambda^*, \tau^*\right) = \operatorname{argsup} L^*\left(\lambda, \tau\right). \tag{5}$$

Перейдём аналогично [1, 2, 3] в выражении (4) к новым переменным

$$\theta_1 = \lambda - \tau/2, \qquad \theta_2 = \lambda + \tau/2 \tag{6}$$

— положениям переднего и заднего фронтов сигнала (1) соответственно. Обозначим область их возможных значений $\Theta$. Очевидно, что линейные преобразования (6) взаимно однозначны, поэтому, определив характеристики КП оценок положений фронтов $\theta_1^*$ и $\theta_2^*$, можно затем найти характеристики КП оценок времени прихода и длительности

$$\lambda^* = \frac{\theta_2^* + \theta_1^*}{2}, \qquad \tau^* = \theta_2^* - \theta_1^*. \tag{7}$$

Для параметров $\theta_1$ и $\theta_2$ логарифм ФОП (4) принимает вид

$$L^*\left(\theta_1, \theta_2\right) = L_1^*\left(\theta_1\right) + L_2^*\left(\theta_2\right) \tag{8}$$

где

$$L_1^*\left(\theta_1\right) = \frac{2a_0}{N_0}\int_{\theta_1}^{\theta} \xi(t)\cos\left(\omega t - \varphi^*\right)dt - \frac{a_0^2(\theta - \theta_1)}{2N_0}, \tag{9}$$

$$L_2^*\left(\theta_2\right) = \frac{2a_0}{N_0}\int_{\theta}^{\theta_2} \xi(t)\cos\left(\omega t - \varphi^*\right)dt - \frac{a_0^2(\theta_2 - \theta)}{2N_0}. \tag{10}$$

а $\theta$ — фиксированная точка из интервала $\left[-\left(T_1 - \Lambda_0\right)/2, \left(T_1 - \Lambda_0\right)/2\right]$. Квазиправдоподобные оценки $\theta_1^*$ и $\theta_2^*$ определяются как координаты абсолютного (наибольшего) максимума случайного поля (8) при $\left(\theta_1, \theta_2\right) \in \Theta$. Для упрощения реализации приёмного устройства и поиска характеристик оценок расширим аналогично **Ошибка! Источник ссылки не найден.–Ошибка! Источник ссылки не найден.** априорную область $\Theta$ до квадрата минимальной площади $\Theta_a$ со сторонами параллельными осям $\theta_1$, $\theta_2$, включающий в себя область $\Theta$. Тогда область $\Theta_a$ задаётся неравенствами

$$-\beta \le \theta_1 \le -\alpha, \quad \alpha \le \theta_2 \le \beta, \quad \alpha = \left(T_1 - \Lambda_0\right)/2, \quad \beta = \left(T_2 - \Lambda_0\right)/2.$$

Поскольку выражения (9) и (10) содержат интегралы от гауссовского белого шума на неперекрывающихся интервалах, то $L_1^*\left(\theta_1\right)$ и $L_2^*\left(\theta_2\right)$ — статистически независимые гауссовские случайные процессы. Следовательно, положение максимума случайного поля $L^*\left(\theta_1, \theta_2\right)$ по переменным $\theta_1$ и $\theta_2$ можно искать раздельно как положения максимумов случайных процессов (9) и (10) соответственно:

$$\theta_i^* = \operatorname{argsup} L_i^*\left(\theta_i\right), \quad i = 1;2, \quad \left(\theta_1, \theta_2\right) \in \Theta_a. \tag{11}$$

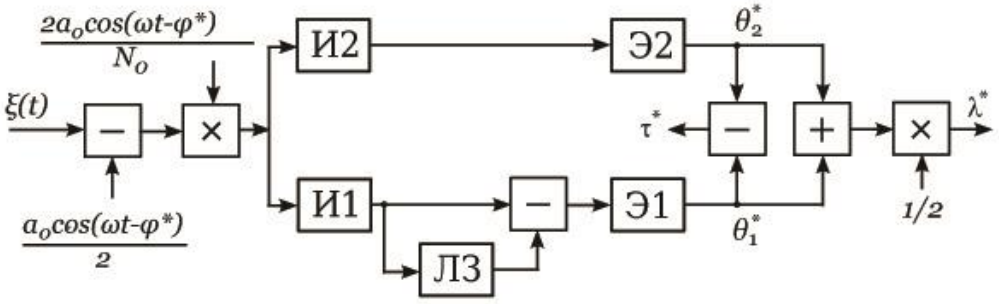



Рис. 1. Блок-схема КП измерителя времени прихода и длительности

На рис. 1 показана блок-схема формирования КП оценок времени прихода и длительности. Здесь обозначено: И1 — интегратор на интервале времени $\left[\theta_{1\min}, t\right]$, $t \in \left[\theta_{1\min}, \theta\right]$, И2 — интегратор на интервале $\left[\theta, t\right]$, где $t \in \left[\theta, \theta_{2\max}\right]$, ЛЗ — линия задержки на время $t = \theta - \theta_{1\min}$, Э1 и Э2 — экстрематоры, которые осуществляют поиск положений максимумов сигнала на интервалах времени $\left[\theta, \theta + \theta_{1\max} - \theta_{1\min}\right]$ и $\left[\theta_{2\min}, \theta_{2\max}\right]$, которые являются КП оценками моментов появления и исчезновения соответственно. Из них формируются оценки (7).

Статистические характеристики КП оценок моментов появления и исчезновения (11) были исследованы в **Ошибка! Источник ссылки не найден.**. Показано, что оценки $\theta_1^*$ и $\theta_2^*$ статистически независимы и обладают смещениями

$$B\left(\theta_j \mid \theta_{0j}\right) = (-1)^j \frac{2\tau_0}{z_0^2} \cdot \frac{R^2 - 1}{R^2} \tag{12}$$

и одинаковыми рассеяниями

$$V\left(\theta_j \mid \theta_{0j}\right) = \frac{8\tau_0^2}{z_0^4} \cdot \frac{R^5\left(2R^2 + 6R + 5\right) + \left(5R^2 + 6R + 2\right)}{\left(R+1\right)^3 R^4}, \tag{13}$$

где $z_0^2 = a_0^2 \tau_0 / N_0$ — ОСШ на выходе приёмника МП, $R = 2\cos\Delta\varphi - 1$, $\Delta\varphi = \varphi^* - \varphi_0$ — расстройка начальной фазы.

Смещение и рассеяние КП оценок времени прихода и длительности (5) можно выразить через смещение и рассеяние КП оценок моментов появления и исчезновения

$$B\left(\tau^* \middle| \lambda_0, \tau_0\right) = B\left(\theta_2^* \middle| \theta_{02}\right) - B\left(\theta_1^* \middle| \theta_{01}\right), \tag{14}$$

$$B\left(\lambda^* \middle| \lambda_0, \tau_0\right) = B\left(\left(\theta_2^* \mid \theta_{02}\right) + B\left(\theta_1^* \mid \theta_{01}\right)\right) \Big/ 2, \tag{15}$$

$$V\left(\tau^* \middle| \lambda_0, \tau_0\right) = V\left(\theta_1^* \middle| \theta_{01}\right) + V\left(\theta_2^* \middle| \theta_{02}\right), \tag{16}$$

$$V\left(\lambda^* \middle| \lambda_0, \tau_0\right) = \left(V\left(\theta_1^* \middle| \theta_{01}\right) + V\left(\theta_2^* \middle| \theta_{02}\right)\right) \Big/ 4. \tag{17}$$

Согласно (6) и (7) запишем выражение для коэффициента корреляции оценок

времени прихода и длительности

$$K\left(\lambda^*,\tau^*\middle|\lambda_0,\tau_0\right)=\frac{V\left(\theta_2^*\middle|\theta_{02}\right)-V\left(\theta_1^*\middle|\theta_{01}\right)}{V\left(\theta_2^*\middle|\theta_{02}\right)+V\left(\theta_1^*\middle|\theta_{01}\right)}=0.$$

Подставляя (12) и (13) в формулы (14)–(17), получаем асимптотические значения для смещения и рассеяния оценок времени прихода и длительности

$$B\left(\tau^*\mid\lambda_0,\tau_0\right)=\frac{4\tau_0}{z_0^2}P_B\ (R), \tag{18}$$

$$B\left(\lambda^*\middle|\lambda_0,\tau_0\right)=0, \tag{19}$$

$$V\left(\tau^*\middle|\lambda_0,\tau_0\right)=\frac{16\tau_0^2}{z_0^4}P_V\ (R), \tag{20}$$

$$V\left(\lambda^*\middle|\lambda_0,\tau_0\right)=\frac{4\tau_0^2}{z_0^4}P_V\ (R), \tag{21}$$

где обозначено

$$P_B(R)=\frac{R^3\left(R+2\right)-\left(2R+1\right)}{R^2\left(R+1\right)^2},\qquad P_V(R)=\frac{R^5\left(2R^2+6R+5\right)+\left(5R^2+6R+2\right)}{R^4\left(R+1\right)^3}.$$

При $\Delta\varphi=0$ величины (18) – (21) совпадают со смещением и рассеянием оценки МП времени прихода и длительности радиосигнала с априори известной начальной фазой, найденными в **Ошибка! Источник ссылки не найден.**, а именно

$$B_{0\tau}=B_{0\lambda}=0, \tag{22}$$

$$V_{0\tau}=\frac{52\tau_0^2}{z_0^4}, \tag{23}$$

$$V_{0\lambda}=\frac{13\tau_0^2}{z_0^4}. \tag{24}$$

Влияние априорного незнания начальной фазы на точность КП оценок времени прихода и длительности можно охарактеризовать нормированными смещением

$$b_\tau=B\left(\tau^*\mid\lambda_0,\tau_0\right)\Big/\sqrt{V\left(\tau^*\middle|\lambda_0,\tau_0\right)}$$

и рассеяниями

$$\nu=V\left(\tau^*\middle|\lambda_0,\tau_0\right)\Big/V_{0\tau}=V\left(\lambda^*\middle|\lambda_0,\tau_0\right)\Big/V_{0\lambda}$$

КП оценок.

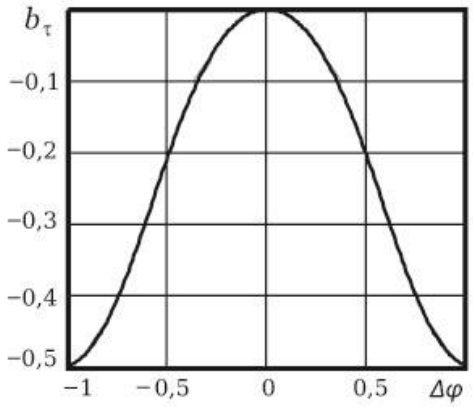



Рис. 2. Нормированное смещение оценки длительности

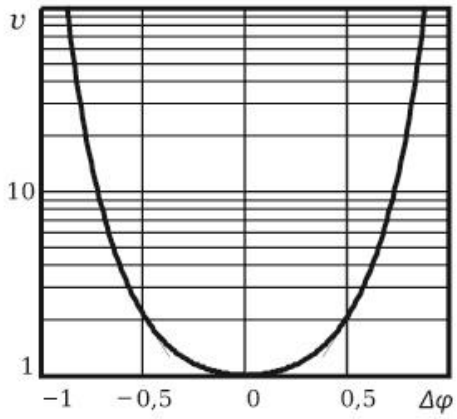



Рис. 3. Нормированное рассеяние оценок времени прихода и длительности

На рис. 2 показана зависимость нормированного смещения оценки длительности $b_\tau$ от расстройки начальной фазы $\Delta\varphi$. На рис. 3 представлены совпадающие зависимости нормированных рассеяний оценок длительности и времени прихода $v$ от величины расстройки $\Delta\varphi$. Как видно из рис. 2, 3, при известной начальной фазе $(\Delta\varphi = 0)$ КП оценкивремени прихода и длительности сигнала обладают нулевым смещением, а их рассеяния совпадают с рассеяниями оценок МП. Наличие расстройки по начальной фазе приводит к появлению смещения оценки длительности и увеличению рассеяния в десятки раз.

**2. Максимально правдоподобный алгоритм оценки**

С целью улучшения точности оценивания времени прихода и длительности можно применить МП алгоритм **Ошибка! Источник ссылки не найден.**, согласно которому неизвестную начальную фазу в выражении (3) необходимо заменить на оценку МП $\varphi_m$. Это равносильно максимизации логарифма ФОП (3) по начальной фазе

$$L(\lambda,\tau) = L(\varphi_m,\lambda,\tau) = \max_{\varphi} L(\varphi,\lambda,\tau). \tag{25}$$

Оценки МП времени прихода и длительности определяются как положения наибольшего максимума решающей статистики (25)

$$(\lambda_m,\tau_m) = \operatorname{argsup} L(\lambda,\tau). \tag{26}$$

Выполняя аналитически максимизацию логарифма ФОП (3) по переменной $\varphi$ получаем аналогично **Ошибка! Источник ссылки не найден.**

$$L(\lambda,\tau) = \sqrt{X^2(\lambda,\tau)+Y^2(\lambda,\tau)} - \frac{a_0^2\tau}{2N_0}, \tag{27}$$

где обозначено:

$$X(\lambda,\tau) = \frac{2a_0}{N_0}\int_{\lambda-\tau/2}^{\lambda+\tau/2} \xi(t)\, f(t)\cos(\omega t)dt,$$

$$Y(\lambda,\tau)=\frac{2a_0}{N_0}\int_{\lambda-\tau/2}^{\lambda+\tau/2}\xi(t)\,f(t)\sin(\omega t)dt$$

и отброшены интегралы от членов, осциллирующих с удвоенной частотой.

Выражение (27) определяет структуру приёмного устройства. Получить значение (27) как непрерывную функцию времени прихода и длительности не представляется возможным, поэтомуприёмник должен формировать отсчёты $L(\lambda_m,\tau_g)=L(m\Delta\lambda-\Lambda_0/2,T_1+g\Delta\tau)$ случайного поля (27)для дискретного набора значений своих аргументов. Здесь $\Delta\lambda$ , $\Delta\tau$ — шаги квантования времени прихода и длительности, $m=1,2...n_1$ и $g=1,2...n_2$ — целые числа. Причём, чем точнее необходимо оценить время прихода и длительность, тем большие необходимо брать значения $n_1$ и $n_2$ , и тем большее число каналов необходимо для построения приёмника. Необходимость формирования двумерного случайного поля вызывает трудности в технической реализации приёмного устройства, поскольку приходится использовать многоканальную структуру.

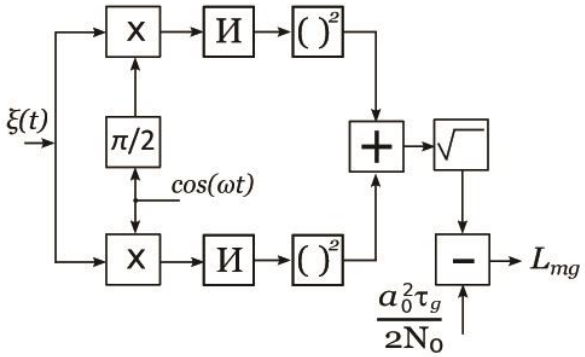



Рис. 4. Блок-схема одного канала МП измерителя времени прихода и длительности

На рис. 4 изображена блок-схема одного канала измерителя, который формирует логарифм ФОП (27) для фиксированных значений $\lambda$ и $\tau$ .На рис. 4 обозначено: И — интеграторы, работающие на интервалах времени $\left[\lambda_m-\tau_g/2,\lambda_m+\tau_g/2\right]$.

Для упрощения технической реализации МП измерителя можно воспользоваться квазиоптимальным (КО) алгоритмом. Для этого перейдём в (3) к новым переменным (6)

$$L(\varphi,\theta_1,\theta_2)=\frac{2a_0}{N_0}\int_{\theta_1}^{\theta_2}\xi(t)\cos(\omega t-\varphi)\,dt-\frac{a_0^2(\theta_2-\theta_1)}{2N_0} \tag{28}$$

и представим логарифм ФОП (28) в виде суммы $L(\varphi,\theta_1,\theta_2)=L_1(\varphi,\theta_1)+L_2(\varphi,\theta_2)$ двух слагаемых

$$L_1(\varphi,\theta_1)=\frac{2a_0}{N_0}\int_{\theta_1}^{\theta}\xi(t)\cos(\omega t-\varphi)\,dt-\frac{a_0^2(\theta-\theta_1)}{2N_0}, \tag{29}$$

$$L_2(\varphi,\theta_2)=\frac{2a_0}{N_0}\int_{\theta}^{\theta_2}\xi(t)\cos(\omega t-\varphi)\,dt-\frac{a_0^2(\theta_2-\theta)}{2N_0}. \tag{30}$$

Обозначим $L_{j\varphi}\left(\theta_j\right) = \max\limits_{\varphi} L_j\left(\varphi,\theta_j\right)$ и введём в рассмотрение оценки

$$\theta_{mj}^{*} = \operatorname{argsup} L_{j\varphi}\left(\theta_j\right). \tag{31}$$

Оценки (31) не являются оценками МП, но их использование позволяет существенно упростить техническую реализацию измерителя. Выполняя аналогично **Ошибка! Источник ссылки не найден.**, **Ошибка! Источник ссылки не найден.** максимизацию функций (29) и (30) по переменной $\varphi$, получаем

$$L_{1\varphi}\left(\theta_1\right) = \sup_{\varphi} L_1\left(\varphi,\theta_1\right) = \sqrt{X_1^2\left(\theta_1\right) + Y_1^2\left(\theta_1\right)} - \frac{a_0^2\left(\theta - \theta_1\right)}{2N_0}. \tag{32}$$

$$L_{2\varphi}\left(\theta_2\right) = \sup_{\varphi} L_2\left(\varphi,\theta_2\right) = \sqrt{X_2^2\left(\theta_2\right) + Y_2^2\left(\theta_2\right)} - \frac{a_0^2\left(\theta_2 - \theta\right)}{2N_0}, \tag{33}$$

где обозначено

$$X_1\left(\theta_1\right) = \frac{2a_0}{N_0}\int_{\theta}^{\theta_1}\xi(t)\cos(\omega t)\,dt, \quad Y_1\left(\theta_1\right) = \frac{2a_0}{N_0}\int_{\theta}^{\theta_1}\xi(t)\sin(\omega t)\,dt,$$

$$X_2\left(\theta_2\right) = \frac{2a_0}{N_0}\int_{\theta}^{\theta_2}\xi(t)\cos(\omega t)dt, \quad Y_2\left(\theta_2\right) = \frac{2a_0}{N_0}\int_{\theta}^{\theta_2}\xi(t)\sin(\omega t)\,dt.$$

Располагая оценками (31), можно получить КО оценки времени прихода и длительности сигнала

$$\lambda_m^{*} = \frac{\theta_{m2}^{*} + \theta_{m1}^{*}}{2}, \quad \tau_m^{*} = \theta_{m2}^{*} - \theta_{m1}^{*}. \tag{34}$$

На рис. 5 показана блок-схема устройства формирования оценок (34), построенная на основе выражений (32), (33). На рис. 5 обозначено: И1 и И2 — интеграторы, работающие на интервалах времени $[-\beta,\theta]$ и $[\theta,\beta]$, ГЛИН1 и ГЛИН2 — генераторы линейно изменяющегося напряжения, включаемые в моменты времени $t = -\beta$ и $t = \theta$ соответственно, ЛЗ — линии задержки на время $\theta + \beta$, Э1 и Э2 — экстрематоры, фиксирующие положения абсолютных максимумов сигналов на отрезках времени $[\theta, \theta - \alpha + \beta]$ и $[\alpha,\beta]$ соответственно, СУ — стробирующее устройство, осуществляющее выборку и удержание значения поступающего на вход сигнала в момент времени $t = \theta$. Таким образом, использование оценок (34) позволяет существенно упростить техническую реализацию приёмника. Действительно, для реализации МП алгоритма оценивания (26) требуется построение многоканального приёмного устройства. Для нахождения оценок (34) достаточно двухканальной схемы.

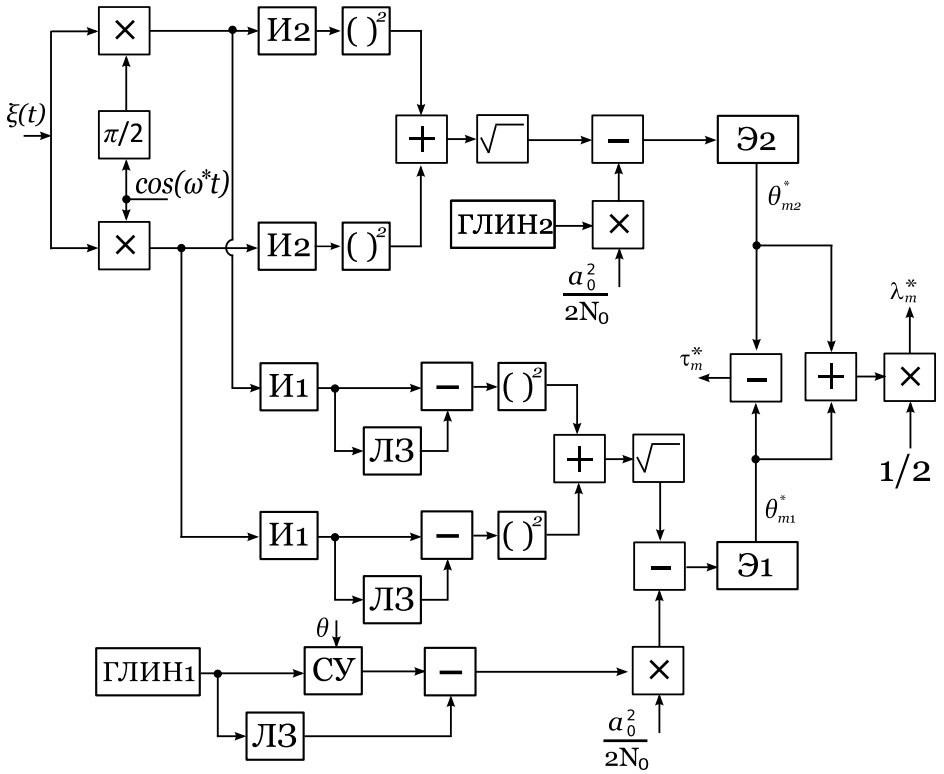



Рис. 5. Блок-схема КО измерителя времени прихода и длительности

Асимптотические характеристики оценок (31), справедливые при больших ОСШ были найдены в **Ошибка! Источник ссылки не найден.**. Смещения и рассеяния оценок (31) положений переднего и заднего фронтов радиоимпульса определяются формулами **Ошибка! Источник ссылки не найден.**

$$B_{\varphi}\left(\theta^{*}_{mj}\middle|\theta_{0j}\right)=0,\qquad V_{\varphi}\left(\theta^{*}_{mj}\middle|\theta_{0j}\right)=26\tau_0^2/z_0^4.$$

Учитывая (34), находим выражения для статистических характеристик КО оценок времени прихода и длительности, совпадающие с (22) -(24). Следовательно, эффективность КО оценок (31) времени прихода и длительности при неизвестной начальной фазе асимптотически совпадает с эффективностью МП оценок при известной начальной фазе. Это обстоятельство позволяет интерпретировать зависимости, изображённые на рис.2, 3 как выигрыш в точности МП оценок (26) или КО оценок (34) по сравнению с КП оценками (7)
.

## Литература

1. *Трифонов А.П., Бутейко В.К.* Совместная оценка двух параметров разрывного сигнала на фоне белого шума — Радиотехника и электроника. 1989, Т.34, №11. С. 2323–2329.
2. *Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э.* Оценка времени прихода и длительности сигнала // Электромагнитные волны и электронные системы. 2000. Т.5, №6. С. 33–42.
3. *Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э., Кондратович П.А.* Оценка времени прихода и длительности сигнала с неизвестной амплитудой // Электромагнитные волны и электронные системы. 2012. Т.17, №7. С. 4–15.

4. *Trifonov A.P., Korchagin Yu.E., Trifonov M.V., Chernoyarov O.V.* Estimate of the Moments of Appearance and Disappearance of a Radio Signal with Unknown Initial Phase // Wulfenia journal. Klagenfurt, Austria. 2015, Vol. 22, No. 9. pp. 105–116.
5. *Куликов Е.И., Трифонов А.П.* Оценка параметров сигналов на фоне помех М.: Сов. радио, 1978. 296 с.
6. *Трифонов А.П., Шинаков Ю.С.* Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. М.: Радио и связь, 1986. 264 с.
7. *Мудров В.И., Кушко В.Л.* Методы обработки измерений. Квазиправдоподобные оценки. М.: Радио и связь, 1983. 304 с.

**Сведения об авторах**

*Трифонов Андрей Павлович* – 1944 г.р., окончил Воронежский государственный университет (1966), доктор технических наук (1976), профессор (1979), заслуженный деятель науки РФ (2000), зав. кафедрой радиофизики Воронежского государственного университета. Направление научных исследований: разработка и применение статистических методов получения, передачи и обработки информации. E-mail: trifonov@phys.vsu.ru.

*Корчагин Юрий Эдуардович* – 1974 г.р., окончил Воронежский государственный университет (1997), доктор физико-математических наук (2014), профессор кафедры радиофизики Воронежского государственного университета. Направление научных исследований: исследование алгоритмов обработки разрывных сигналов с неизвестными параметрами. E-mail**:** korchagin@phys.vsu.ru.

*Корольков Сергей Вячеславович* – 1991 г.р., окончил Воронежский государственный университет (2013), аспирант кафедры радиофизики Воронежского государственного университета. Направления научных исследований: исследование алгоритмов приема квазидетерминированных сигналов с неизвестными моментами появления и исчезновения. E-mail: sergeik1991@rambler.ru

# ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИМПЕДАНСНОСОГЛАСОВАННОГО МАТЕРИАЛА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА ИЗЛУЧАТЕЛЯ

А.С. Годин, В.В. Перфильев, А.Д. Дризе, К.Н. Климов

Использование импедансносогласованных материалов в антенных системах является перспективным направлением в развитии современных антенн и позволяют унифицировать номенклатуру излучателей. Одно из возможных использований импедансносогласованных материалов - перенос рабочих частот уже изготовленных излучателей в более длинноволновые диапазоны. Использование нескольких импедансносогласованных сред, например, с $\varepsilon_r = \mu_r = 2$; 4; 8 или 10 позволяет увеличить диапазон длин волн для имеющегося излучателя в 2, 4, 8 и 10 раз, соответственно.

## Use of impedance matching material for changing radiating element frequency

A.S. Godin, V.V. Perfilyev, A.D. Drize, K.N. Klimov

**Abstract**

The usage of impedance matching materials in antenna systems is a promising direction in the development of modern antennas that allows for harmonization of ranges of radiating elements. One of possible applications of impedance matching materials is radiating element frequency shifting upwards. The usage of several impedance matching mediums, for example, with $\varepsilon_r = \mu_r = 2$, $\varepsilon_r = \mu_r = 4$, $\varepsilon_r = \mu_r = 8$, $\varepsilon_r = \mu_r = 10$ allows to extend waveband of the radiating element by 2, 4, 8 and 10 times respectively.

### 1. Введение

Материалы, у которых относительная диэлектрическая проницаемость равна относительной магнитной проницаемости, называют импедансносогласованными с вакуумом [1]. Они называются импедансносогласованными с вакуумом, поскольку для плоской волны импеданс этой среды равняется импедансу для плоской волны вакуума. Это означает, что плоская волна не будет отражаться от границы этого материала с вакуумом [2], [3].

### 2. Работы зарубежных авторов по использованию импедансносогласо-ванных материалов для излучаталей антенн

Импедансносогласованные материалы используются для уменьшения рабочей частоты для уже существующих патчевых излучателей. В работе Буелла (Buell, 2005) [4], в числе прочих, рассматривается излучатель, помещаемый в прямоугольный параллелепипед из импедансносогласованного материала при различных значениях относительных диэлектрических и магнитных проницаемостей. Топология такого излучателя показана на рис. 1.

В работе Карилайнена (Karilainen, 2012) [5] рассматривается возможность уменьшения рабочего диапазона частот излучателя меандрового типа с помощью вставок из

импедансносогласованного материала. Фотография излучателя и вставок из импедансносогласованного материала приведена на рис. 2.

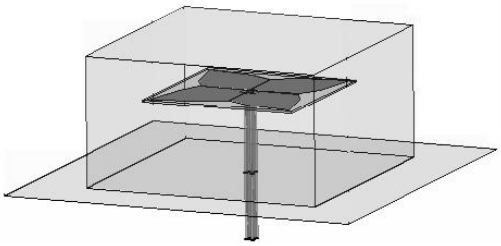


Рис. 1: Топология излучателя, помещенного в прямоугольный параллелепипед из импедансносогласованного материала

В патенте Парше (Parsche, 2009) [6] импедансносогласованный материал используется для уменьшения габаритов спирального излучателя на сфере. Топология излучателя Парше приведена на рис. 3: в шар из импедансносогласованного материала *1*, помещается спиральный излучатель на сфере *4*, который питается от генератора *2* с помощью двухпроводной линии *3*.

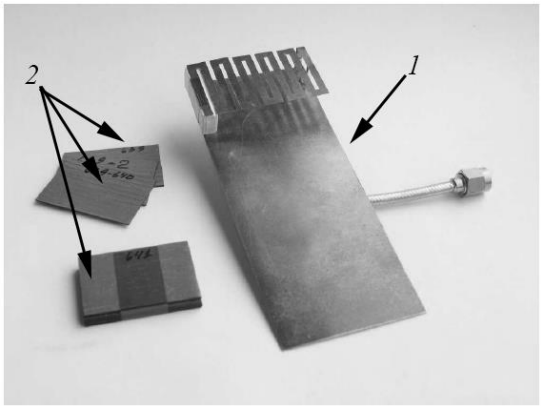



Рис. 2: Фотография излучателя меандрового типа 1, диапазон рабочих частот которого изменяется с помощью вставок 2 из импедансносогласованного материала

Диаметр шара *1* из импедансносогласованного материала должен быть в $2\pi$ раз меньше самой длинной волны в свободном пространстве, на которой должна работать антенна [7]. Сам же спиральный излучатель *4* уменьшается в $\varepsilon_r = \mu_r$ раз по сравнению с подобным же излучателем, спроектированным для случая, когда импедансносогласованный материал отсутствует.

В качестве импедансносогласованного материала Парше предложил использовать никель-цинковый феррит (Light Nickel Zinc (High Curie Temperature) Ferrite), частотная характеристика действительных частей диэлектрической и магнитной проницаемостей которого приведена на рис. 4 [6].

Импедансносогласованные материалы на основе шпинелей и гексаферритов за рубежом производятся компаниями Trans-Tech Ceramics and Advanced Materials [8] и Fair-Rate Products Corp. [9].

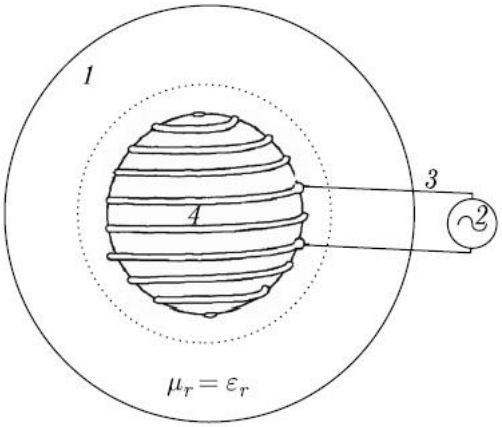



Рис. 3: Топология излучателя Парше.

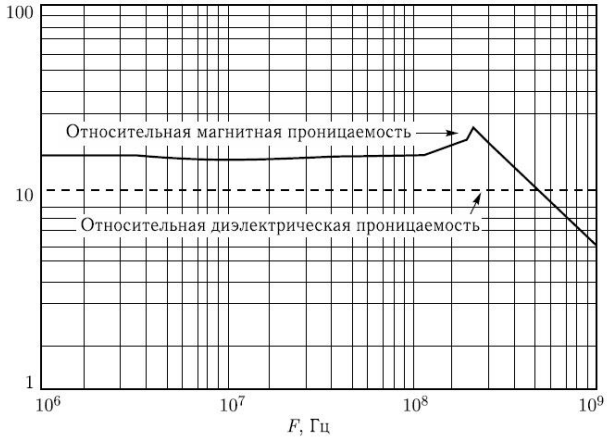



Рис. 4: Частотные характеристики действительных частей диэлектрической и магнитной проницаемостей никель-цинкового феррита излучателя Парше.

## 3. Методика использования импедансносогласованных материалов для увеличения рабочей длины волны существующих излучателей

Для переноса рабочих частот уже изготовленных излучателей в более длинноволновые диапазоны, импедансносогласованные материалы должны обладать следующими свойствами:
1) малыми потерями;
2) отношение относительных диэлектрической и магнитных проницаемостей должно лежать в интервале от 1/2 до 2.

Данные свойства позволяют обеспечить сохранение исходных КПД и КСВ излучателя. Использование импедансносогласованных материалов позволяет провести уменьшение рабочей частоты $f_0$ уже существующих излучателей без изменения их габаритных размеров. Такой эффект достигается за счет того, что излучатель помещается в шар из импедансносогласованного с вакуумом материала, у которого действительная часть относительной диэлектрической проницаемости в $\varepsilon_r$ раз больше диэлектрической проницаемости вакуума и действительная часть относительной магнитной проницаемости в $\mu_r$ раз больше магнитной проницаемости вакуума. В результате, согласно принципу электродинамического подобия [1, 10], из-за уменьшения длины волны в импедансносогласованном материале в $\sqrt{\varepsilon_r \cdot \mu_r}$ раз, происходит уменьшение рабочей частоты $f_0$ в $\sqrt{\varepsilon_r \cdot \mu_r}$ раз без изменения габаритов излучателя. Следует отметить, что относительная полоса рабочих частот $\frac{2\Delta f}{f_0}$ при этом не изменится.

На рис. 5 показана топология излучателя *1*, расположенного в вакууме. Данный излучатель имеет диапазон рабочих частот $f_0 \pm \Delta f$ и габариты $a \times b \times c$. Излучатель может представлять собой любой известный тип антенного излучателя: вибраторный, щелевой, рупорный, зеркальный, спиральный, Вивальди и т.д.

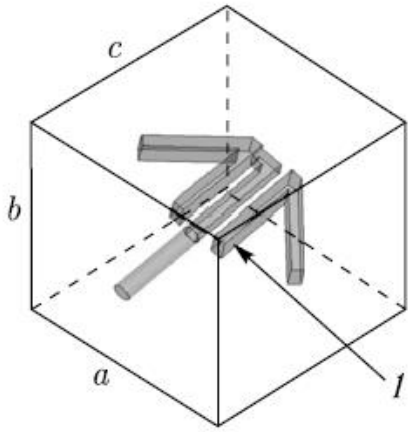



Рис. 5: Топология излучателя с габаритами $a \times b \times c$.

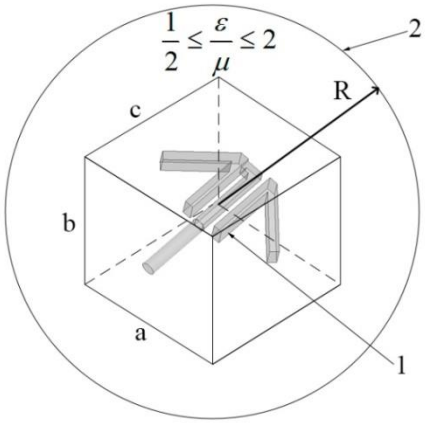



Рис. 6: Топология излучателя с габаритами $a \times b \times c$, помещенного в шар из импедансносогласованного материала.

Выбранный исходный излучатель *1* с габаритными размерами $a \times b \times c$ помещается в шар *2* из импедансносогласованного с вакуумом материала радиуса *R* (рис. 6). Этот импедансносогласованный материал должен обладать следующими свойствами:
1) отношение действительной части относительной диэлектрической проницаемости к действительной части относительной магнитной проницаемости больше 1/2 и меньше 2;
2) тангенсы диэлектрических и магнитных потерь менее 0.1;
3) действительная часть относительной диэлектрической проницаемости в $\varepsilon_r$ раз больше диэлектрической проницаемости вакуума и действительная часть относительной магнитной проницаемости в $\mu_r$ раз больше магнитной проницаемости вакуума.
Радиус этого шара *R* выбирается исходя из следующего соотношения:

$$R \ge \frac{c}{4 \cdot \pi \cdot (f_0 - \Delta f)}, \qquad (1)$$

где *c* – скорость света в вакууме, $f_0 - \Delta f$ - нижняя частота рабочего диапазона.
Диапазон рабочих частот полученного излучателя с импедансносогласованным шаром составит $\frac{f_0 \pm \Delta f}{\sqrt{\varepsilon_r \cdot \mu_r}}$.

Рис. 6: Топология излучателя с габаритами $a \times b \times c$, помещенного в шар из импедансносогласованного материала.

## 4. Численное электродинамическое моделирование волноводного щелевого излучателя с увеличением рабочей длины волны в 10 раз

Для подтверждения справедливости предложенного подхода проведем электродинамическое моделирование излучателя с использованием программного комплекса ANSYS HFSS [11].
В качестве примера рассмотрим антенну, построенную на основе щелевого излучателя, возбуждаемого прямоугольным металлическим волноводом. Рассмотрим топологию и характеристики волноводного щелевого излучателя [12].
Топология волноводного щелевого излучателя (ВЩИ) показана на рис. 7 и 8.

На рис. 7 и 8 изображен ВЩИ, который находится в листе металла *B*. Щель имеет размеры по ширине $a_1$ = 13 мм, по высоте $b_1$ = 9 мм (см. рис. 7) и по длине $k_1$ = 0.1 мм (см. рис. 8). Щель запитывается прямоугольным металлическим волноводом *A*, размеры которого составляют по ширине $a$ = 19 мм, по высоте $b$ = 9.5 мм и по длине $k$ = 10 мм (рис. 9).

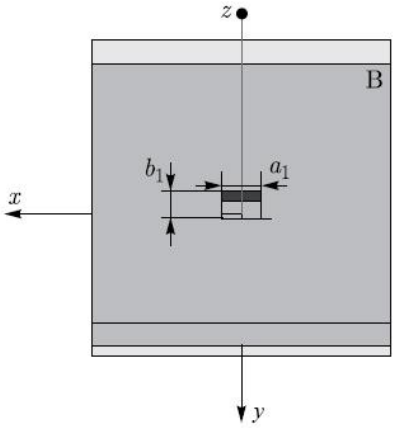



Рис. 7: Топология волноводного щелевого излучателя. Вид сверху.

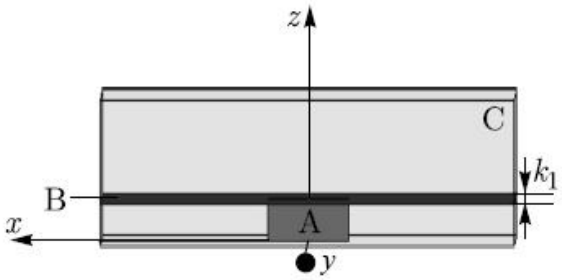



Рис. 8: Топология волноводного щелевого излучателя. Вид сбоку.

ВЩИ размещен в вакуумной коробке *C* с размерами $a_2$ = 100 мм, $b_2$ = 100 мм и $k_2$ = 35 мм (рис. 10).

На сторонах вакуумной коробки *C* задано условие излучения (Radiation) [11]. Таким образом, моделируется излучение ВЩИ в открытое пространство.

Численное электродинамическое моделирование рассмотренного выше излучателя проведем в 3D-электродинамическом программном комплексе ANSYS HFSS [12].

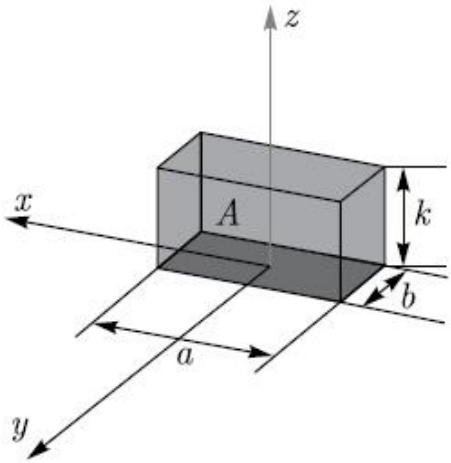



Рис. 9: Топология прямоугольного металлического волновода A.

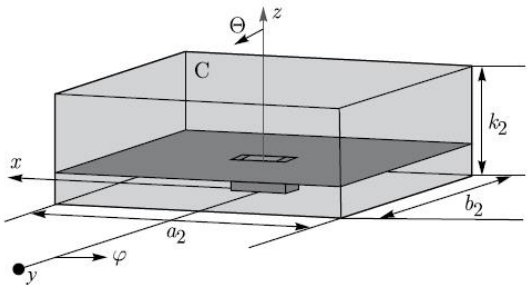



Рис. 10: Топология ВЩИ в вакуумной коробке C.

Рассчитанная частотная характеристика КСВ данного ВЩИ приведена на рис. 11. По оси абсцисс отложена частота в ГГц, по оси ординат – значения КСВ.

Как видно из рассчитанной частотной характеристики КСВ ВЩИ на частоте 10 ГГц имеет значение 1.87, на частоте 15 ГГц − значение КСВ составляет 1.16, на частоте 20 ГГц − значение КСВ равно 1.17.

Частотная характеристика фазы $\varphi$ коэффициента отражения данного ВЩИ представлена на рис. 12. На рисунке по оси абсцисс отложена частота в ГГц, по оси ординат – фаза коэффициента отражения в градусах.

На рис. 13 приведена рассчитанная частотная коэффициента усиления $K_y$ заданного ВЩИ. По оси абсцисс отложена частота в ГГц, по оси ординат – коэффициент усиления в дБ.

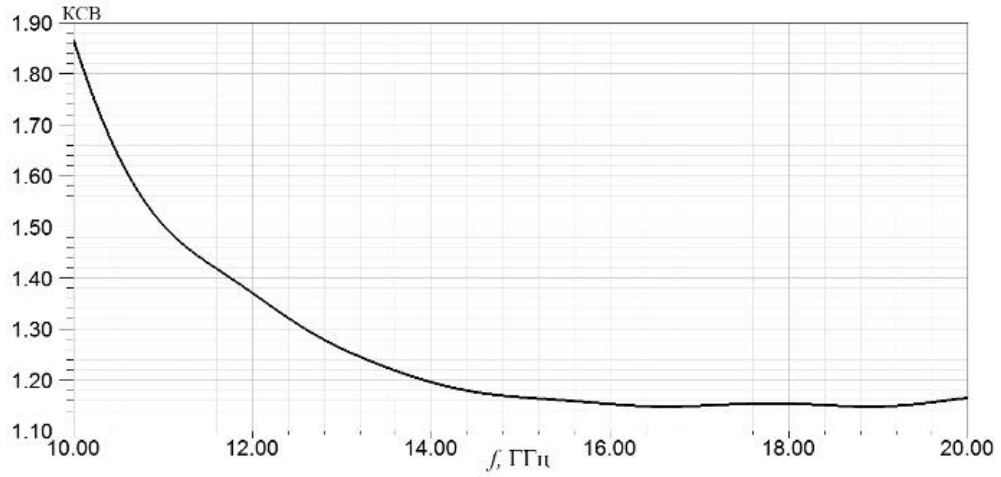



Рис. 11: Рассчитанная частотная характеристика КСВ ВЩИ для частот от 10 до 20 ГГц.

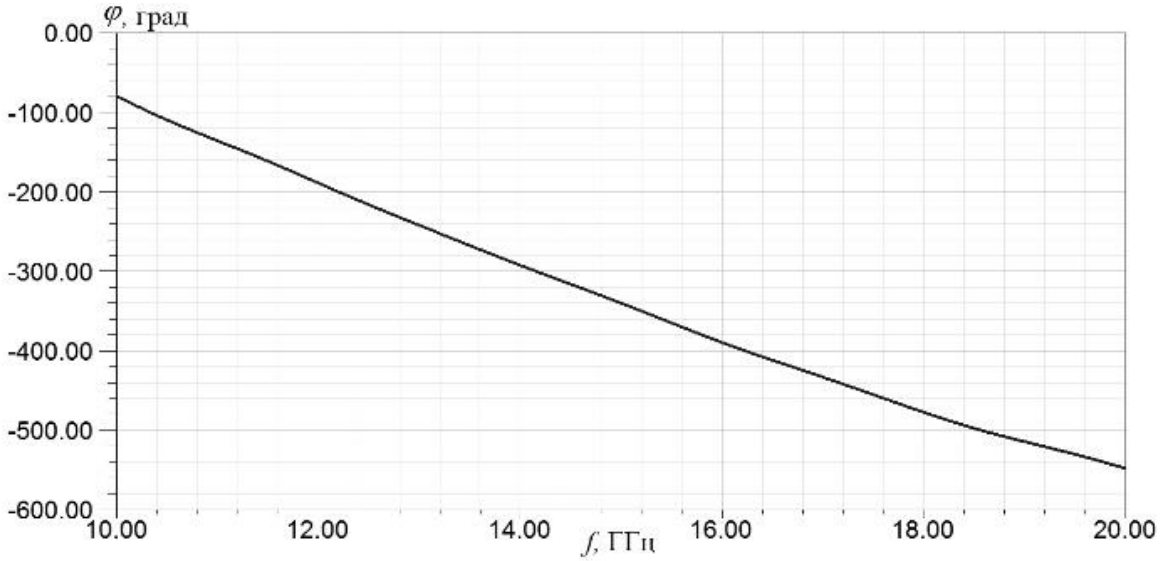



Рис. 12: Рассчитанная частотная характеристика фазы коэффициента отражения $\phi$ ВЩИ для частот от 10 до 20 ГГц.

Как видно из рис. 11 - 13 частотная характеристика КСВ выбранного ВЩИ меньше 1,2 начиная с частоты 14 ГГц, усиление увеличивается с 7.6 дБ на частоте 15 ГГц до 9.14 дБ на частоте 20 ГГц.

Рассмотрим теперь топологию антенны, построенной на основе рассмотренного выше излучателя, согласно предложенной методике. Для этого исходный излучатель помещаем в полушар радиусом $R$ из материала с относительными диэлектрической и магнитной проницаемостями 10. Рассмотрим 3 варианта полученной антенны с различными величинами радиуса полушара $R$ - 50, 100 и 150 мм.

Данную антенну будем анализировать в диапазоне частот 1-2 ГГц. Для этих частот, такая антенна является электрически малой [13], [14]. На рис. 14 изображена топология полученной электрически малой антенны (ЭМА). ЭМА представляет собой излучатель, помещенный в полушар радиусом $R$ = 50 мм из материала с относительными диэлектрической и магнитной проницаемостями равными 10. Центр полушара из этого импедансносогласованного материала совмещен с фазовым центром щелевого излучателя. При этом рабочая длина волны исходного ВЩИ увеличилась в 10 раз. Размеры волновода, возбуждающего щелевой излучатель, остались прежними: по ширине $a$ = 19 мм, по высоте $b$ = 9.5 мм и длине $k$ = 10 мм (рис. 14). Возбуждающий щель волновод также заполнен материалом с относительными диэлектрической и магнитной проницаемостями равными 10.

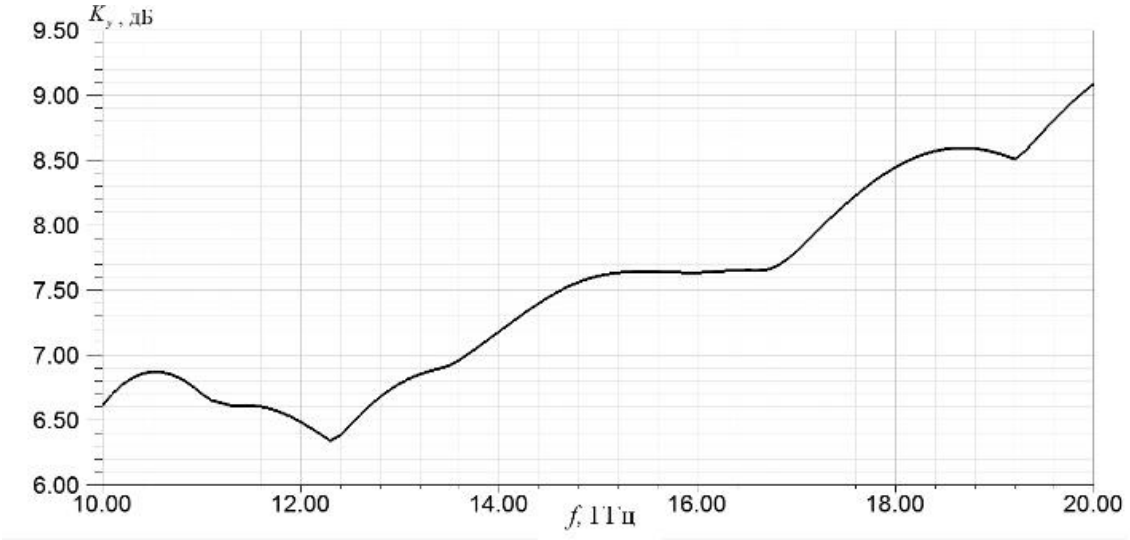



Рис. 13: Частотная зависимость коэффициента усиления ВЩИ.

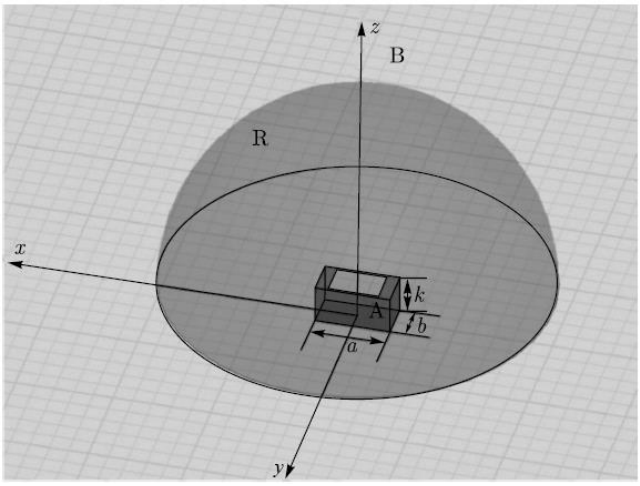



Рис. 14: ЭМА помещенная в полушар из специального материала радиусом 50 мм.

ЭМА размещена в вакуумной коробке $C$ с размерами $a_2$ = 200 мм, $b_2$ = 200 мм и $k_2$ = 100 мм.

На сторонах вакуумной коробки $C$ задано условие излучения (Radiation). Таким образом, моделируется излучение ЭМА в открытое пространство.

Размеры щели остались прежними: по ширине $a_1$=13 мм и по высоте $b_1$ = 9 мм (рис. 7), по длине $k_1$ = 0.1 мм (рис. 8).

Моделирование волноводного щелевого излучателя в полушаре из выбранного материала с различными радиусами R = 50, 100 и 150 мм проводилось в 3D-электродинамическом программном комплексе ANSYS HFSS v.15.

На рис. 15 приведены рассчитанные частотные характеристики КСВ для частот от 1 до 2 ГГц ЭМА для различных радиусов полушара из импедансносогласованного материала. На рис. 16 приведены соответствующие рассчитанные частотные характеристики коэффициента усиления $K_y$ этих же объектов для частот от 1 до 2 ГГц.

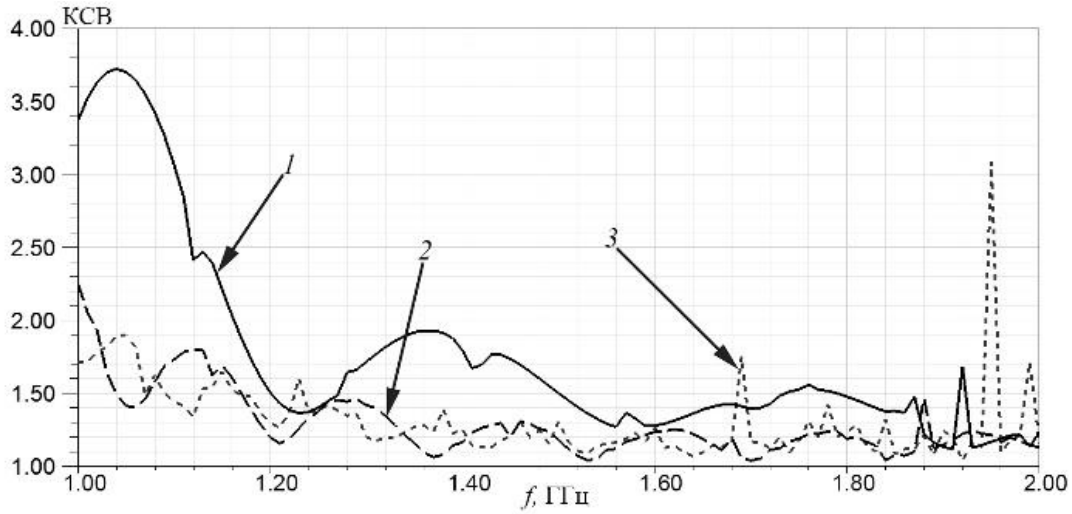



Рис. 15: Рассчитанные частотные характеристики КСВ ЭМА для частот от 1 до 2 ГГц с различными радиусами полушара R – 1) 50 мм; 2) 100 мм; 3) 150 мм.

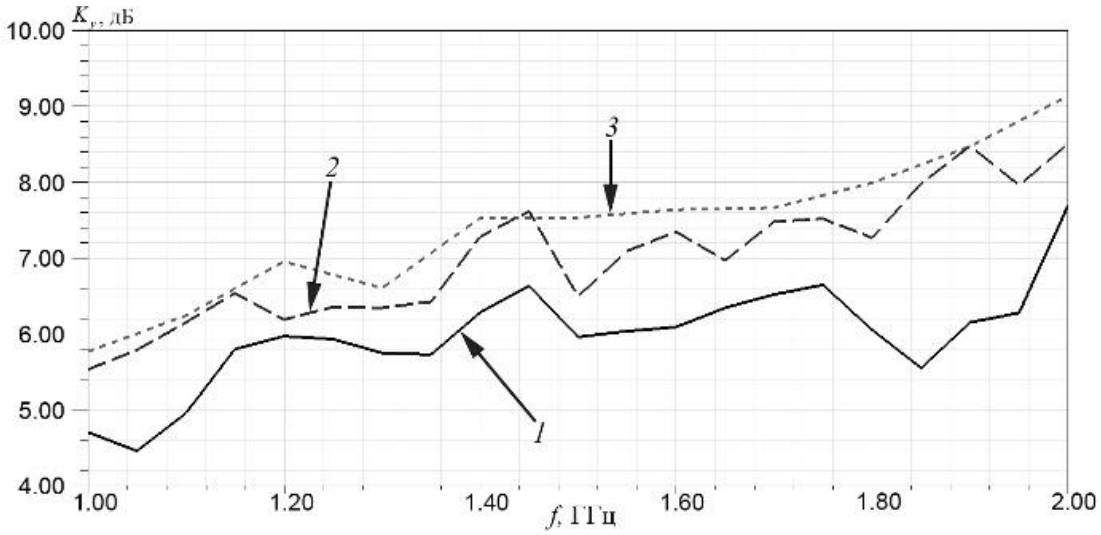



Рис. 16: Рассчитанные частотные характеристики коэффициентов усиления $K_y$ ЭМА для частот от 1 до 2 ГГц с различными радиусами полушара R –1) 50 мм; 2) 100 мм; 3) 150 мм.

Как видно из графиков частотных характеристик, показанных на рис. 15, 16, возможно уменьшение габаритов излучателей в 10 раз при использовании импедансносогласованного материала с диэлектрической и магнитной проницаемостями 10, если приемлемо увеличение КСВ до 1.8 на частоте 1.4 ГГц и снижение коэффициента усиления с 5.5 дБ до 3.5 дБ на частоте 1 ГГц и с 9 дБ до 7.5 дБ на частоте 2 ГГц.

## 5. Заключение

Таким образом, приведены работы зарубежных авторов и предложена методика по использованию импедансносогласованных материалов для увеличения рабочей длины волны существующих излучателей. Приведены результаты численного электродинамического моделирования волноводного щелевого излучателя, рабочая длина волны которого увеличена в 10 раз. Основным ограничением на габариты антенн с использованием импедансносогласованных материалов является радиус шара из такого материала и возможность создания таких материалов в требуемом частотном диапазоне. Основные проблемы с габаритами актуальны для антенн в длинноволновом диапазоне (для частот менее 1 ГГц), для которого подобные материалы созданы.

## Литература

[1] Климов К.Н. Определенеие, параметры и области применения импедасносогласованных материалов // Сборник докладов. XIII Международная научно-практическая конференция «Инновационные, информационные и коммуникационные технологии». 1-10 октября 2016 г. Россия, Сочи. С. 516-518.

[2] J.A. Stratton, Electromagnetic Theory, Mcgraw Hill Book Company, NY and London, 1941.

[3] S.A. Schelkunoff, The Impedance Concept and Its Application to Problems of Reflection, Refraction, Shielding and Power Absorption. Bell System Technical Journal, vol. 17, no. 1, pp. 17-48, January 1938.

[4] Kevin Buell, Development of engineered magnetic materials for antenna applications, dissertation of Ph.D., University of Michigan, USA, 2005.

[5] Antti Karilainen, Magnetic materials and responses in antenna applications, Doctoral dissertations, Aalto University, Finland, 2012.

[6] Патент США № 7573431, 2009, Broadband polarized antenna including magnetodielectric material, isoimpedance loading, and associated methods, Francis Eugene Parsche.

[7] H.A. Wheeler, The Radiansphere around a Small Antenna, Proc. IRE, vol. 47, no. 8, pp. 1325-1331, August 1959.

[8] http://www.trans-techinc.com/ (Дата обращения 23.03.2016).

[9] http://www.fair-rite.com/ (Дата обращения 23.03.2016).

[10] Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны, М. Энергия, 1975, С. 528.

[11] Климов К.Н., Гежа Д.С., Фирсов-Шибаев Д.О. Практическое применение электродинамического моделирования, LAP-Lambert, 2012, С. 216

[12] Годин А.С., Мацаян М.С., Гежа Д.С., Климов К.Н. Применение принципа электродинамического подобия и специальных материалов для уменьшения габаритов излучателя. // Наукоемкие технологии. М.: №4, 2016, С.3

[13] Климов К.Н., Годин А.С., Гежа Д.С. Электрически малые антенны (часть 1). // Успехи современной радиоэлектроники. М.: №6, 2016, С.47.

[14] Климов К.Н., Годин А.С., Гежа Д.С. Электрически малые антенны (часть 2). // Успехи современной радиоэлектроники. М.: №7, 2016, С.17.

**Сведения об авторах**

**Годин А.С.** 1988 г. рождения, окончил Московский институт электроники и математики в 2011 г. Направления научных исследований – антенны, СВЧ и их устройства. Место работы – АО «НПО «ЛЭМЗ». E-mail: andrey.godin@gmail.com.

**Перфильев В.В.** 1988 г. рождения, окончил Московский авиационный институт (технический университет) в 2010 г. Год защиты кандидатской диссертации – 2013 г. Направления научных исследований – антенны, СВЧ и их устройства. Место работы – АО «НПО «ЛЭМЗ». E-mail: perfilyev.victor@gmail.com.

**Дризе А.Д.** 1993 г. рождения, окончил МГТУ им. Н. Э. Баумана в 2016 г. Направления научных исследований – антенны, СВЧ и их устройства. Место работы – АО «НПО «ЛЭМЗ». E-mail: temadrize@gmail.com.

**Климов К.Н.** 1969 г. рождения, окончил Московский энергетический институт в 1993 г. Год защиты докторской диссертации – 2007 г. Направления научных исследований – антенны, СВЧ и их устройства. Место работы – АО «НПО «ЛЭМЗ». E-mail: const0@mail.ru.

УДК 621.396.962.33

# ОЦЕНКА СРЕДНЕЙ ДОПЛЕРОВСКОЙ ЧАСТОТЫ В СИСТЕМАХ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ АНТЕННЫ С УЧЕТОМ ОСОБЕННОСТЕЙ ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЯ ФАР

**А.Ю. Викентьев, Е.Е. Колтышев, Д.Ю. Сусляков, Д.Л. Филиппов, А.Ю. Фролов, В.Т. Янковский**

НИИП им. В.В. Тихомирова

Предлагается новый алгоритм оценки средней доплеровской частоты для систем с синтезированной апертурой антенны, использующий для работы сигналы разностного азимутального и угломестного каналов антенны. Предлагаемый алгоритм учитывает особенности диаграммообразования в антенных системах с электронным отклонением луча и минимизирует связанные с этим ошибки при оценке средней доплеровской частоты.

**Ключевые слова**: Средняя доплеровская частота, доплеровский центроид, радиолокатор с синтезированной апертурой, моноимпульсная радиолокация, фазированная антенная решетка

A novel algorithm for the Doppler centroid estimation in synthetic aperture radar systems is proposed. The algorithm uses difference signals in both traverse and elevation planes. Proposed algorithm takes into consideration some beamforming features in phased array systems. It minimizes related errors in the Doppler centroid estimation.

**Keywords**: Doppler centroid, synthetic aperture radar, monopulse radar, phased array

Оценка средней доплеровской частоты (СДЦ) является распространенным этапом адаптивной обработки траекторного сигнала в радиолокационных системах с синтезированной апертурой антенны (РСА). Необходимость оценки СДЧ возникает, как правило, в условиях недостаточной точности навигационных данных во многих режимах работы РСА, например, при уточнении скорости носителя (режим ДИСС) или при автоматическом сопровождении наземных целей.

Строго говоря, средняя доплеровская частота есть доплеровская частота (ДЧ) сигнала, отраженного от точки земной поверхности, в которой ее пересекает равносигнальное направление (РСН) антенны. При этом на практике используется понятие СДЧ в стробе дальности – то есть ДЧ сигнала, отраженного от точки пересечения земной поверхности, сферы дальности, соответствующей данному стробу, и поверхности разностного азимутального канала антенны.

Существует большое число алгоритмов оценки СДЧ [1,2]. Их можно классифицировать по числу используемых для работы алгоритма каналов приема (суммарные или суммарно-разностные), а также по типу используемых параметров траекторного сигнала (амплитуда или фаза). Общим недостатком всех алгоритмов является предположение о том, что СДЧ одинакова для каждого строба дальности.

В работе [3] показано, что при электронном отклонении луча в РСА с ФАР диаграмма направленности антенны изменяет свою форму (ноль разностной диаграммы превращается из плоскости в поверхность конуса). В результате после умножения траекторного сигнала на опорную функцию СДЧ в каждом стробе дальности остается

различной, что снижает эффективность работы алгоритмов оценки СДЧ, которые предполагают ее независимость от дальности. Например, на рисунке 1 приведено РЛИ разностных каналов при электронном отклонении луча на 30°. Хорошо видно, что СДЧ в азимутальном канале (положение нуля) зависит от дальности нелинейным образом.

Для компенсации эффекта изменения формы луча при его электронном отклонении в работе [3] предлагается модифицировать алгоритм расчета опорной функции, которая обеспечивает коррекцию СДЧ для всех стробов дальности к одному значению. В результате такой коррекции становится возможным применение классических алгоритмов оценки СДЧ. Однако при таком подходе возникают искажения РЛИ в азимутальной плоскости (горизонтальной координатой становится не частота, пересчитываемая в азимут практически линейно, а направляющий косинус), которые усложняют дальнейшую обработку изображения, его индикацию, а также реализацию алгоритмов обнаружения и сопровождения целей.

В данной работе предлагается алгоритм оценки СДЧ без изменения алгоритма расчета опорной функции, использующий для работы сигналы трех каналов приема: суммарного и двух разностных (азимутального и угломестного). Идея заключается в построении двух двухмерных пеленгационных характеристик по сигналу, отраженному от подстилающей поверхности, и последующем нахождении точки пересечения линий их нулей. Данная точка будет являться точкой пересечения РСН антенны и земной поверхности и, соответственно, определять СДЧ сигнала.

Пусть антенная система представляет собой ФАР с фазовым принципом формирования разностной диаграммы направленности. Антенная система формирует три приемных канала – суммарный и два разностных в азимутальной и угломестной плоскостях. Массивы траекторного сигнала этих каналов в памяти бортовой цифровой вычислительной машины обозначим как $\dot{\mathbf{S}}_{\Sigma}$, $\dot{\mathbf{S}}_{az}$ и $\dot{\mathbf{S}}_{um}$ соответственно. Каждый массив представляет собой матрицу комплексных чисел, состоящую из $N_s$ строк (стробов дальности) и $N_p$ столбцов (доплеровских фильтров). Перед применением алгоритма оценки доплеровского центроида над сигналом каждого приемного канала должны быть выполнены все алгоритмы сигнальной обработки в РСА: сжатие по дальности и сжатие по азимуту, включающее в себя умножение траекторного сигнала на опорную функцию и ДПФ по азимуту с перестановкой фильтров.

Первым этапом предлагаемого алгоритма является формирование двух пеленгационных характеристик. Вид формулы для формирования пеленгационной характеристики существенного значения не имеет. Например, можно использовать пеленгационную характеристику вида (1).

$$\mathbf{P}_{\{az,\,um\}}(r,c) = \mathrm{Re}\left[\frac{j\cdot\dot{\mathbf{S}}_{\{az,\,um\}}(r,c)}{\dot{\mathbf{S}}_{\Sigma}(r,c)}\right],\quad r=0\ldots N_s-1;\, c=0\ldots N_p-1 \qquad (1)$$

Аппроксимируем полученные пеленгационные характеристики двухмерными полиномами (2).

$$\mathbf{P}_{\{az,\,um\}}(r,c) \approx \sum_{m=0}^{M_{\{az,\,um\}}-1}\sum_{n=0}^{N_{\{az,\,um\}}-1}\mathbf{g}_{\{az,\,um\}}(m,n)\cdot r^m c^n,\quad r=0\ldots N_s-1;\, c=0\ldots N_p-1 \qquad (2)$$

Степени полиномов $M_{az}$, $N_{az}$, $M_{um}$ и $N_{um}$ являются параметрами алгоритма. Вопрос их выбора будет рассмотрен ниже.

Найдем коэффициенты полиномов $\mathbf{g}_{az}$ и $\mathbf{g}_{um}$ методом наименьших квадратов. Пеленгационные характеристики $\mathbf{P}_{az}$ и $\mathbf{P}_{um}$, являющиеся матрицами, можно представить в виде векторов $\vec{\mathbf{P}}_{az}$ и $\vec{\mathbf{P}}_{um}$ длиной $N_s N_p$ элементов каждый как последовательность столбцов соответствующих матриц. Таким же образом матрицы

коэффициентов $\mathbf{g}_{az}$ и $\mathbf{g}_{um}$ можно представить в виде векторов $\vec{\mathbf{g}}_{az}$ и $\vec{\mathbf{g}}_{um}$ длиной $M_{az}N_{az}$ и $M_{um}N_{um}$ элементов соответственно. Данное взаимно однозначное преобразование от матриц к векторам задается формулами (3) и (4).

$$\vec{\mathbf{P}}_{\{az,\,um\}}(i) = \mathbf{P}_{\{az,\,um\}}(r,c), \quad i = 0 \ldots N_s N_p - 1;\; r = i \bmod N_s;\; c = \frac{i-r}{N_s} \tag{3}$$

$$\vec{\mathbf{g}}_{\{az,\,um\}}(j) = \mathbf{g}_{\{az,\,um\}}(r,c), \quad j = 0 \ldots N_{\{az,\,um\}} M_{\{az,\,um\}} - 1;\; m = j \bmod M_{\{az,\,um\}};\; n = \frac{j-m}{M_{\{az,\,um\}}} \tag{4}$$

Тогда для нахождения векторов коэффициентов аппроксимирующих полиномов можно записать две переопределенные системы линейных уравнений (5).

$$\vec{\mathbf{P}}_{\{az,\,um\}} = \mathbf{A}_{\{az,\,um\}} \vec{\mathbf{g}}_{\{az,\,um\}} \tag{5}$$

где элементы матриц наблюдения $\mathbf{A}_{az}$ и $\mathbf{A}_{um}$ находятся согласно (6).

$$\mathbf{A}_{\{az,\,um\}}(i,j) = r^m c^n, \quad i = 0 \ldots N_s N_p - 1;\; j = 0 \ldots N_{\{az,\,um\}} M_{\{az,\,um\}} - 1$$
$$r = i \bmod N_s;\; c = \frac{i-r}{N_s};\; m = j \bmod M_{\{az,\,um\}};\; n = \frac{j-m}{M_{\{az,\,um\}}} \tag{6}$$

Решение систем линейных уравнений (5) методом наименьших квадратов записывается в виде (7).

$$\vec{\mathbf{g}}_{\{az,\,um\}} = \left(\mathbf{A}^T_{\{az,\,um\}} \mathbf{A}_{\{az,\,um\}}\right)^{-1} \mathbf{A}^T_{\{az,\,um\}} \vec{\mathbf{P}}_{\{az,\,um\}} \tag{7}$$

После того, как были найдены коэффициенты аппроксимирующих полиномов, необходимо найти точку пересечения их линий нулей, то есть такую точку на РЛИ (индексы $r_{rsn}$ и $c_{rsn}$), в которой оба полинома одновременно обращаются в ноль. Формально задача записывается в виде системы двух нелинейных уравнений (8).

$$\begin{cases} \sum\limits_{m=0}^{M_{az}-1} \sum\limits_{n=0}^{N_{az}-1} \mathbf{g}_{az}(m,n) \cdot r^m c^n = 0 \\ \sum\limits_{m=0}^{M_{um}-1} \sum\limits_{n=0}^{N_{um}-1} \mathbf{g}_{um}(m,n) \cdot r^m c^n = 0 \end{cases} \tag{8}$$

Систему (8) можно решить любым численным методом, например, методом Ньютона [4]. Выберем в качестве точки начального приближения $r_{rsn}^{[0]}$ и $c_{rsn}^{[0]}$ центр радиолокационного изображения.

$$r_{rsn}^{[0]} = \frac{N_s}{2}, \quad c_{rsn}^{[0]} = \frac{N_p}{2} \tag{9}$$

Итерационный алгоритм для нахождения координат точки равносигнального направления имеет вид (10).

$$\begin{bmatrix} r_{rsn}^{[k]} \\ c_{rsn}^{[k]} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{rsn}^{[k-1]} \\ c_{rsn}^{[k-1]} \end{bmatrix} - \mathbf{J}^{-1} \begin{bmatrix} \sum\limits_{m=0}^{M_{az}-1} \sum\limits_{n=0}^{N_{az}-1} \mathbf{g}_{az}(m,n) \cdot \left(r_{rsn}^{[k-1]}\right)^m \left(c_{rsn}^{[k-1]}\right)^n \\ \sum\limits_{m=0}^{M_{um}-1} \sum\limits_{n=0}^{N_{um}-1} \mathbf{g}_{um}(m,n) \cdot \left(r_{rsn}^{[k-1]}\right)^m \left(c_{rsn}^{[k-1]}\right)^n \end{bmatrix} \tag{10}$$

где $\mathbf{J}$ – якобиан системы уравнений (8).

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} \sum\limits_{m=1}^{M_{az}-1} \sum\limits_{n=0}^{N_{az}-1} \mathbf{g}_{az}(m,n) \cdot m \cdot r^{m-1} c^n & \sum\limits_{m=0}^{M_{az}-1} \sum\limits_{n=1}^{N_{az}-1} \mathbf{g}_{az}(m,n) \cdot n \cdot r^m c^{n-1} \\ \sum\limits_{m=1}^{M_{um}-1} \sum\limits_{n=0}^{N_{um}-1} \mathbf{g}_{um}(m,n) \cdot m \cdot r^{m-1} c^n & \sum\limits_{m=1}^{M_{um}-1} \sum\limits_{n=1}^{N_{um}-1} \mathbf{g}_{um}(m,n) \cdot n \cdot r^m c^{n-1} \end{bmatrix} \tag{11}$$

Итерационный алгоритм (10) продолжается до тех пор, пока максимальное (по модулю) приращение по $r_{rsn}$ или $c_{rsn}$ не станет меньше некоторого малого числа. Метод Ньютона обеспечивает быструю сходимость и на практике необходимое число итераций обычно не превосходит пяти.

После вычисления координат точки РСН на РЛИ несложно посчитать среднюю доплеровскую частоту согласно формуле (12).

$$f_{dc} = \Delta f \cdot \left( \frac{N_p}{2} - c_{rsn} \right) + f_{het}\left(r_{rsn}\right) \tag{12}$$

где $\Delta f$ – ширина доплеровского фильтра; $f_{het}\left(r_{rsn}\right)$ – частота опорной функции для строба дальности с индексом $r_{rsn}$.

Важным вопросом является выбор степеней аппроксимирующих полиномов $M_{az}$, $N_{az}$, $M_{um}$ и $N_{um}$. Для решения этой задачи было проведено математическое моделирование – синтезирована двухмерная пеленгационная характеристика (256 стробов дальности и 256 доплеровских фильтров) при электронном отклонении луча на 40° по азимуту и на -5° по углу места. Ширина луча в соответствующих плоскостях составляла 2.5° и 8°. Синтезированные пеленгационные характеристики приведены на рисунке 2. В таблицах 1 и 2 для различных комбинаций степеней аппроксимирующих полиномов приведено СКО ошибки аппроксимации (13), средняя ошибка оценки точки РСН (разность по соответствующей координате между истинным и вычисленным положением нуля ПХ) и число обусловленности [5] системы уравнений (5).

$$\sigma_{\{az,\,um\}} = \sqrt{\frac{1}{N_s N_p} \sum_{r=0}^{N_s-1} \sum_{c=0}^{N_p-1} \left( \mathbf{P}_{\{az,\,um\}}(r,c) - \sum_{m=0}^{M_{\{az,\,um\}}-1} \sum_{n=0}^{N_{\{az,\,um\}}-1} \mathbf{g}_{\{az,\,um\}}(m,n) \cdot r^m c^n \right)^2} \tag{13}$$

Анализ результатов математического моделирования показывает, что увеличение степени аппроксимирующего полинома приводит к уменьшению средней ошибки оценивания. Однако при этом увеличиваются вычислительные затраты (число арифметических операций при решении системы (5) пропорционально произведению $M_{\{az,\,um\}} N_{\{az,\,um\}}$). Кроме того, увеличивается число обусловленности, то есть решение системы уравнений (5) существенно меняется при незначительном изменении входных данных.

Результаты математического моделирования и практического применения предлагаемого алгоритма показывают, что оптимальным является следующий выбор степеней аппроксимирующих полиномов:

$$M_{az} = 4,\ N_{az} = 6,\ M_{um} = 4,\ N_{um} = 3 \tag{14}$$

Азимутальная пеленгационная характеристика требует большей степени аппроксимирующего полинома, чем угломестная. Результат согласуется с выводами, сделанными в работе [3],– что при электронном отклонении луча искажается форма ДН разностного азимутального канала антенны при неизменности формы ДН угломестного канала. Соответственно, ПХ азимутального канала имеет более сложный вид и требует большей степени аппроксимирующего полинома, чем ПХ угломестного канала.

В заключение на рисунке 3 приведены результаты работы предлагаемого алгоритма на реальном радиолокационном изображении. Видно, что положение линий нулей аппроксимирующих полиномов совпадает с положением «провалов» амплитудного РЛИ разностных каналов.

**Таблица 1 Аппроксимация азимутальной пеленгационной характеристики**

| Степени полинома | СКО ошибки аппроксимации | Средняя ошибка оценки точки РСН | Число обусловленности |
|---|---|---|---|
| $M_{az}=2$, $N_{az}=2$ | 0.1827 | 6.0 | 19.2 |
| $M_{az}=3$, $N_{az}=4$ | 0.0478 | 1.25 | 2.8e3 |
| $M_{az}=4$, $N_{az}=6$ | 0.015 | 0.5 | 475e3 |
| $M_{az}=6$, $N_{az}=8$ | 0.003 | 0.003 | 468.4e6 |

**Таблица 2 Аппроксимация угломестной пеленгационной характеристики**

| Степени полинома | СКО ошибки аппроксимации | Средняя ошибка оценки точки РСН | Число обусловленности |
|---|---|---|---|
| $M_{um}=2$, $N_{um}=2$ | 0.066 | 3.9 | 19.2 |
| $M_{um}=4$, $N_{um}=3$ | 0.007 | 0.15 | 2.8e3 |
| $M_{um}=6$, $N_{um}=4$ | 0.0007 | 0.014 | 475e3 |

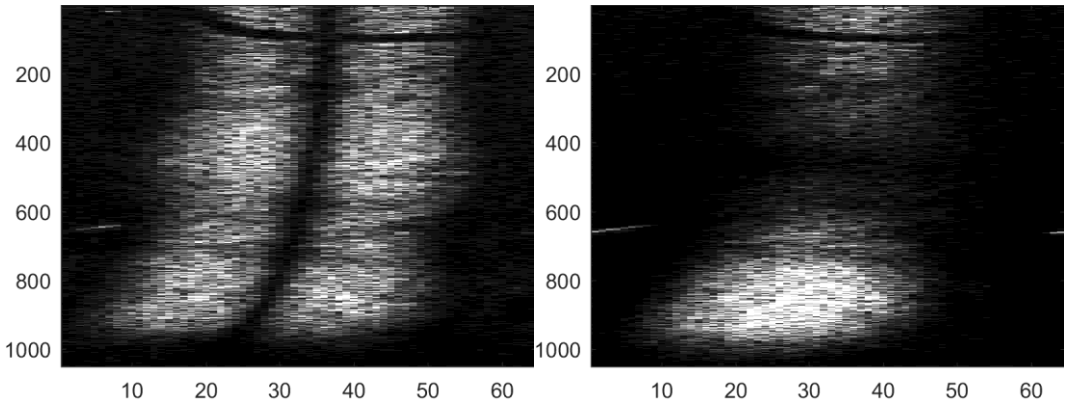



**Рисунок 1 РЛИ разностных каналов при электронном отклонении луча по азимуту на 30°**

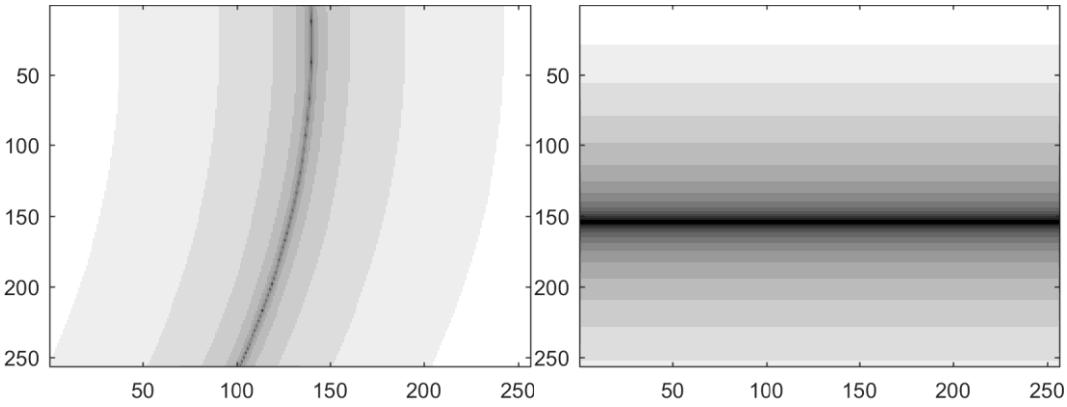



**Рисунок 2 Синтезированные пеленгационные характеристики (амплитуда)**

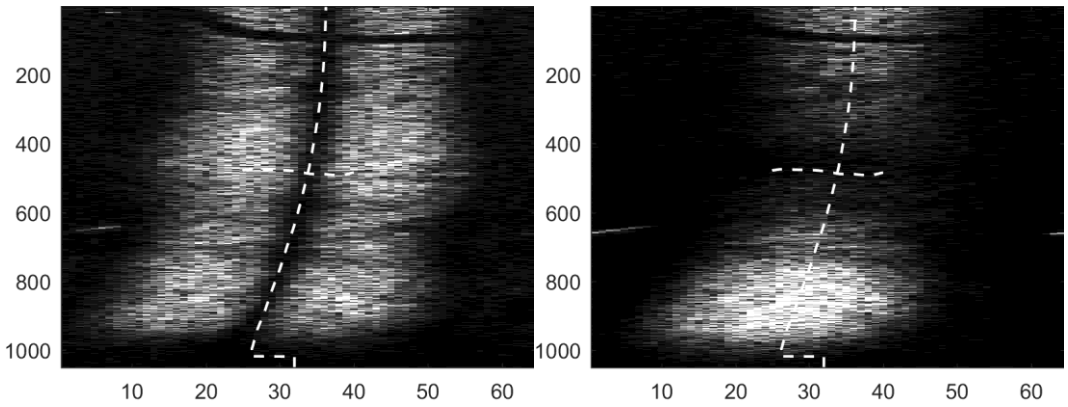



**Рисунок 3 Результат применения предлагаемого алгоритма к реальному РЛИ**

## Литература

1. Г.С. Кондратенков, А.Ю. Фролов. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. – М: Радиотехника, 2005.
2. I.G. Cumming, F.H. Wong, Digital processing of synthetic aperture radar data. Algorithms and implementation. – UK: Artech House, 2005.
3. П.А. Макаров, Д.Ю. Сусляков, Д.Л. Филиппов. Учет особенностей диаграммы направленности ФАР при картографировании земной поверхности. // Радиолокационные системы гражданского и специального назначения. 2015–2017. Монография. / Под ред. Ю.И. Белого. – М.: Радиотехника, 2016.
4. Г. Корн, Т. Корн. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). – М.: Наука, 1973.
5. И.Б. Петров, А.И. Лобанов. Лекции по вычислительной математике. – М.: БИНОМ, 2006.

## Сведения об авторах

**Филиппов Дмитрий Юрьевич** (АО «НИИП имени В.В.Тихомирова»):
начальник сектора.
Диплом: Московский авиационный институт, 2011
Сфера научных интересов: авиационная радиолокация, радиолокация с синтезированной апертурой, обработка сигналов

**Фролов Алексей Юрьевич** (АО «НИИП имени В.В.Тихомирова)
главный специалист
Диплом: Военный авиационный технический университет (г. Москва), 2000
Доктор технических наук 2012
Сфера научных интересов: авиационная радиолокация, радиолокация с синтезированной апертурой, обработка сигналов

**Янковский Владимир Тадэушевич** (АО «НИИП имени В.В.Тихомирова)
главный специалист
Диплом: Тамбовское высшее военное авиационное инженерное училище, 1990
Доктор технических наук 2012
Сфера научных интересов: авиационная радиолокация, радиолокация с синтезированной апертурой, обработка сигналов

**Колтышев Евгений Евгеньевич** (АО «НИИП имени В.В.Тихомирова»)
главный специалист
Диплом: Тамбовское высшее военное авиационное инженерное училище, 1988
Доктор технических наук 2006
Сфера научных интересов: авиационная радиолокация, радиолокация с синтезированной апертурой, обработка сигналов

**Викентьев Андрей Юрьевич** (ОАО «НПО Мобильные информационные системы»)
начальник сектора
Диплом: Военно-авиационный технический университет (г. Москва), 2001
Кандидат технических наук, 2005
Сфера научных интересов: авиационная радиолокация, радиолокация с синтезированной апертурой, обработка сигналов

**Сусляков Дмитрий Юрьевич** (АО «НИИП имени В.В.Тихомирова»
заместитель начальника НИО-начальник отдела
Диплом: Таганрогский государственный радиотехнический университет, 2001
Сфера научных интересов: авиационная радиолокация, радиолокация с синтезированной апертурой, обработка сигналов

# ИСПОЛЬЗОВАНИЯ РУЧНЫХ ПЕЛЕНГАТОРОВ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ АДРЕСНОГО ПЕЛЕНГОВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ

В.А. Козьмин, С.М. Королев, А.И. Литвинов, Д.С. Радченко, М.И. Спажакин

АО ИРКОС, Москва, Россия, *e-mail:* kozminva@ircoc.vrn.ru

Рассмотрены алгоритмы амплитудного пеленгования и автоматического определения местоположения источников радиоизлучения, включая адресное пеленгование сигналов цифровых технологий Wi-Fi, DECT и GSM. Представленные алгоритмы реализованы в программном обеспечении ручного радиопеленгатора АРК-РП3М. Приводятся примеры работы ручного радиопеленгатора при поиске, адресном пеленговании и определении местоположения источников радиоизлучения.

# HANDHELD ADDRESS DIRECTION FINDER

V.A. Kozmin, S.M. Korolev, A.I. Litvinov, D.S. Radchenko, M.I. Spazhakin.

In this article amplitude direction finding algorithms, automatic localization of radio emission sources and ID base direction finding of Wi-Fi, DECT and GSM signals have been observed. All algorithms implemented in the software for a manual direction finder ARC-RP3M. Operations with manual direction finder in search, identifying and localization of RF emitters in examples have been shown.

## Введение

Определение местоположения источников радиоизлучения на местности и в помещениях была и остается одной из важнейших задач служб радиоконтроля, охранных и силовых структур. Для решения задачи «последней мили», поиска и точной локализации источников радиоизлучения в труднодоступных местах и в инженерных объектах, широкое применение получили носимые средства - ручные радиопеленгаторы.

В работах [1,2] были рассмотрены конструктивные особенности, параметры и примеры работы ручного радиопеленгатора АРК-РП3М, построенного на базе цифрового радиоприемного устройства АРГАМАК-М. Для поиска, обнаружения и пеленгования сигналов использовался амплитудный метод, основанный на оценке уровня сигнала, принимаемого направленной антенной. Для селекции сигнала требуемого источника должна задаваться центральная частота и полоса приема. Как показала практика, при использовании такого метода достаточно сложно осуществлять пеленгование и определение местоположения источников пакетных сигналов систем цифрового доступа и связи, работающих в одной и той же полосе частот, использующих временное или кодовое разделение. Для работы с подобными источниками необходимо уметь декодировать служебные идентификационные признаки, передаваемые в цифровых пакетах, и далее осуществлять адресное пеленгование требуемого сигнала, выделяя его на фоне других по идентификатору.

Настоящая работа посвящена рассмотрению новых функций адресного пеленгования ручного радиопеленгатора АРК-РП3М, делающих возможным поиск, обнаружение, пеленгование и локализацию источников радиоизлучения GSM, Wi-Fi и DECT, работающих как на стандартных, так и на нестандартных частотах.

**Принципы адресного пеленгования**

Пеленгование мобильных или стационарных устройств цифровой связи, как уже указывалось, усложняется следующими факторами:

- наличие сложной пакетной структуры протоколов передачи,
- присутствие сигнала в эфире ограниченное время, например, для пакетов GSM длительность пакета равна 577 мкс, для DECT – минимальная длительность 96 мкс;
- возможность работы нескольких передатчиков на одной частоте в режиме с кодовым или временным разделением;
- возможность смены частоты передатчика, прыжков по частоте, что характерно для источников GSM и DECT;
- несколько видов модуляции в пределах одной посылки данных, например, передатчики Wi-Fi IEEE 802.11 b допускают передачу информации физического уровня с помощью дифференциальной двоичной фазовой манипуляции, а MAC-уровня с помощью более сложных видов модуляции;
- в условиях современного города в диапазоне рабочих частот систем связи GSM, DECT или Wi-Fi в одной и той же полосе присутствует огромное количество пакетов, излучаемых множеством различных источников.

С учетом указанных выше факторов, решение задачи пеленгования устройств цифровой связи требует обязательной идентификации источников, сигналы которых обнаружены в эфире. Каждому обнаруженному пакету должна ставиться в соответствие метка времени, идентификационные признаки и параметры сигнала. Программный анализ полученной информации по совокупности признаков должен выделять группы пакетов, принадлежащих отдельным источникам. Расчет параметров для пеленгации данных для каждого обнаруженного источника должен производиться адресно, то есть индивидуально для каждого источника по совокупности пакетов, идентифицированных с ним. При этом обнаружение и декодирование пакетов должно происходить в режиме реального времени. Очевидно, что решение подобной задачи применительно к сигналам нескольких цифровых технологий возможно только при построении радиопеленгатора на основе цифрового радиоприемного устройства (РПУ), реализующего принципы программно-определяемого радио.

Рассмотрим последовательность обработки сигнала в ручном пеленгаторе АРК-РП3М, его структурная схема представлена на рисунке 1.

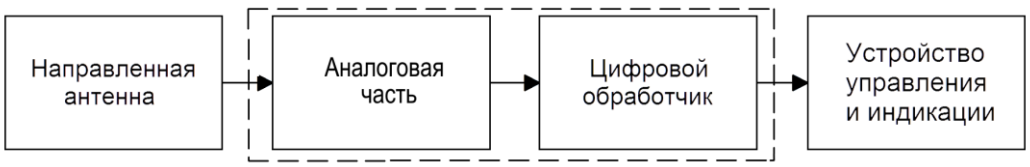



Рисунок 1. Структурная схема ручного амплитудного пеленгатора

Прием сигнала ведется на направленную антенну, принятый сигнал обрабатывается аналоговой частью цифрового радиоприемного устройства (ЦРПУ), осуществляется усиление, перенос на промежуточную частоту, фильтрация на промежуточной частоте, далее сигнал поступает на цифровой обработчик. Цифровой сигнал после АЦП поступает на ПЛИС, в которой осуществляется дальнейшая обработка принятого сигнала: перенос на нулевую частоту, цифровая фильтрация, изменение частоты дискрети-

зации, обнаружение информационных пакетов, декодирование сигнала и выделение идентификационных признаков Функции управления и индикации выполняет смартфон, планшет или персональный компьютер, которые в своем составе имеют навигационные средства для определения координат и углового направления.

Обнаружение и декодирование принятых пакетов ведется в режиме реального времени, поэтому основная вычислительная нагрузка ложится на цифровой обработчик, ядром которого является ПЛИС Xilinx семейства Spartan. Структурная схема цифрового обработчика представлена на рисунке 3. Он использует принцип программно-определяемого радио, позволяя загружать программное обеспечение, реализующее требуемые алгоритмы обработки сигналов. На вход обработчика поступает сигнал в полосе 24 МГц, производится его перенос на нулевую частоту и фильтрация. Данные после фильтрации поступают на обнаружитель, в котором производится выделение пакетов, а также временная синхронизация. Обнаружитель может быть выполнен как по параметрической схеме с учетом некоторой заранее известной информации о сигнале (например, вид преамбулы), так и по более простой энергетической схеме, где критерием обнаружения служит превышение сигналом порога по его уровню. Значение порога может быть задано константой или определяться адаптивно в зависимости от обстановки в эфире (адаптивный порог). После осуществления необходимых подстроек: амплитудной, частотной, тактовой или временной производится декодирование информации и определение идентификационных признаков. Таким образом, выходным сигналом цифрового обработчика является сообщение, содержащее на основе декодированной информации набор сведений об обнаруженном пакете [3].

В качестве идентификационных признаков для устройств стандарта Wi-Fi выступает MAC-адрес передатчика, для устройств стандарта DECT – RFPI станции и направление передачи (восходящий или нисходящий каналы), для мобильных устройств GSM – номер временного слота и уровень сигнала.

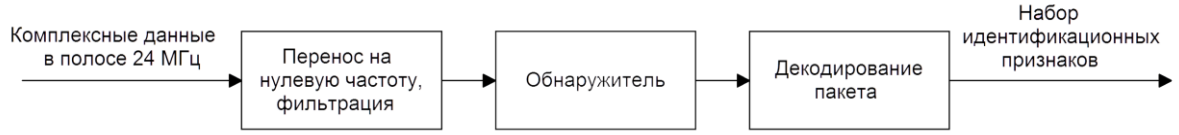



Рисунок 2. Структурная схема цифрового обработчика

**Пеленгование мобильных станций GSM**

Структурная схема цифровой обработки для обнаружения пакетов мобильных станций GSM и определения идентификационных признаков представлена на рисунке 4.

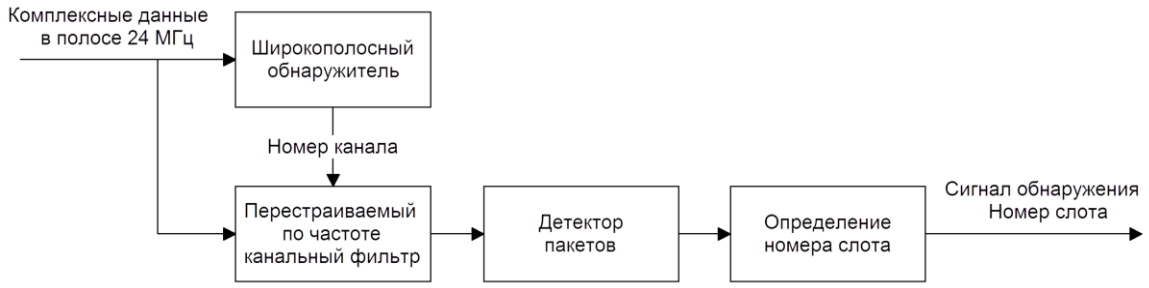



Рисунок 3. Структурная схема обработки пакетов GSM

Обнаружение пакетов от мобильных станций GSM производится в полосе 24 МГц с помощью широкополосного обнаружителя. Ядром широкополосного обнаружителя является блок, осуществляющий вычисление непрерывного быстрого преобразования Фурье (БПФ). Решение об обнаружении пакета в частотном канале номер принимается в том случае, если значение суммы отсчетов (бинов) БПФ, соответствующее частотному каналу, превысило порог. Значение порога вычисляется с учетом предыдущих реализаций БПФ. По результатам вычисления БПФ определяется уровень мощности обнаруженного пакета. Номер частотного канала, на котором в текущий момент ведется передача информации, передается на синтезатор частот. Осуществляется преобразование принятого сигнала на нулевую частоту и фильтрация с помощью канального фильтра. После фильтрации выполняется временная синхронизация по переднему фронту пакета. Затем производится демодуляция сигнала и определение номера слота по реакции согласованного фильтра на тренировочную последовательность. В том случае, если уровень отклика согласованного фильтра превышает порог, принятый пакет считается обнаруженным, на выходе цифрового обработчика появляется сообщение об обнаружении пакета с номером частотного канала, оценкой уровня сигнала и номером временного слота. По данному набору идентификационных признаков проводится накопление информации и осуществляется пеленгование источника сигнала амплитудным методом.

В программном обеспечении СМО-АНРОМЕДА, выполняющемся на смартфоне, осуществляется сканирование рабочих диапазонов и поиск мобильных станции GSM. На Рисунок 4 показаны результаты, соответствующие случаю присутствия сигнала в шестом временном слоте, при этом уровень сигнала составляет 71 дБмкВ, радиочастотный номер канала источника ARFCN равен 106. Оператор, поднимая порог обнаружения, выделил в районе поиска источник с наибольшим уровнем сигнала.

История уровней для нескольких источников, работающих в одном канале, но в разных временных слотах, показана на рисунке 6. Цвет графика соответствует номеру временного слота. Оператор, ориентируясь по графику истории уровней осуществляет амплитудное пеленгование и локализацию источника.

Рисунок 4. Обнаружение мобильного устройства GSM

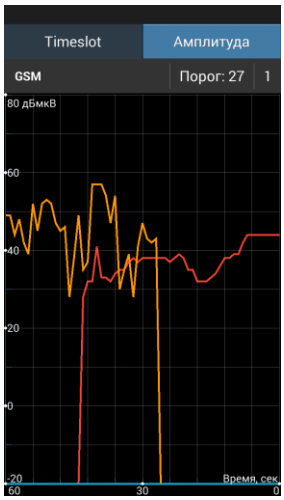



Рисунок 5. История уровней источника GSM

**Пеленгование устройств Wi-Fi**

Структурная схема цифрового обработчика для обнаружения пакетов от устройств IEEE 802.11 b и определения идентификационных признаков представлена на Рисунок 6. В этом обработчике применяется параметрический обнаружитель на ос-

нове известной преамбулы. По срабатыванию обнаружителя осуществляется частотная и тактовая подстройки. Обнаружитель преамбулы формирует сигнал временной синхронизации для всех последующих блоков обработчика. Из заголовка физического уровня определяется тип модуляции MAC-уровня, производится выбор соответствующего демодулятора. В результате декодирование сигнала на выходе обработчика появляется MAC-адрес передатчика пакета. Достоверность значения адреса проверяется с помощью расчета контрольной суммы (CRC), затем определяется тип пакета.

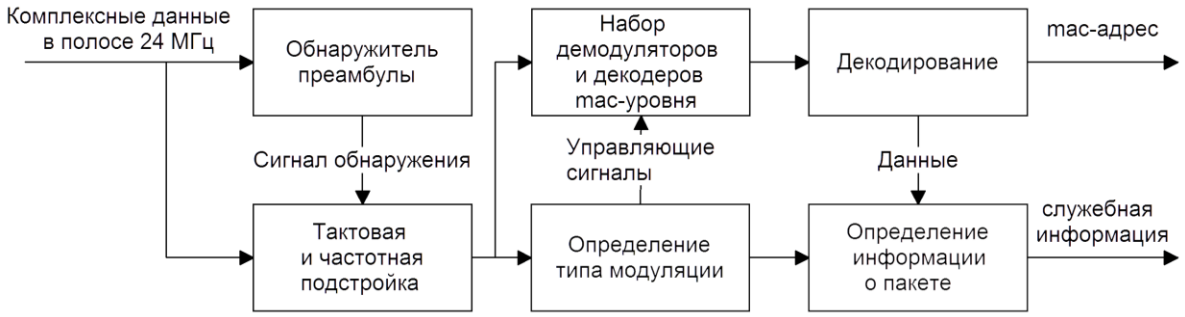



Рисунок 6. Структурная схема обработки пакетов IEEE 802.11 b

Таким образом, в случае обнаружения пакета на выходе обработчика появляется значение MAC-адреса передатчика, излучившего пакет данных; уровень принятого пакета и дополнительная служебная информация, позволяющая получить представление о типе и направлении передачи принятого пакета (от точки доступа или к точке доступа). Дополнительная служебная информация используется при построении топологии беспроводной сети Wi-Fi.

Поиск в программе СМО Андромеда ведется как по стандартным частотам Wi-Fi 2,4 и 5 ГГц, так и по произвольным частотам, задаваемым пользователем. Отображение найденных источников Wi-Fi показано на рисунке 8. Аналогично режиму GSM, присутствует возможность отображения истории уровня, пример показан на Рисунок 79.

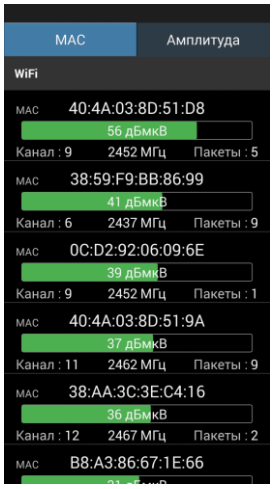



Рисунок 7. Обнаруженные источники Wi-Fi

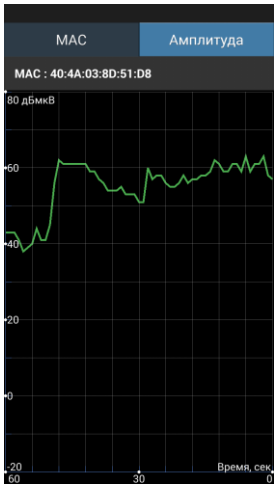



Рисунок 9. История уровня для выбранного источника

**Пеленгование устройств DECT**

На Рисунок 10 представлена структурная схема цифрового обработчика для обнаружения пакетов от устройств DECT и определения идентификационных признаков.

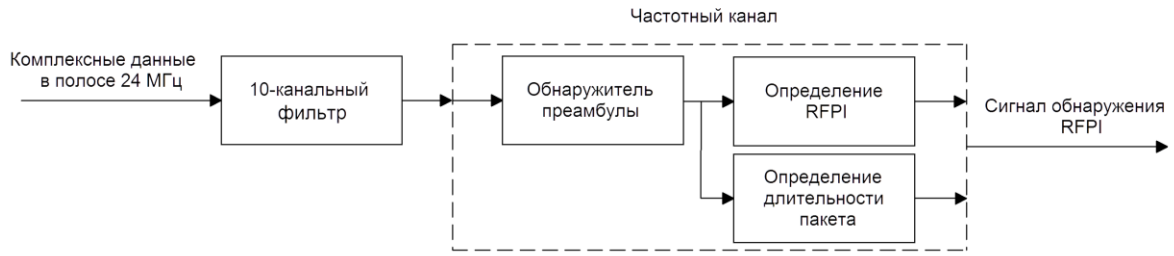



Рисунок 10. Структурная схема обработки пакетов DECT

Стандартом технологии DECT предусмотрены десять независимых частотных каналов, поэтому в ПЛИС реализована параллельная многоканальная обработка. В полосе 24 МГц производится частотное разделение каналов. В каждом частотном канале осуществляется перенос сигнала на нулевую частоту и фильтрация. После фильтрации каждый канал обрабатывается отдельно. Обнаружение сигнала производится с помощью параметрического обнаружителя преамбулы. По реакции обнаружителя производится тактовая подстройка и временная синхронизация. Производится определение RFPI станции и направление передачи сигнала (восходящий или нисходящий), определяется длительность пакета. На выходе цифрового обработчика появляются сообщения, содержащие RFPI станции, уровень сигнала и направление передачи.

Реализованный алгоритм позволяет оператору обнаруживать источники как на стандартных частотах каналов DECT, так и на указанных вручную нестандартных частотах. Результаты поиска показаны на рисунке 11. Аналогично режимам Wi-Fi и GSM предусмотрена возможность наблюдать за историей уровня сигнала для заданного значения RFPI станции. На рисунке 12 показаны результаты наблюдения за уровнем выбранной станции.

Рисунок 81. Обнаруженные источники DECT

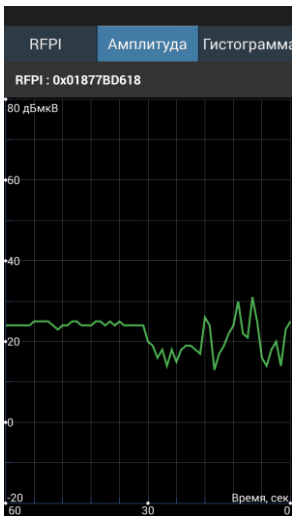



Рисунок 92. История уровня для выбранного источни

**Литература**

1. Рембовский, А.М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин; под ред. А.М. Рембовского. - 4-е изд. испр. – М: Горячая линия-Телеком, 2015. – 640 с.

2. Алексеев Д. А., Ашихмин А. В., Козьмин В. А., Поляков А. В., Сергиенко А. Р., Рембовский А. М. Стационарные, мобильные и носимые радиопеленгаторы на основе семейства цифровых приемников Аргамак // Спецтехника и связь, 2014, № 2.

3. Digital receiver for addressed direction finding of modern communication standards Spazhakin M.I., Tokarev A.B. Control and Communications (SIBCON), 2015 International Siberian Conference OMSK 21-23 May 2015 Page(s):1 - 4 Print ISBN: 978-1-4799-7102-2 DOI:10.1109/SIBCON.2015.7147223.

**Сведения об авторах**

**Козьмин Владимир Алексеевич**, 1958 г. р., окончил Воронежский государственный технический университет в 1980 г. по специальности «Радиотехника». Основные направления научных исследований: радиомониторинг и цифровая обработка сигналов. Кандидатскую диссертацию защитил в 1989 году, доцент. Директор АО ИРКОС по научной работе, г. Москва. kv@ircoc.vrn.ru

**Королев Станислав Михайлович**, 1991 г.р., окончил Воронежский государственный технический университет в 2012 г. по специальности «Радиотехника». Основные направления научных исследований: радиомониторинг и цифровая обработка сигналов. Инженер-программист АО ИРКОС, г. Москва.
E-mail: korolevsm@ircoc.vrn.ru

**Литвинов Александр Иванович,** 1963 г.р., окончил Воронежский государственный технический университет в 1985 г. по специальности «Радиотехника». Основные направления научных исследований: цифровая обработка сигналов. Ведущий инженер АО ИРКОС, г. Москва.
E-mail:litvinovai@ircoc.vrn.ru

**Радченко Денис Сергеевич,** 1993 г.р., окончил Воронежский государственный технический университет в 2015 г. по специальности «Радиотехника». Основные направления научных исследований: радиомониторинг и цифровая обработка сигналов. Инженер АО ИРКОС, г. Москва, магистрант кафедры радиотехники ВГТУ г. Воронежа.
E-mail:radchenkods@ircoc.vrn.ru.

**Спажакин Михаил Игоревич** 1992 г.р., окончил Воронежский государственный технический университет в 2014 г. по специальности «Радиотехника». Основные направления научных исследований: цифровая обработка сигналов. Инженер сектора цифровой обработки сигналов АО ИРКОС, г. Москва, аспирант кафедры радиотехники Воронежского государственного технического университета г. Воронеж.
E-mail: spazhakinmi@ircoc.vrn.ru

# РЕЗУЛЬТАТЫ НАЗЕМНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА С БИСТАТИЧЕСКОЙ РСА Р ДИАПАЗОНА, РАЗРАБОТАННОЙ ДЛЯ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА «АИСТ-2Д»

В.Б. Бакеев, А.В. Борисенков, О.В. Горячкин, Б.Г. Женгуров, Д.В. Лучин

В статье рассматривается задача получения радиолокационных изображений в бистатической радиолокационной станции с синтезированной апертурой антенны (РСА), работающей в Р диапазоне частот. Конфигурация рассматриваемой системы предполагает перемещение передающей позиции в процессе съемки и стационарное размещение приемной позиции. Синхронизация системы обеспечивается в результате организации прямого канала распространения сигнала между передатчиком и приемником. В работе получены практические алгоритмы формирования радиолокационных изображений с высоким пространственным разрешением, которые отрабатываются в реальном наземном эксперименте с аппаратурой бистатической РСА, разработанной для космического аппарата «АИСТ-2Д». В статье приводятся полученные в результате эксперимента радиолокационные изображения местности. Обсуждается информационное содержание полученных изображений, а также рассматриваются возможные практические приложения разработанной системы.

# THE RESULTS OF GROUND-BASED EXPERIMENT WITH BISTATIC P BAND SAR DEVELOPED FOR THE SPACECRAFT AIST-2D

V.B. Bakeev, A.V. Borisenkov, O.V. Goriachkin, B.G. Zengurov, D.V. Luchin

The article deals with the problem of obtaining radar images in bistatic radar with a synthetic aperture antenna (SAR) operating in the P band. Configuration of the system involves the movement of re-giving position in the process of shooting and receiving inpatient placement position. Synchronization of the system is provided as a result of the organization of direct distribution channel between transmitter and receiver. The paper presents practical algorithms formation of radar images with high spatial resolution, which are processed in real-ground experiment with bistatic SAR equipment, was developed to for the spacecraft "AIST-2D." The paper presents the results obtained in the experiment, those radar images areas. We discuss the information content of the resulting images, as well as consider possible practical applications of the developed system.

## 1. Введение

Радиолокационные комплексы дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) обеспечивают круглосуточность и всепогодность наблюдения при высоком пространственном разрешении и широкой полосе обзора с борта космических или авиационных носителей. В наши дни на орбите Земли находятся космические аппараты (КА) радиолокационного наблюдения ERS, ENVISAT, SENTINEL (Европа), RADARSAT (Канада), ALOS (Япония), TERRASAR-X TANDEM-X, SAR-Lupe (Германия), COSMO Skymed (Италия), RISAT (Индия), Метеор-М, Кондор (Россия). В ближайшем будущем планируются запуски радиолокационных КА в России, Украине, Казахстане, Испании, Малайзии и Китае. Сегодня радиолокационные КА используют X, C, S и L-диапазоны частот. Повышается интерес к использованию космических радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА) VHF или Р-диапазона для наблюдения подповерхностных, укрытых или замаскированных растительностью объектов, геологического картогра-

фирования, измерения биомассы растительности и других приложений. В ближайшие годы (срок запуска 2020г.) планируется запуск космической РСА Р-диапазона BIOMASS (Европа) [6].

Известно, что при реализации моностатических систем разработчики сталкиваются с проблемой разрушающего влияния ионосферы, ограничениями регламента радиосвязи, необходимостью развертывания в космосе крупногабаритной антенной системы и, в конечном итоге, весьма высокой стоимостью КА [1-5].

В [7-9], напротив, было показано, что развитие технологии бистатического радиолокационного наблюдения открывает возможности по созданию космической аппаратуры радиолокационного зондирования в VHF или Р-диапазонах частот, не сопряженной с вышеперечисленными трудностями. Однако, необходимость использования наземной стационарной или мобильной станции на относительно небольшом расстоянии (до 20 км) до наблюдаемого объекта, ограничивает области применения бистатической системы ДЗЗ.

Бистатический РСА (БиРЛК) малого КА «Аист-2Д» является первым в истории космического ДЗЗ радиолокационным комплексом, работающим в Р диапазоне частот. Технические решения, отработанные в рамках экспериментов с БиРЛК, могут позволить реализовать в ближайшем будущем моностатический РСА Р-диапазона на отечественном малом аппарате с тактико-техническими характеристиками, не уступающими зарубежным.

В рамках программы создания малого КА «АИСТ-2Д» предполагается отработка ключевой технологии в виде развертывания бистатического радиолокационного комплекса с синтезированной апертурой Р-диапазона (БиРЛК). Выбор Р-диапазона связан с необходимостью соответствия радиолокатора действующему в настоящее время регламенту радиосвязи.

## 2. Бортовая аппаратура БиРЛК

Бортовая аппаратура БиРЛК представляет собой многорежимный импульсный передатчик, обеспечивающий широкую гамму стабильных сигналов на несущей частоте 435 МГц, в полосе до 6 (30) МГц с возможность перестройки от 1 до 30 МГц. Типы используемых зондирующих сигналов: последовательность прямоугольных импульсов, последовательность ЛЧМ-импульсов, последовательность фазоманипулированных сигналов, кодируемых М-последовательностью [9].

Бортовая передающая антенна представляет собой антенну Уда-Яги, поляризация – линейная, коэффициент усиления 5 дБ. Наземная стационарная аппаратура представляет собой двухканальный малошумящий приемник прямого усиления (до 110 дБ) с цифровой регистрацией 16-разрядных квадратурных компонент на частоте до 200МГц и последующей цифровой обработкой сигналов.

Структурная схема бортового радиопередающего устройства (БРПУ) представлена на рис.1. В состав БРПУ входят модули коммутатора питания, источника питания, синтезатора/возбудителя, усилителя мощности (УМ), фильтрации, ВЧ-коммутации, компоненты мониторинга состояния модулей. Одна из важных особенностей построения БРПУ – высокие требования к надежности его функционирования в условиях космического пространства на орбитах высотой порядка 500 км.

Наличие достаточного рабочего объема, выделенного для БРПУ в общем объеме аппаратуры КА, позволило создать передатчик с двумя независимыми каналами, обеспечив тем самым практически стопроцентное резервирование всех узлов. Как видно из рис. 1., оба канала БРПУ полностью изолированы друг от друга и управляются бортовой системой КА по индивидуальным шинам последовательной передачи данных. Единственными не резервируемыми устройствами БРПУ являются ВЧ-коммутатор и антенно-фидерное устройство (АФУ).

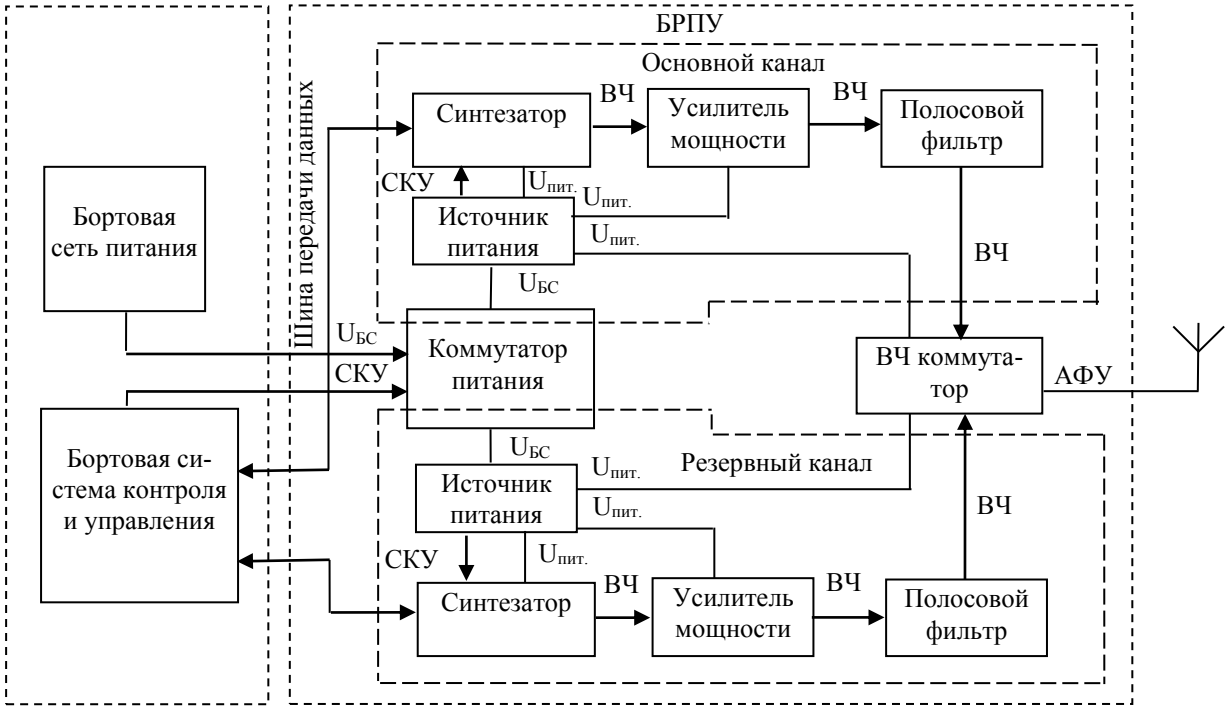



**Рис. 1.** Структурная схема БРПУ

Наиболее сложными в части схемотехнического и конструктивного проектирования оказались модули полосового фильтра, УМ и отчасти ВЧ-коммутатора. Эти же узлы определяют эффективность БРПУ в условиях имеющихся ограничений по энергопотреблению и выполнению требований по ЭМС в части внеполосных и побочных излучений. Технические характеристики передатчика представлены в таблице 1. На рис.2. показана фотография БРПУ на этапе сборки.

Каждый из модулей БРПУ кроме массогабаритных ограничений должен удовлетворять целому ряду специфических технических требований. Например, модуль источника питания должен соответствовать примерно 20 требованиям, модуль УМ– 25. Столько же требований предъявляется и к другим модулям БРПУ. Следует сказать, что высокие требования надежности

*Таблица 1. Технические характеристики передатчика*

| Техническая характеристика | Значение |
|---|---|
| Импульсная выходная мощность, не менее, Вт | 200 |
| Средняя выходная мощность, не менее, Вт | 20 |
| Центральная частота рабочей полосы, МГц | 435 |
| Ширина рабочей полосы частот, МГц | 30 |
| Неравномерность АЧХ в рабочей полосе частот, не более, дБ | ±1 |

| | |
|---|---|
| Виды излучения | ЛЧМ, фазовая манипуляция кодируемая *М*- последовательностью, последовательность монохроматических импульсов |
| Коэффициент полезного действия, не менее, % | 50 |
| Волновое сопротивление ВЧ-тракта, Ом | 50 |
| КСВН на входе в рабочей полосе частот, не более | 1,1 |
| Максимально допустимый КСВН нагрузки выходного УМ, не более | 10 |

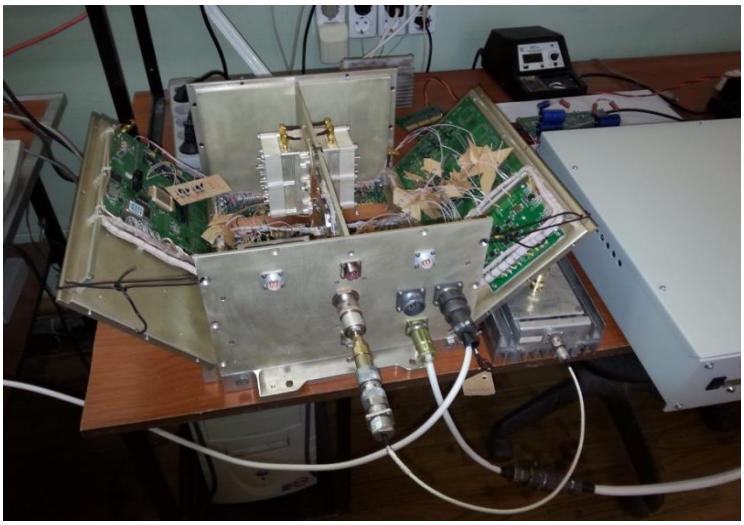


**Рис.2.** Внешний вид БРПУ на сборочном участке

накладывают дополнительные ограничения как на схемотехнические решения построения модулей БРПУ, так и на применяемую элементную базу.

### 3. Наземный эксперимент с бистатическим радиолокационным комплексом

Задача наземного эксперимента по отработке бистатического радиолокационного комплекса (БиРЛК) малого космического аппарата (МКА) «Аист-2Д» (запущенного в апреле 2016г.) - проверка программного обеспечения и иллюстрация информационных возможностей системы. Для проведения эксперимента использовался комплект бортовой аппаратуры (БА) БиРЛК №2, комплекс проверочной аппаратуры БА БиРЛК, штатный комплект наземной аппаратуры БиРЛК с разработанным для наземного эксперимента программно-алгоритмическим комплексом.

В работе рассматриваются особенности реализации алгоритмов формирования радиолокационных изображений в условиях наземного эксперимента. В отличие от режима штатной работы БиРЛК, в наземном эксперименте, расстояния между передатчиком, приемниками и целями значительно меньше, поэтому отношение сигнал-шум в прямом и отраженном каналах существенно превышают штатные значения. В частности возникает ситуация, когда зондирующие импульсы передатчика могут быть легко

выделены на фоне шумов и отраженных сигналов простой процедурой фиксации превышения порога, что обеспечивает необходимую синхронизацию. Т.о. последовательность этапов формирования радиолокационного изображения (РЛИ) можно представить в виде следующих шагов:

1) Синхронное детектирование и полосовая фильтрация записанных АЦП сигналов отраженного и прямого каналов БиРСА;

2) Сжатие сигнала по наклонной дальности путем проведения цифровой согласованной фильтрации ЛЧМ импульсов в сигналах отраженного и прямого каналов БиРСА;

3) Синхронизация прямого и отраженного каналов, путем формирования файла индексов отсчетов сжатых зондирующих импульсов;

4) Формирование файлов двумерных радиоголограмм по сигналам отраженного и прямого каналов (рисунок 3);

5) Формирование РЛИ с использованием корреляционного алгоритма.

Особенности процедуры синтеза апертуры в режиме бистатической РСА хорошо известны [10-15]. В данной работе использовался классический корреляционный алгоритм с компенсацией миграции отсчетов во временной области. Процедура получения РЛИ может быть описана следующим выражением

$$\hat{\dot{\xi}}(x,y)=\left|\int_{t_1}^{t_2} G_{\Sigma}(t,x,y)\dot{s}_1^{*}(t-\tau_2(t,x,y)+\tau_1(t))\dot{s}_2(t)e^{-j\omega_0\tau_2(t,x,y)}dt\right| \qquad (1)$$

где: $\hat{\dot{\xi}}(x,y)$ - коэффициент обратного рассеяния (радиолокационное изображение); $\dot{s}_2(t)$ - сигнал, зарегистрированный в «отраженном» канале после предварительной цифровой обработки; $\dot{s}_1(t)$ - сигнал, зарегистрированный в «прямом» канале после предварительной цифровой обработки (сигнал представляет собой последовательность зондирующих импульсов после предварительной согласованной фильтрации на «нулевой» несущей); $\tau_2(t,x,y)$ - временная задержка сигнала в процессе его переотражения от точечной цели на поверхности Земли с координатами $(x,y)$; $\tau_1(t)$ - временное смещение, вызванное нестабильностью передатчика, оцениваемое в процессе синхронизации; $G_{\Sigma}(t,x,y)$ - весовая функция, соответствующая движению в пространстве диаграммы направленности (ДН) антенны передающей части и стационарной ДН антенны приемной части БиРЛК.

Для работы БиРЛК необходимо, чтобы передающая позиция перемещалась в пространстве. В данном случае для организации процесса перемещения использовался автомобиль, двигающийся по мосту (высота моста примерно 20м). На рисунке 4 показана приемная позиция и на рисунке 5 антенна отраженного канала, находящаяся на высоте 6м.

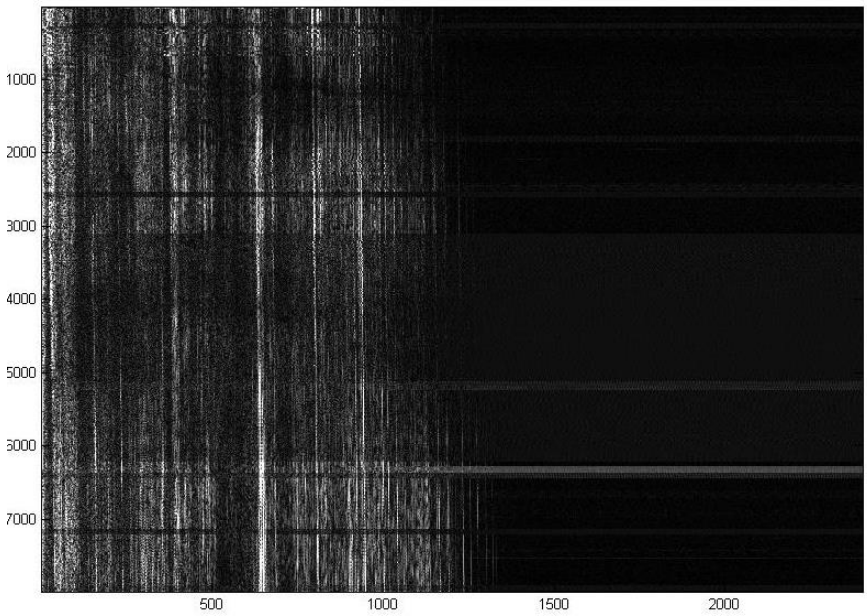



**Рис. 3.** Пример радиоголограммы, полученной по отраженному сигналу, по оси ординат – номера зондирующих импульсов, по оси абсцисс – отсчеты сигнала, яркость - амплитуда сигнала

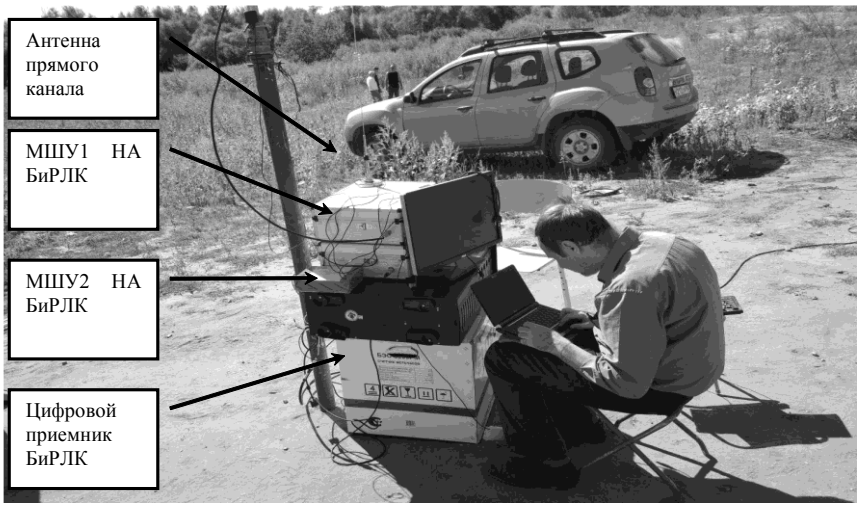



**Рис. 4.** Приемная позиция, развернутая в полевых условиях

**Рис. 5.** Передающая позиция, двигающаяся в процессе излучения по автомобильному мосту через реку Сок (см. географию эксперимента на рисунке 7)

**Рис. 6.** Антенна отраженного канала на стационарной приемной позиции

На рисунке 8 показано радиолокационное изображение местности (4×8 км), полученное в процессе эксперимента и совмещенное с оптическим изображением из сервиса Google maps.

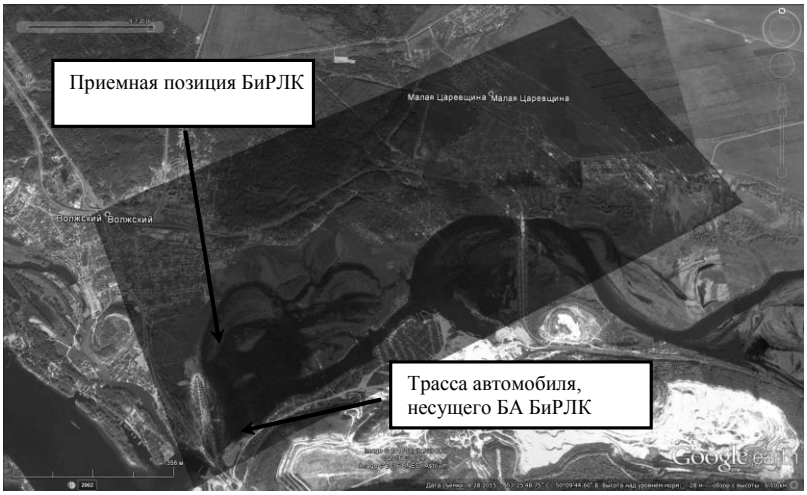



**Рис. 7.** География эксперимента

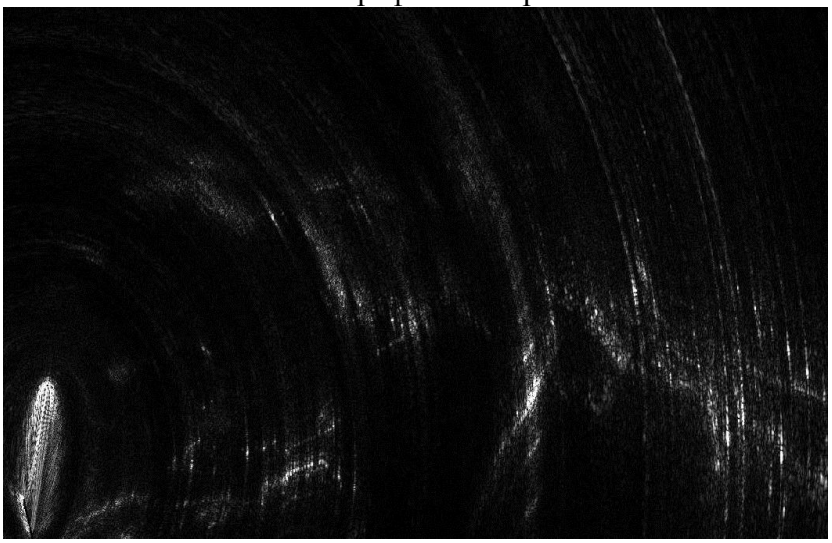


**Рис. 8.** Радиолокационное изображение (РЛИ) местности, полоса частот 30МГц, режим излучения ЛЧМ импульсов, шаг пикселей 5×5м, маршрут №4, время синтеза 30с.

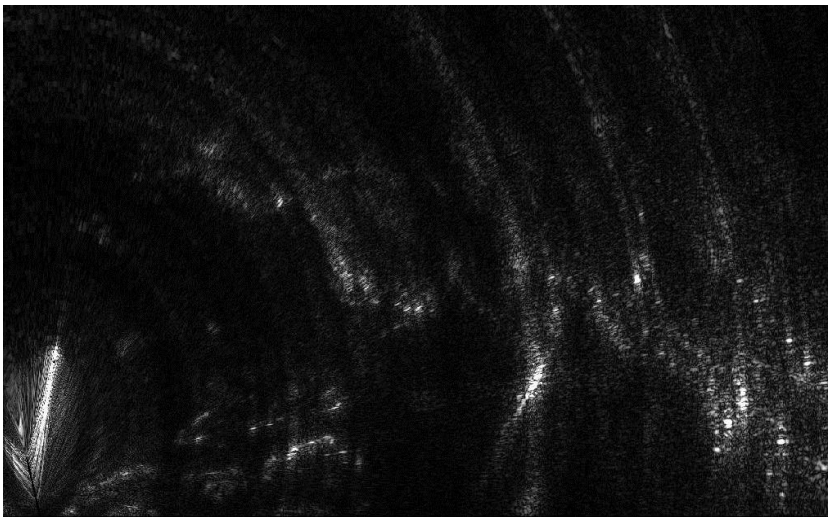


**Рис.9.** Радиолокационное изображение (РЛИ) местности, полоса частот 5МГц, режим излучения ЛЧМ импульсов, шаг пикселей 5×5м, маршрут №2, время синтеза 30с.

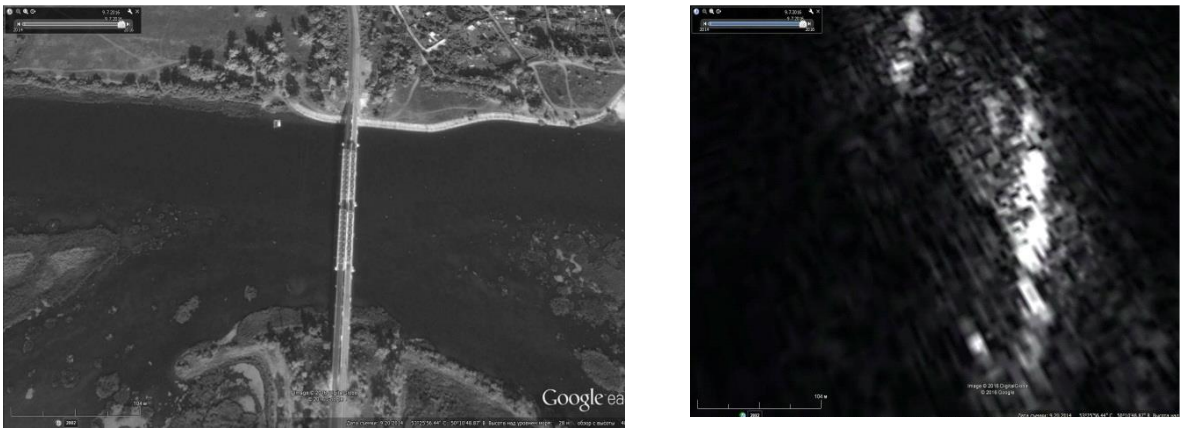


**Рис. 10.** РЛИ железнодорожного моста (справа), оптическое (слева), полоса частот 30МГц, режим излучения ЛЧМ импульсов, шаг пикселей 5×5м.

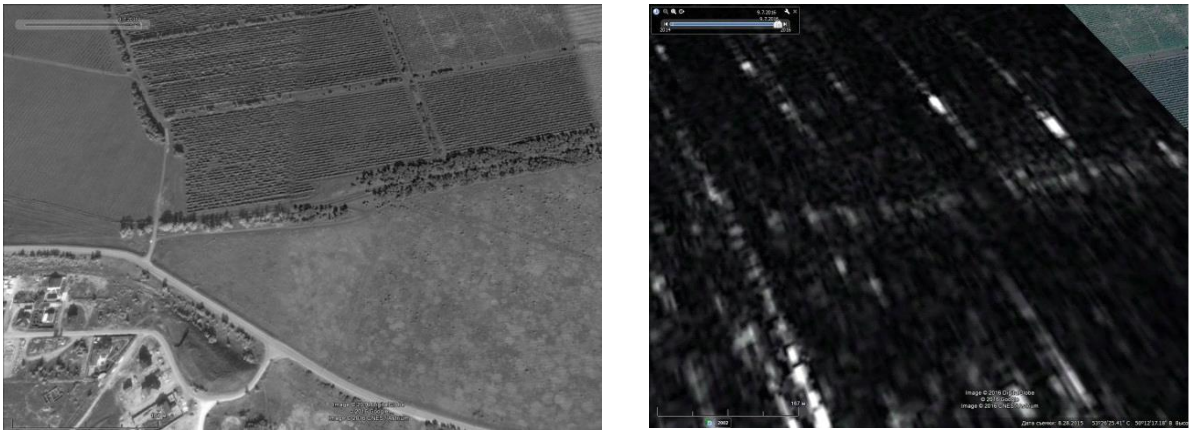


**Рис. 11.** РЛИ лесной посадки (справа), оптическое (слева), полоса частот 30МГц, режим излучения ЛЧМ импульсов, шаг пикселей 5×5м.

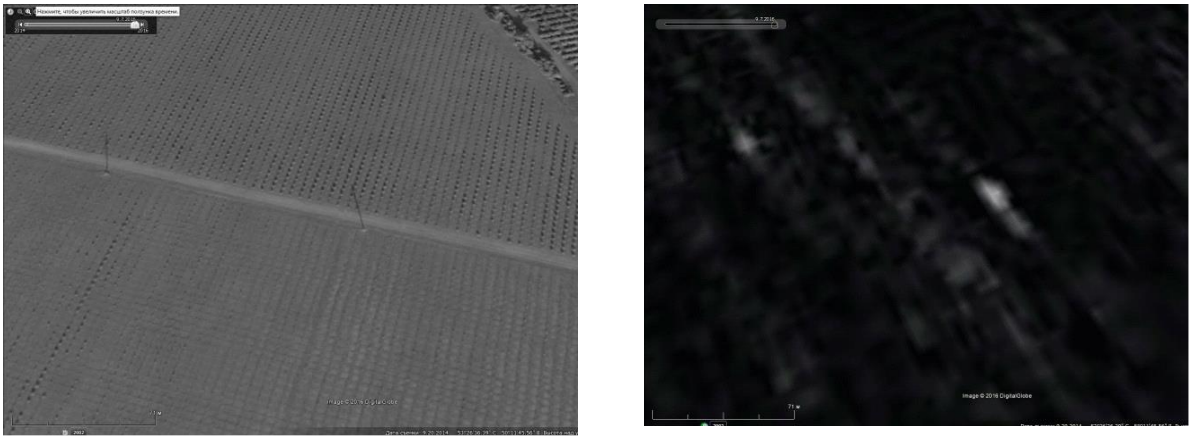


**Рис. 12.** РЛИ ЛЭП (справа), оптическое (слева), полоса частот 30МГц, режим излучения ЛЧМ импульсов, шаг пикселей 5х5м.

## 4. Результаты и выводы

На рисунках 6,7 показаны РЛИ местности, полученные в процессе наземного эксперимента в режиме излучения ЛЧМ импульсов, шаг пикселей 5×5м, время синтеза апертуры 30с. На рисунке 6 использовалась полоса частот 30МГц, что соответствует пространственному разрешению 5м, на рисунке 7 используемая полоса частот - 5МГц, что соответствует пространственному разрешению 30м по наклонной дальности и 5 метров по азимуту.

На рисунках 10-12 показаны фрагменты радиолокационного изображения и соответствующие им фрагменты оптических изображений из сервиса Google maps. В процессе эксперимента местность наблюдалась под сверхмалыми углами места (не более 5-7°), поэтому на радиолокационных изображениях видны в основном высокие объекты: мачты, столбы ЛЭП, высокие здания, одиночные высокие деревья, лесопосадки и т.п. По результатам проведенного эксперимента можно сделать вывод, о том, что комплекс бортовой и наземной аппаратуры, программно-алгоритмического обеспечения БиРЛК МКА «АИСТ-2Д» обеспечивает получение радиолокационных изображений в соответствии с ожидаемыми характеристиками в части пространственного разрешения. Подобные системы могут быть использованы не только в технологиях ДЗЗ, но и в наземном исполнении применяться для круглосуточного контроля территории, геосъемки, прибрежного и речного судоходства и т.п.

**Литература**


1. Ishimaru A., Kuga Y., Liu J. et al. Ionospheric effects on synthetic aperture radar at 100 MHz to 2 GHz //Radio Science (USA). – 1999. – Vol. 34. – №1. – P.257–268.
2. Goriachkin O.V., Klovsky D.D. The some problems of realization spaceborne SAR's in P,UHF,VHF bands // Proceedings IEEE 1999 International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Hamburg, Germany, July 1999, vol.2, 1271-1273pp.
3. Горячкин О.В. Влияние атмосферы Земли на деградацию характеристик изображений космических радиолокационных станций с синтезированной апертурой // Компьютерная оптика. – 2002. – Вып.24. – С.177-183.
4. Горячкин О.В. Методы слепой обработки сигналов и их приложения в системах радиотехники и связи. – М.: Радио и связь, 2003. – 230с.
5. Goriachkin O.V. Azimuth Resolution of Spaceborne P,VHF-Band SAR // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters. – 2004. – Vol.1. – №4. – P.251–254.
6. Ramongassie S., Valle P., Orlando G. et al. P-band SAR instrument for BIOMASS// EUSAR. – 2014 – P.1156 –1159.
7. Горячкин О.В. Пути развития радиолокационных космических систем дистанционного зондирования Земли // Вестник СГАУ. – 2010. – №2. – С.92–104.
8. Borisenkov A.V., Goriachkin O.V., Dmitrenok V.I. et al. Bistatic P-band SAR for spacecraft AIST-2 // Procedia Engineering. – 2015. – Vol. 104. – P.1–162.
9. Горячкин О.В., Женгуров Б.Г., Бакеев В.Б., Барабошин А.Ю., Невский А.В., Скоробогатов Е.Г. Бистатический радиолокатор с синтезированной апертурой P-диапазона для МКА «АИСТ-2» // Электросвязь. 2015. № 8. С. 34-39.
10. Mikhail Cherniakov. Bistatic Radar: Principles and Practice. Wiley, Hoboken, 2007 .
11. I. Walterscheid, J. H. G. Ender, A. R. Brenner and O. Loffeld, "Bistatic SAR Processing and Experiments," in IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 44, no. 10, pp. 2710-2717, Oct. 2006. doi: 10.1109/TGRS.2006.881848
12. Tao Zeng, Mikhail Cherniakov, and Teng Long. Generalized Approach to Resolution Analysis in BSAR. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 41(2):461-474.
13. M. Rodriguez-Cassola, S.V. Baumgartner, G. Krieger, and A. Moreira. Bistatic TerraSAR-X/F-SAR Spaceborne-Airborne SAR Experiment: Description, Data Processing, and Results. IEEE Trans. Geosci. Remote Sens., 48(2):781-794.
14. R. Wang, O. Loffeld, H. Nies, and J. Ender. Focusing Spaceborne/Airborne Hybrid Bistatic SAR Data Using Wavenumber-Domain Algorithm. IEEE Trans. Geosci. Remote Sens., 47(7):2275-2283.

15. Shi Jun, Xiaoling Zhang, and Jianyu Yang. Principle and Methods on Bistatic SAR Signal Processing via Time Correlation. IEEE Trans. Geosci. Remote Sens., 46(10):3163-3178.

**Сведения об авторах**

**Бакеев Владимир Борисович**, закончил КуАИ, к.т.н. (2009 г.), зам. директора НТЦ № 26 РССН СО НИИР. Область научных интересов: радиотехнические системы различного назначения.
E-mail: info@soniir.ru

**Борисенков Алексей Владимирович**, закончил ПГУТИ в 1999 г., к.т.н. (2003г.), доцент кафедры теоретических основ радиотехники и связи (ТОРС) Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ). Область научных интересов: цифровая обработка сигналов в системах связи, алгоритмы обработки сигналов в пространственно-временных каналах связи.
E-mail: tors@psati.ru

**Горячкин Олег Валериевич**, закончил КуАИ в 1988г., СГУ в 1993 г., д.т.н. (2004 г.), заведующий кафедрой теоретических основ радиотехники и связи (ТОРС) Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ), научный руководитель Центра радиолокационного дистанционного зондирования Земли. Область научных интересов: цифровая обработка сигналов в системах радиотехники и связи, радиофизические методы дистанционного зондирования Земли, радиолокация с синтезированием апертуры антенны, слепая идентификация систем, прикладная статистика.
E-mail: oleg.goryachkin@gmail.com

**Женгуров Борис Глебович**, закончил СГАУ в 2012 г., к.т.н. (2016 г.), вед. инж. ОАО «РКЦ «Прогресс»». Область научных интересов: цифровая обработка сигналов в системах связи, алгоритмы формирования изображений в МПРСА.
E-mail: loir47@rambler.ru

**Лучин Дмитрий Вячеславович**, закончил СГАУ, к.т.н., директор филиала СО НИИР. Область научных интересов: радиотехнические системы различного назначения и их элементы.
E-mail: info@soniir.ru

# ВЫЧИСЛЕНИЕ МНОЖИТЕЛЯ ОСЛАБЛЕНИЯ НАД ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ С НЕОДНОРОДНЫМИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ СВОЙСТВАМИ МЕТОДОМ ПАРАБОЛИЧЕСКОГО УРАВНЕНИЯ

Ахияров В.В., Мудрик Д.С., Осеков С.С.

В работе рассмотрена задача вычисления множителя ослабления методом параболического уравнения с учетом комплексной диэлектрической проницаемости подстилающей поверхности. Выполнено сравнение полученных результатов с расчетами по дифракционной формуле В.А. Фока для земли с однородными электрическими свойствами. Приведены кривые дифракционного ослабления для смешанных радиотрасс «суша-море» и «море-суша».

# THE ATTENUATION FACTOR CALCULATION ABOVE THE EARTH'S SURFACE WITH NON-UNIFORM ELECTRICAL PROPERTIES USING PARABOLIC EQUATION TECHNIQUE

Akhiyarov V.V., Mudrik D.S., Osekov S.S.

In this article the problem of the attenuation factor calculation with considering of the Earth surface complex permittivity using parabolic equation technique is considered. The results are compared with calculations based on V.A. Fock's diffraction formula for the uniform electrical property of the underlying surface. The calculation results for mixed radio paths «land-sea» and «sea-land», obtained by a parabolic equation are produced.

Известно, что основным фактором, влияющим на распространение длинных и средних волн вблизи земной поверхности, является ее кривизна и комплексная диэлектрическая проницаемость. Поэтому дифракционное ослабление радиоволн, распространяющихся за пределы радиогоризонта, будет различным для сухопутных и морских трасс. Чаще всего задача вычисления множителя ослабления рассматривается в предположении, что земная поверхность является гладкой, сферической и однородной по своим электрическим свойствам, а строение тропосферы описывается линейной моделью [1]. В такой постановке рассматриваемая задача сводится к суммированию ряда в дифракционной формуле В.А.Фока [2], результаты расчетов множителя ослабления приведены в [3, 4]. Для гладкой земной поверхности, неоднородной по своим электрическим свойствам, используется формула Е.Л. Фейнберга [5]. Методика аналитического расчета множителя ослабления для трассы, состоящей из двух участков с различными электрическими свойствами, представлена в [6, 7].

Однако, задача о распространении радиоволн в реальных условиях существенно сложнее простейших модельных представлений, которые используются в расчетах по формулам В.А. Фока и Е.Л. Фейнберга. Земная поверхность может быть покрыта лесом, а морская – льдом, при этом величина поверхностного импеданса будет существенно отличаться от соответствующего значения для однородной земной, либо морской поверхности [8]. Если дополнить эту картину рельефом, то станет ясно, что теория вопроса о распространении радиоволн вблизи поверхности земли не может быть единой для всех случаев.

В [9, 10, 11] изложен алгоритм расчета множителя ослабления методом параболического уравнения (ПУ), который учитывает геометрию рельефа на трассе распространения радиоволн и вертикальную стратификацию атмосферы. Амплитуда поля вблизи земной поверхности $u(x, z)$ определяется в результате решения ПУ:

$$\left\{\frac{\partial^2}{\partial z^2}+2jk_0\frac{\partial}{\partial x}+k_0^2\left(n(z)^2-1\right)\right\}u(x,z)=0, \qquad (1)$$

где $x$ и $z$ – продольная (в направлении распространения радиоволн) и поперечная координаты, $k_0=2\pi/\lambda$ - волновое число в свободном пространстве, $n(z)$ - высотный профиль показателя преломления атмосферы. Алгоритм численного решения ПУ сводится к вычислению преобразования Фурье на каждом шаге по дальности, умножению на передаточную функцию слоя пространства и обратному преобразованию Фурье:

$$u(x+\Delta x,z)=\mathrm{e}^{j\frac{k}{2}\left(n(z)^2-1\right)\Delta x}F^{-1}\left[F\left[u(x,z)\right]\mathrm{e}^{-j\frac{p^2\Delta x}{2k}}\right], \qquad (2)$$

где $F[...]$ и $F^{-1}[...]$ - прямое и обратное преобразование Фурье по поперечной координате, спектральная переменная $p=k\sin\theta$ соответствует волне, распространяющейся под углом θ к горизонтали; экспоненциальный сомножитель позволяет учесть дополнительный фазовый набег, обусловленный рефракцией радиоволн. Использование алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ) при вычислении $F[...]$ и $F^{-1}[...]$ обеспечивает высокую вычислительную эффективность алгоритма (2).

В качестве примера на рис.1 представлены результаты расчетов множителя ослабления, полученные с использованием алгоритма (2) при длине волны $\lambda=1$ м и высоте источника $h_1=30$ м. На рис.2 приведены результаты расчетов множителя ослабления в тропосферном волноводе ($\lambda=3{,}33$ см и $h_1=23{,}27$ м), которые полностью соответствуют аналитическому решению данной задачи [2]. Электрические свойства подстилающей поверхности не учитывались и для УКВ-диапазона это вполне оправданно: при скользящем падении радиоволн на границу раздела земля-атмосфера коэффициент отражения $R\approx-1$ вне зависимости от поляризации излучения. Поэтому результаты, представленные на рис.1, 2 были получены в предположении того, что на границе раздела выполняется краевое условие Дирихле. В [12, 13] приведены результаты решения скалярных задач излучения и дифракции с граничным условием Дирихле на рассеивающей поверхности.

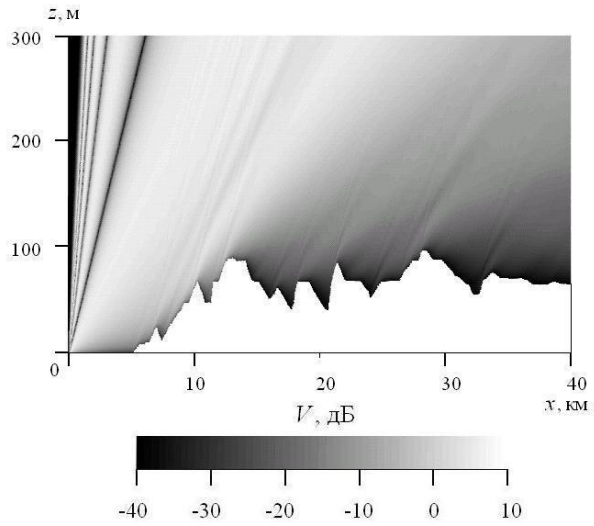



Рис.1. Множитель ослабления над земной

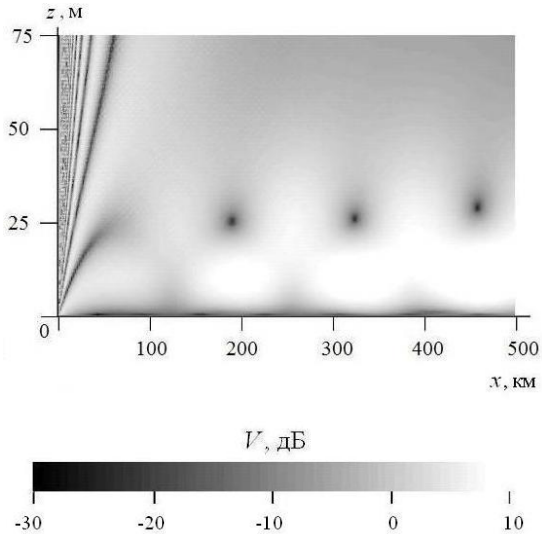



Рис.2. Множитель ослабления в

поверхностью тропосферном волноводе

Однако, при увеличении длины волны (КВ-диапазон и более длинные волны) импеданс подстилающей поверхности становится фактором, существенно влияющим на напряженность поля «земной» волны в месте приема. Поэтому в этом случае необходимо найти решение ПУ (1) с граничным условием на поверхности раздела «земная поверхность-атмосфера»:

$$\left\{\frac{\partial}{\partial x}+\alpha(x)\right\}u(x,z)\Big|_{z=f(x)}=0, \tag{3}$$

где функция $f(x)$ определяет профиль земной поверхности (в данной работе влияние рельефа сухопутных трасс на напряженность поля не учитывается, поэтому $f(x)\equiv 0$). Параметр $a(x)$ зависит от поляризации излучения:

- вертикальная поляризация:

$$\alpha(x)=\frac{jk_0\sqrt{\tilde{\varepsilon}(x)-1}}{\tilde{\varepsilon}(x)}, \tag{4.а}$$

- горизонтальная поляризация:

$$\alpha(x)=jk_0\sqrt{\tilde{\varepsilon}(x)-1}. \tag{4.б}$$

Комплексная диэлектрическая проницаемость $\tilde{\varepsilon}(x)$ в (4.а, б) является функцией горизонтального расстояния, что позволяет рассматривать смешанные кусочно-однородные трассы.

В отличие от вычислительного алгоритма (2), основанного на вычислении прямого и обратного БПФ, для решения ПУ (1) с граничными условиями (4.а, б) используется так называемое комбинированное преобразование Фурье (mixed Fourier transform). При этом основная идея алгоритма остается прежней:

- вычисление комбинированного преобразования Фурье от известного начального распределения поля;
- расчет поля на следующем шаге по дальности в спектральной области;
- обратное комбинированное преобразование Фурье дает искомое распределение поля.

Преобразование Фурье от начального распределения поля вычисляется следующим образом [14, 15]:

$$U(x,0)=A\sum_{m=0}^{N}r^m u(x,m\Delta z), \tag{5.а}$$

$$U(x,lp)=\sum_{m=0}^{N}\left[\alpha(x)\sin\left(\frac{\pi dm}{N}\right)-\frac{1}{\Delta z}\sin\left(\frac{\pi l}{N}\right)\cos\left(\frac{\pi dm}{N}\right)\right]u(x,m\Delta x), \tag{5.б}$$

$$U(x,Np)=A\sum_{m=0}^{N}(-r)^{N-m}u(x,m\Delta z), \tag{5.в}$$

где $p=\pi/(L\Delta z)$, $N$ – число узлов сетки по вертикали, $l=1,\ldots,N-1$,

$$A=\frac{2(1-r^2)}{(1+r^2)(1-r^{2N})},$$

$$r=\begin{cases}\sqrt{1+(\alpha\Delta z)^2}-\alpha\Delta z & \textit{при вертикальной поляризации}\\ -\sqrt{1+(\alpha\Delta z)^2}-\alpha\Delta z & \textit{при горизонтальной поляризации.}\end{cases}$$

Суммы в (5.а…в) являются взвешенными: при $m=0$ и $m=N$ слагаемые необходимо умножить на $1/2$. Также отметим, что значения $r$ и $-1/r$ являются корнями квадратного уравнения:

$$r^2+2r\alpha(x)\Delta z-1=0.$$

Преобразование Фурье на следующем шаге по дальности:

$$U(x+\Delta x,0)=\exp\left[\frac{i\Delta x}{2k_0}\left(\frac{\log(r)}{\Delta z}\right)^2\right]U(z,0), \tag{6.а}$$

$$U(x+\Delta x,0)=\exp\left\{i\Delta x\left[\sqrt{k_0^2-(lp)^2}-k_0\right]\right\}U(z,lp), \tag{6.б}$$

$$U(x+\Delta x,Np)=\exp\left[\frac{i\Delta x}{2k_0}\left(\frac{\log(-r)}{\Delta z}\right)^2\right]U(z,Np), \tag{6.в}$$

Искомое распределение поля:

$$u(x+\Delta x,m\Delta z)=\frac{2}{N}\sum_{l=0}^{N}\left[U(z+\Delta z,lp)\frac{\alpha(x)\sin\left(\frac{\pi lm}{N}\right)-\frac{1}{\Delta z}\sin\left(\frac{\pi l}{N}\right)\cos\left(\frac{\pi lm}{N}\right)}{\alpha(x)^2+\frac{1}{\Delta z^2}\sin\left(\frac{\pi l}{N}\right)^2}\right]+ \tag{7}$$

$$+U(x+\Delta x,0)r^m+U(x+\Delta x,Np)(-r)^{N-m}.$$

Использование вычислительного алгоритма (5.а...7) позволяет решить задачу прогноза напряженности поля методом ПУ с учетом поверхностного импеданса земной поверхности. Однако необходимо отметить, что вычислительная эффективность данного алгоритма оказывается существенно ниже по сравнению с (2), поскольку учет импеданса на каждом шаге численного решения не позволяет использовать алгоритмы прямого и обратного БПФ. Учет кривизны земной поверхности и высотного профиля показателя преломления выполнен по методике, изложенной в [10], в данной работе расчеты выполнялись для стандартной модели атмосферы.

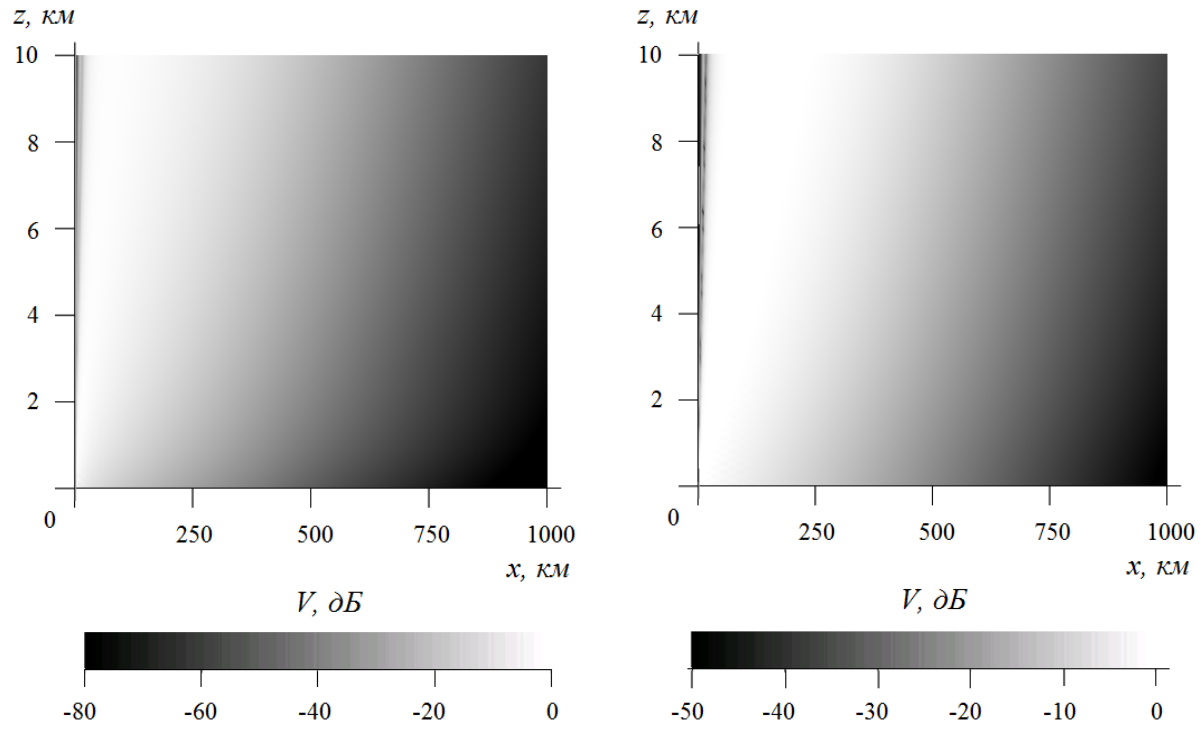
Источником излучения является отрезок линейного тока, расположенный вертикально в начале координат, подавление искусственных отражений от верхней границы

расчетной области осуществляется с использованием весового окна Хэмминга. Амплитуда поля (7) связана с множителем ослабления следующим образом:

$$V(x,z)=\left|\theta_{\max}u(x,z)\sqrt{\frac{x}{2\lambda}}\right|, \tag{8}$$

где $\theta_{max}$ – граница малоуглового приближения при решении ПУ. Значение $\theta_{max}$ используется для определения шагов сетки $\Delta x$ и $\Delta z$ по продольной и поперечной координате.

На рис.3.а, б представлены результаты расчетов множителя ослабления над сферической земной поверхностью с параметрами $\varepsilon=4$, $\sigma=0{,}1\,См/м$ (суша) и $\varepsilon=80$, $\sigma=4\,См/м$ (море). Исходные данные для расчетов: длина волны $\lambda=150\,м$, высота передающей антенны - $h_1=100\,м$. При выбранной длине волны и электрических параметрах земли можно считать, что как сухопутная, так и морская поверхность являются хорошо проводящими. Однако, как это следует из результатов, представленных на рис.3, большая электропроводность морской поверхности приводит к меньшему дифракционному ослаблению, которое обусловлено кривизной земли.




а) б)

Рис.3. Множитель ослабления над сушей (а) и морем (б)

На рис.4 приведены результаты расчетов множителя ослабления над сушей и морем при тех же исходных данных и высоте точки наблюдения $h_2=500\,м$. Для сравнения на том же рисунке показаны кривые, полученные по дифракционной формуле В.А. Фока для эквивалентного радиуса земли $a_э=8\,500\,км$. Результаты численного решения ПУ (сплошные кривые) демонстрируют интересную особенность, связанную с осцилляциями множителя ослабления на начальном участке радиотрассы. Скорее всего, такой результат вызван интерференцией поверхностной и пространственной

волн, которые возбуждаются вблизи источника. Для сухопутной трассы осцилляции заканчиваются на расстоянии ~30 км от источника, а над морем они наблюдаются до 80…100 км. Однако необходимо отметить, что на больших расстояниях от источника поверхностная волна не влияет на напряженность поля и дифракционное ослабление определяется полем «земной» волны в полном соответствии с теорией В.А. Фока.

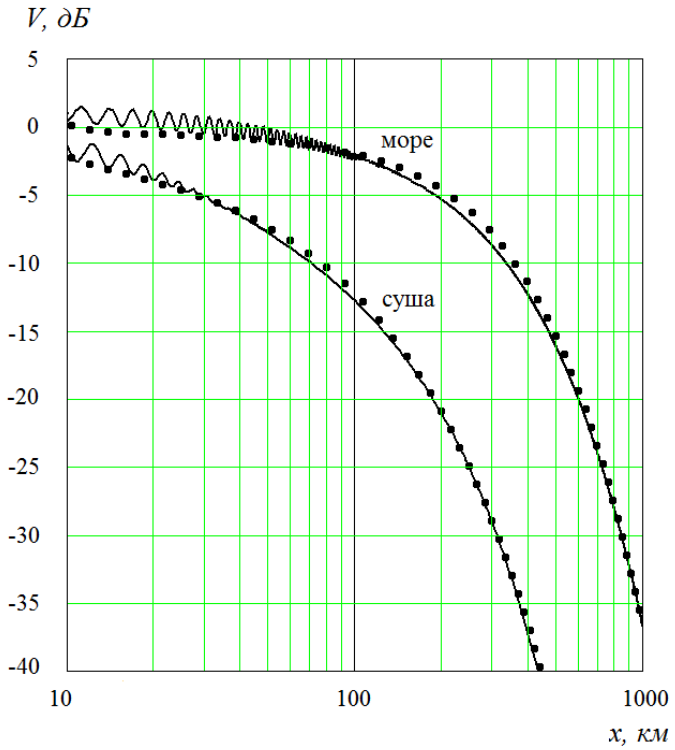



Рис.4. Дистанционные зависимости множителя ослабления.
Сплошные кривые – решение ПУ, точки – расчеты по формуле В.А.Фока.

На рис.5.а, б представлены результаты расчетов множителя ослабления для смешанных трасс «суша-море» и «море-суша» (граница между трассами с однородными электрическими свойствами показана стрелкой). Исходные данные выбраны теми же, что и в предыдущем случае ($\lambda = 150\ м$, $h_1 = 100\ м$), отсутствие результатов вблизи источника (темная треугольная область) определяется малоугловым приближением, которое используется при решении ПУ. Также на рисунках можно заметить интерференционную структуру поля вблизи антенны, которая показывает пространственное распределение осцилляций, представленных на рис.4.

На рис.6 приведены дистанционные зависимости множителя ослабления, полученные при высоте точке наблюдения $h_2 = 100\ м$. Видно, что на трассе «суша-море» множитель ослабления над морем увеличивается по сравнению со случаем распространения над однородной трассой (сушей), при этом для двух рассмотренных типов радиотрасс («суша-море» и «море-суша») первый участок трассы оказывает влияние на величину множителя ослабления над вторым участком. По сравнению с результатами, представленными на рис.4, осцилляции множителя ослабления увеличились, что объясняется уменьшением высоты точки наблюдения.

В заключение необходимо отметить, что в отличие от аналитических методов расчета напряженности поля над кусочно-однородными трассами, рассмотренный в работе метод, основанный на численном решении ПУ, позволяет учесть влияние рельефа на напряженность поля аналогично тому, как это было сделано в [10, 11].

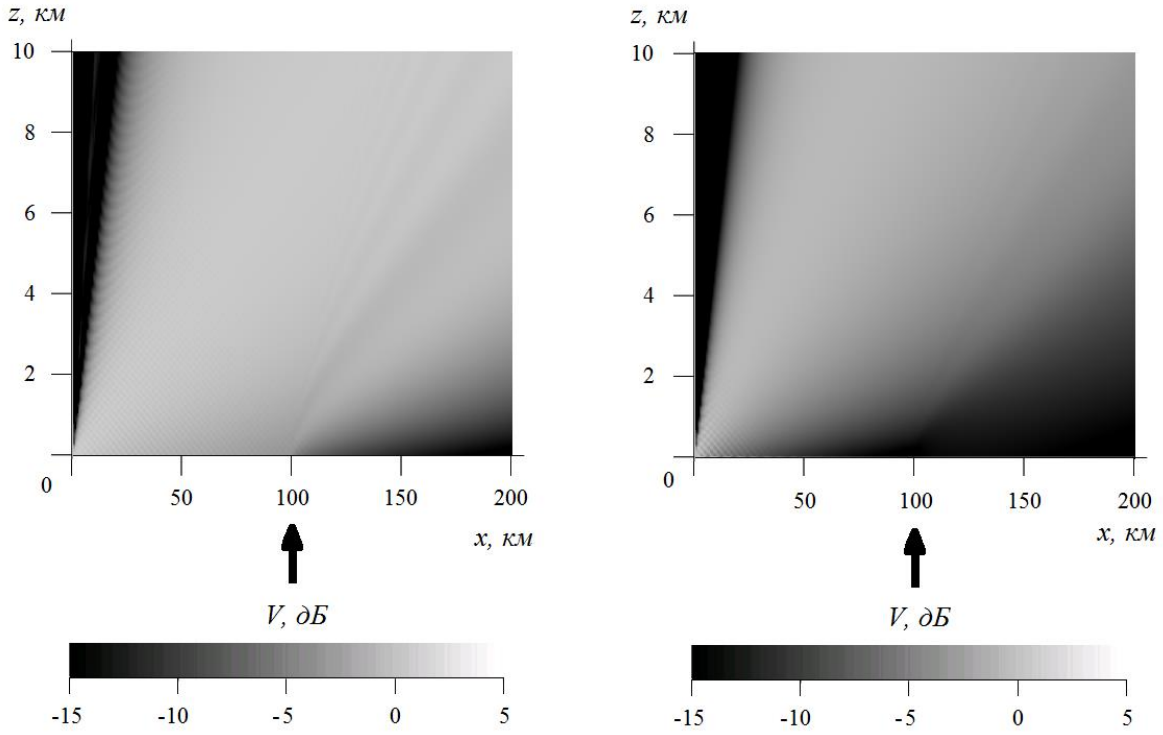



Рис.5. Множитель ослабления над трассами море-суша (а) и суша-море (б)

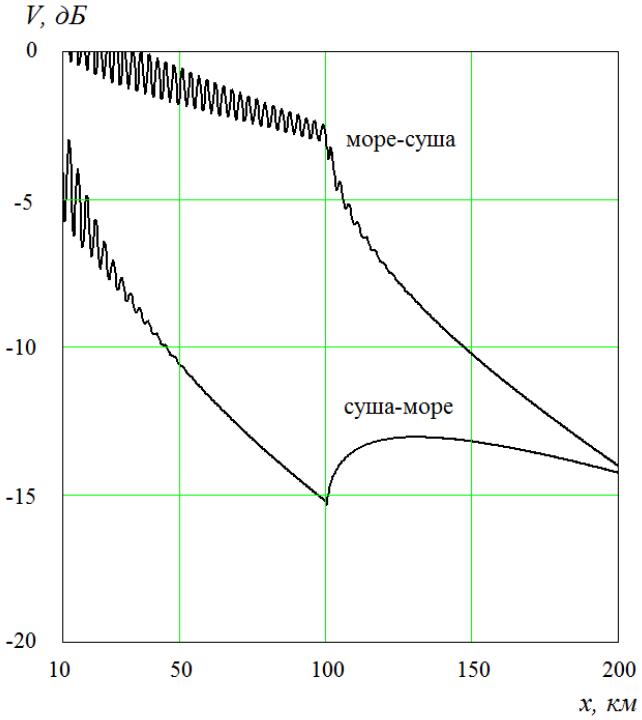



Рис.6. Дистанционные зависимости множителя ослабления над трассами суша-море и море-суша

**Литература**

1. Ахияров В.В. Теоретические исследования условий рефракции радиоволн над земной поверхностью // Сборник докладов XI международной научно-технической

конференции «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж. 12-14 апреля 2005. С.1893-1899.
2. Фок В.А. Проблемы дифракции и распространения электромагнитных волн. М.: Сов. Радио, 1970. – 520 с.
3. Ахияров В.В. Дифракция метровых и дециметровых радиоволн над земной поверхностью // Электромагнитные волны и электронные системы. 2006. т.11. № 9. с.28-32.
4. Ахияров В.В. Распространение и рассеяние радиоволн // Успехи современной радиоэлектроники. 2008. № 12. с.3-25.
5. Фейнберг Е.Л. Распространение радиоволн вдоль земной поверхности. - М.: Радио и связь, 1961. - 436 с.
6. David A. Hill, James R.Wait Ground wave propagation over a mixed path with an elevation change // IEEE Transaction on Antennas and Propagation. vol. AP-30. №1. 1982. P.139-141.
7. Ахияров В.В. Распространение радиоволн над земной поверхностью с неоднородными электрическими свойствами // Сборник докладов XII международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, Связь». Воронеж. 18-20 апреля 2006. С.532-538.
8. Ахияров В.В.Вычисление множителя ослабления над морской поверхностью, покрытой слоем льда // Доклады IV Всероссийской Микроволновой конференции. Москва. ИРЭ РАН. 23-25 ноября 2016. С.81-85.
9. Ахияров В.В. Метод параболического уравнения в теории дифракции // Успехи современной радиоэлектроники. 2010. №9. С. 72-80.
10. Ахияров В.В., Чернавский С.В. Использование численных методов для изучения условий распространения радиоволн // Радиотехника. 2011. № 10. С. 101-110.
11. Ахияров В.В. Вычисление множителя ослабления над земной поверхностью методом параболического уравнения // Журнал радиоэлектроники. 2012. №1. http://jre.cplire.ru/jre/jan12/16/text.pdf (дата обращения: 20.01.2017 г).
12. Ахияров В.В. Решение задач дифракции методом параболического уравнения // Электромагнитные волны и электронные системы. 2012. №11. С.24-30.
13. Ахияров В.В. Результаты решения скалярных задач излучения и дифракции методом параболического уравнения // Электромагнитные волны и электронные системы. 2014. №2. С.12-18.
14. Levy M.F. Parabolic equation method for electromagnetic wave propagation. London. IEE. 2000. 336 p.
15. Apaydin G., L.Sevgi L. A novel split-step parabolic-equation package for surface-wave propagation prediction along multiple mixed irregular-terrain paths // IEEE AP Magazine. 2010. vol. 52. No 4. P.90-97.

**Сведения об авторах:**

**Ахияров Владимир Влерович**, 1971 г. рождения, окончил МГТУ им. Н.Э. Баумана в 1994 г. Доцент каф. «Радиоэлектронные системы и устройства» МГТУ им. Н.Э. Баумана, с.н.с. ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. Область научных интересов – электродинамика, радиофизика.

**Мудрик Дмитрий Сергеевич** – 1996 г. рождения, студент 3-го курса МГТУ им. Н.Э, Баумана. Область научных интересов: электродинамика и распространение радиоволн, астрофизика.

**Осеков Семен Сергеевич** – 1996 г. рождения, студент 3-го курса МГТУ им. Н.Э, Баумана. Область научных интересов: электродинамика и распространение радиоволн, микроэлектроника.

# ПОЛУЧЕНИЕ И ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ ПО ДАННЫМ СО СПУТНИКА ERS-1

Ахияров В.В., Давидюк Е.В., Семенов А.Н., Сосина Л.А.

В работе представлены радиолокационные изображения земной поверхности, полученные методом синтеза апертуры по исходным данным со спутника ERS-1. Показано, что использование двумерного дискретного вейвлет-преобразования позволяет выявить на изображении особенности, связанные с наличием локальных отражателей.

# OBTAINING AND PROCESSING OF IMAGES OF THE EARTH'S SURFACE USING ERS-1 SATELLITE DATA

Akhiyarov V.V., Davidyuk E.V., Semenov A.N., Sosina L.A.

The work presents radar images of the earth's surface, obtained by the method of aperture synthesis based on the initial data from the ERS-1 satellite. It is shown that the use of a two-dimensional discrete wavelet transform yields local image features associated with the presence of local reflectors.

Установленные на спутниках радиолокаторы землеобзора с синтезированной апертурой антенны (РСА) обладают очень большими информационными возможностями и позволяют получать оперативную информацию о ледовых полях, динамических процессах в океане, состоянии лесных массивов и т.д. вне зависимости от освещенности поверхности и наличия облачности. Наличие радиолокационных снимков с высоким разрешением (0,5…1,5 м) в сантиметровом диапазоне позволяет решать задачу обнаружения объектов на открытой местности, при переходе в дециметровый диапазон появляется возможность обнаружения объектов, скрытых за лиственным покровом в лесных массивах [1]. Также с использованием РСА возможна диагностика нефтяных загрязнений морской поверхности [2].

В космическом пространстве использовались ранее и продолжают свою работу в настоящее время различные аппараты, оснащенные РЛС с синтезированной апертурой антенны: Алмаз-1, ERS, Radarsat, ENVISAT, TECSAR (и это, разумеется, далеко не полный перечень). В данной работе рассматривается задача построения радиоизображения по данным, переданным на землю со спутника ERS-1.

Спутник дистанционного зондирования ERS-1 (European Remote Sensing Satellite), предназначенный для наблюдения за поверхностью Земли и её атмосферой, был запущен в 1991 г. и завершил свою работу в 2000 г. Далее в 1995 г. был запущен спутник ERS-2, который успешно отработал на орбите 16 лет до 2011 г. Основной полезной нагрузкой спутников являлся РСА с длиной волны $\lambda = 5{,}6$ см, который позволял формировать изображения Земли с разрешением ~ 30 м в полосе шириной ~100 км (см. рис.1). Несколько лет спутники ERS-1 и ERS-2, оснащенные однотипными РСА, работали совместно в интерферометрическом режиме.

Синтезирование апертуры осуществляется благодаря движению носителя РЛС, а ее угловой размер определяется угловым перемещением РЛС относительно точки на земной поверхности. Если считать движение носителя РСА на интервале синтезирования прямолинейным, то фаза отраженных от Земли сигналов на синтезированной апертуре имеет квадратичную зависимость от времени. Это приводит к изменению доплеровской частоты сигнала по линейному закону [3]:

$$F_{Dop}(t_X) = -\frac{2V_{KO}{}^2 t_X}{R_0 \lambda}, \qquad (1)$$

где $V_{KO}$ – скорость движения носителя (спутника), $R_0$ – ближайшая наклонная дальность.

Таким образом, при малых угловых размерах синтезированной апертуры формируется траекторный сигнал с линейной частотной модуляцией, временные зависимости параметров сигнала приведены на рис.2.

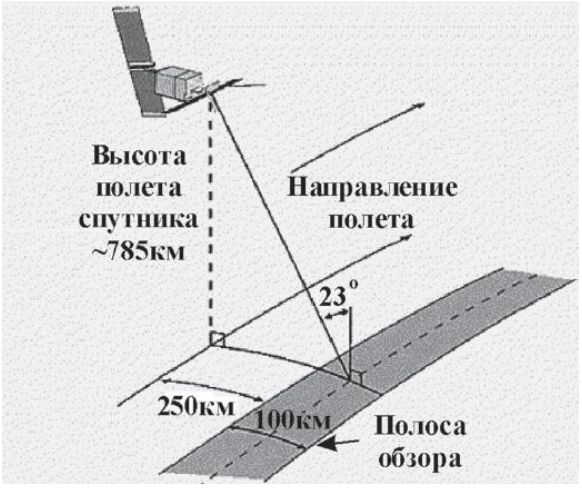



Рис.1. Получение радиоизображений со спутников ERS [2]

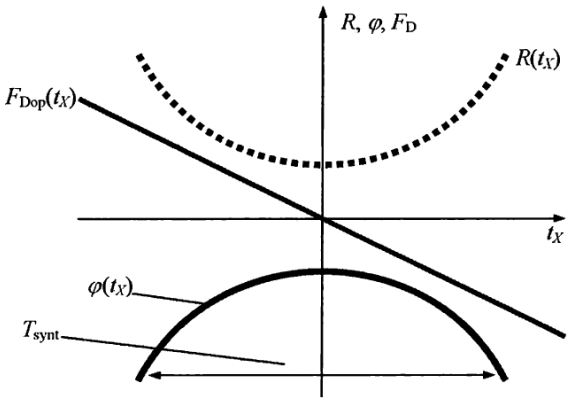



Рис.2. Зависимость наклонной дальности $R$, фазы $\varphi$ и доплеровской частоты $F_{Dop}$ от времени при прямолинейном движении РСА [3]

Разрешение вдоль линии пути определяется шириной луча синтезированной антенны:

$$\Delta X = \frac{\lambda R_0}{2L}, \qquad (2)$$

где $L$ – длина синтезированной апертуры.

Из формулы (2) можно определить размер апертуры $L$, необходимый для получения разрешения $\Delta X$ в поперечном направлении, и время ее синтеза:

$$T_{synt} = \frac{L}{V_{KO}}. \qquad (3)$$

Таким образом, разрешающая способность по азимуту определяется временем синтезирования, а разрешение по дальности обеспечивается за счет внутриимпульсной модуляции зондирующего сигнала. При этом необходимо отметить, что формула (2) определяет потенциальную разрешающую способность, которая не учитывает нарушение когерентности принятого сигнала при его распространении в атмосфере Земли. В реальных условиях на когерентность принятого сигнала влияет турбулентность атмосферы и это ограничивает длину синтезированной апертуры. Аналогично, существует ограничение на ширину полосы зондирующего сигнала, поскольку при его распространении в атмосфере Земли возникают дисперсионные искажения.

Спутники ERS-1 и ERS-2 давно закончили свою работу на орбите, поэтому результаты дистанционного зондирования, переданные ими на Землю, можно найти в открытом доступе в сети Internet (см., например [4]). Эти результаты хранятся в виде массивов комплексных чисел вместе со спецификацией, в которой содержится вся необходимая информация (ближайшая наклонная дальность, линейная скорость носителя и параметры зондирующего сигнала). Данная информация необходима для вычисления опорных функций по дальности:

$$h_r(t) = e^{j\pi\mu t^2} \tag{4}$$

и азимуту [5]:

$$h_a(t) = e^{j\left(-2\pi F_{D0} t + \pi F_D(t) t\right)}, \tag{5}$$

где $\mu$ - параметр модуляции, связанный с базой зондирующего ЛЧМ-сигнала, $F_{D0}$ - центральная частота Доплера, $F_{Dop}(t)$ определяется по формуле (1).

На рис.3 представлено радиоизображение участка земной поверхности, полученное в результате свертки исходного массива размером 2048 х 2048 по дальности и азимуту с опорными функциями (4) и (5). При разрешающей способности ~30 м, которую обеспечивала аппаратура, установленная на спутнике ERS-1, такой массив соответствует участку земной поверхности ~ 61,4 х 61,4 км.

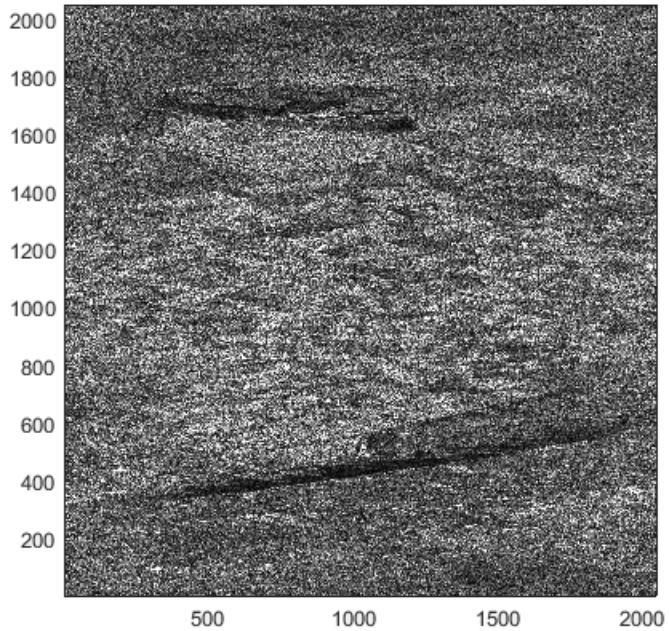



Рис.3. Радиоизображение земной поверхности по данным со спутника ERS-1

Для фильтрации и сжатия цифровых изображений широко используется двумерное вейвлет-преобразование (ВП), в настоящее время эта технология реализована в графическом формате JPEG 2000. Двумерное ВП представляет собой последовательное одномерное преобразование строк и столбцов исходной матрицы, элементами которой являются значения яркости пикселя на изображении, в результате матрица разбивается на четыре равные части (см. рис.4.а). Повторение рассмотренной процедуры *N* раз приводит к *N*-кратному двумерному ВП. На рис.4.б показано трехкратное применение

двумерного ВП, которое позволяет восстановить исходное изображение с использованием низкочастотных коэффициентов LL3.

Функции, необходимые для использования двумерного ВП при обработке изображений, реализованы в системе компьютерной математики MATLAB, что делает ее очень удобным инструментом для решения задач, связанных с обработкой радиолокационных снимков земной поверхности.

Теория и примеры практического использования ВП для обработки сигналов рассмотрены в [6, 7]. При этом необходимо отметить, что фильтрация и сжатие цифровых изображений подразумевает разложение **действительных** массивов в базисе вейвлетов. Радиоизображение, полученное в результате вычисления свертки исходных данных с опорными функциями (4) и (5) дает массив **комплексных** чисел, модули которых определяют яркости пикселей на изображении. Информация о фазе сигнала в каждом пикселе двумерного изображения открывает дополнительные возможности, связанные с извлечением информации из радиолокационных снимков земной поверхности.

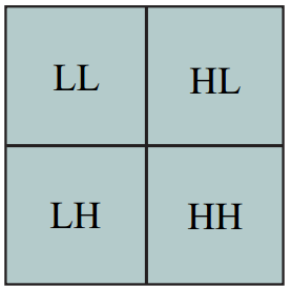



Рис.4. Двумерное ДВП
LL и HH – низкочастотные
и высокочастотные
вейвлет-коэффициенты [8]

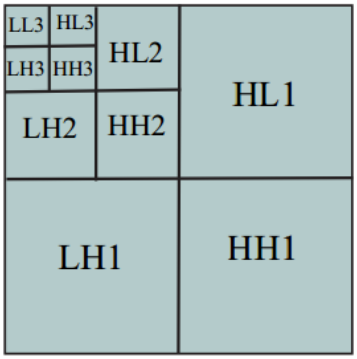
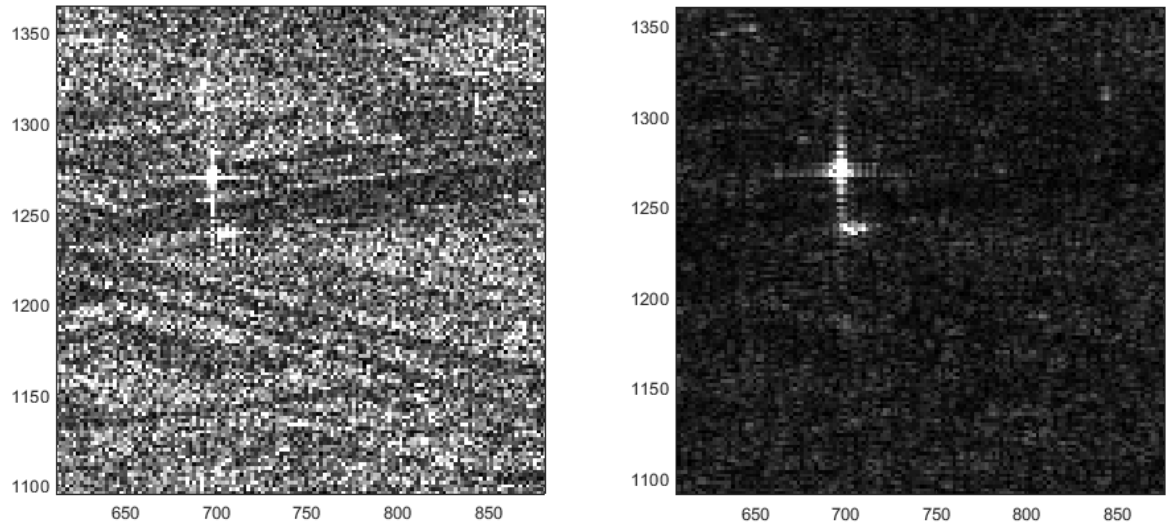



Рис.5. Трехкратное применение
двумерного ДВП [8]

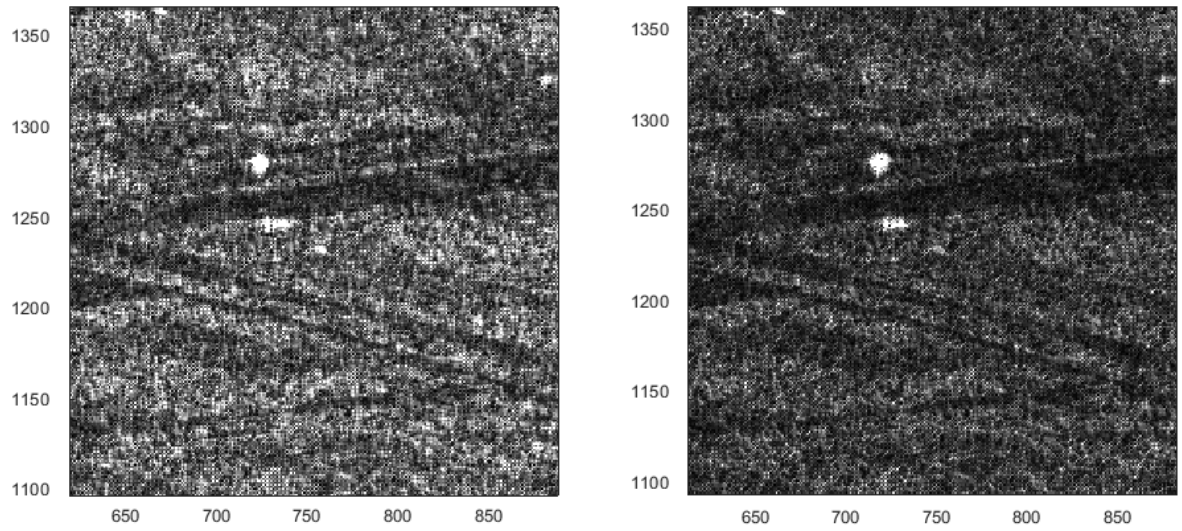
В данной работе технология двумерного ВП используется для выделения локальных максимумов (интенсивных отражателей) на синтезированном изображении. Основная идея представляется достаточно очевидной: если для сжатия изображений используются низкочастотные вейвлет-коэффициенты, то локализацию интенсивных отражателей можно осуществить с использованием высокочастотных коэффициентов. Поскольку элементы массива являются комплексными, информация о фазе сигнала учитывается его обработке. На рис.6.а показан увеличенный фрагмент радиоизображения (см. рис.3), на рис.6.б – соответствующий ему фрагмент, восстановленный с использованием высокочастотных коэффициентов первого уровня биортогонального вейвлета. Динамический диапазон, соответствующий максимальной и минимальной яркости, является одинаковым для обоих рисунков, локальные отражатели на рис.6.б хорошо наблюдаются благодаря подавлению сигнала от фона, при этом стоить отметить наличие боковых лепестков сжатого ЛЧМ-сигнала. Для их подавления необходима предварительная низкочастотная фильтрация изображения. На рис.7.а показан фрагмент того же самого участка земной поверхности, восстановленный из исходных данных с использованием низкочастотных коэффициентов первого уровня. На рис.7.б приведены результаты, полученные после высокочастотной фильтрации этого изображения. Как и в предыдущем случае (см. рис.6) динамический диапазон яркости пикселей на изображениях 7.а, б – одинаковый, вейвлет – биортогональный. Видно, что после

низкочастотной фильтрации боковые лепестки интенсивного отражателя полностью подавлены (рис.7.а), последующая реконструкция данного изображения с использованием высокочастотных коэффициентов позволяет уменьшить фоновый сигнал (рис.7.б).




а) б)

Рис.6. Фрагмент изображения (а) и результат его восстановления
с использованием высокочастотных коэффициентов дискретного ДВП (б)




а) б)

Рис.6. Фрагмент изображения, полученный с использованием
Низкочастотных коэффициентов (а), изображение, восстановленное
при помощи высокочастотных коэффициентов (б)

Рассмотренные примеры не исчерпывают возможностей вейвлет-преобразования при обработке радиолокационных снимков. Можно, например, попробовать использовать для разложения один вейвлет, а для восстановления – другой, осуществить пороговую обработку вейвлет-коэффициентов и т.д. Все это является предметом дальнейших исследований.

## Литература


1. Шпенст В. Радиолокационные станции дистанционного зондирования Земли космического базирования // Компоненты и технологии. 2013. № 3. с.154-158.
2. Боев А.Г., Бычков Д.М., Матвеев А.Я., Цымбал В.Н. Спутниковая радиолокационная многоугловая диагностика нефтяных загрязнений морской поверхности // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2013. Т.10. № 2. С. 166-172.
3. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования. М.: Радиотехника. 2010. 676 с.
4. https://saredu.dlr.de (дата обращения 03.03.2017).
5. Mir M.C. Image formation for synthetic aperture radar using MATLAB. http://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2099.1/5342/memoria.pdf (дата обращения 03.03.2017 г.)
6. Яковлев А.Н. Введение в вейвлет-преобразования. Новосибирск: НГТУ. 2003. 104 с.
7. Штрак Г.-Г. Применение вейвлетов для ЦОС. М.: Техносфера. 2007. 192 с.
8. Буй Т.Т.Ч., Спицын В.Г. Разложение изображений с помощью двумерного дискретного вейвлет-преобразования и быстрого преобразования Хаара // Известия Томского политехнического университета. 2011. № 5. том 318. С.73-76.


## Сведения об авторах


**Ахияров Владимир Влерович**, 1971 г. рождения, окончил МГТУ им. Н.Э.Баумана в 1994 г. Доцент каф. «Радиоэлектронные системы и устройства» МГТУ им. Н.Э.Баумана, с.н.с. ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. Область научных интересов – электродинамика, радиофизика.

**Давидюк Елена Владимировна**, 1993 г. рождения, студентка 6-го курса МГТУ им. Н.Э.Баумана. Область научных интересов: радиолокация, цифровая обработка сигналов.

**Семенов Александр Николаевич**, 1987 г. рождения, старший преподаватель каф. «Радиоэлектронные системы и устройства» МГТУ им. Н.Э.Баумана. Область научных интересов: радиолокация, радиоголография, обработка изображений, цифровая обработка сигналов.

**Сосина Лада Андреевна**, 1993 г. рождения, студентка 6-го курса МГТУ им. Н.Э.Баумана. Область научных интересов: радиолокация, цифровая обработка сигналов.

# ВЫДЕЛЕНИЕ КРАЕВОЙ ВОЛНЫ В ЗАДАЧЕ ДИФРАКЦИИ НА «ЧЕРНОМ» ЭКРАНЕ

Ахияров В.В.

В работе представлены результаты расчетов равномерных и неравномерных по углу асимптотик дифракционного поля, полученные с использованием различных электродинамических моделей черного экрана. Показано, что математическим описанием явления дифракции на черном экране является последовательный переход решения параболического уравнения через листы римановой поверхности, число которых полагается бесконечным. Приведены угловые диаграммы краевых волн, полученные с использованием рассмотренных электродинамических моделей.

# EXTRACTING FRINGE WAVE FROM TOTAL DIFFRACTION FIELD FOR A BLACK SCREEN

Akhiyarov V.V.

In this article the diffraction field, obtained using uniform and non-uniform diffraction field asymptotics, for various electro-dynamic models of a black screen are presented. It is shown that the mathematical description of the black screen diffraction phenomenon is a serial crossing of the parabolic equation solutions through the sheets of the Riemann surface, the number of these sheets is assumed infinite. The fringe waves angular diagrams, produced for various electrodynamics models, are produced.

## Введение

Наиболее распространенным методом решения задач дифракции на идеально-проводящих телах большого электрического размера является физическая теория дифракции, предложенная П.Я. Уфимцевым [1]. В [2, 3] данный подход обобщается на случай тел с импедансной поверхностью (краевая волна от ребра импедансного клина получена с использованием теории Г.Д. Малюжинца).

На практике большой интерес представляет дифракция на черных телах, решение данной задачи позволяет оценить предельную возможность уменьшения поля, рассеянного объектом. Основная сложность, возникающая при решении данной задачи, состоит в вычислении поля от изломов поверхности, которое определяется в результате решения ключевой задачи дифракции на черном клине. В [4, 5] рассмотрены различные электродинамические модели черного клина и показано, что их использование приводит к различным результатам при вычислении рассеянного поля. Очевидно, что краевые волны, полученные при решении задачи дифракции на черном клине, будут также различны.

Исторически первым появилось решение задачи дифракции на черном экране, при этом необходимо отметить, что в работах Юнга, Френеля и Кирхгофа экран полагался именно черным, т.е. поглощающим все падающее на него излучение. В дальнейшем для идеально проводящего экрана Зоммерфельд использовал метод разветвленного решения на двулистной римановой поверхности [6], черному экрану соответствует обобщение данного метода на случай бесконечного числа листов. В работе [7] П.Я. Уфимцев представил решение задачи дифракции на черном экране методом параболического уравнения (ПУ). Полученное решение он рассматривал как «первичное дифракционное поле» и показал, что вдали от границы «свет-тень» различным электроди-

намическим моделям черного экрана соответствуют различные поправки к решению ПУ.

В работе представлен сравнительный анализ равномерных и неравномерных по углу асимптотик дифракционного поля и приведены угловые диаграммы краевых волн, полученные при решении задачи дифракции на черном экране.

## 1. Дифракция на черном экране

Согласно **теории Кирхгофа** дифракционное поле определяется интегралом:

$$u^d(P)=\frac{1}{4\pi}\int_S\left[u_0(Q)\frac{\partial}{\partial n}\left(\frac{e^{jkr}}{r}\right)-\frac{\partial u_0(Q)}{\partial n}\frac{e^{jkr}}{r}\right]ds, \tag{1}$$

где $u(P)$ – полное поле в точке наблюдения *P*, $u_0(P)$ – первичное (падающее) поле в той же точке, *S* – освещенная часть поверхности черного тела, $u_0(Q)$ и $\partial u_0(Q)/\partial n$ – значения первичного поля и его нормальной производной в точке *Q* на поверхности *S*, *r* – расстояние между точками *P* и *Q*, **n** – вектор внешней (по отношению к рассеивающей поверхности) нормали, $k=2\pi/\lambda$.

Преобразование Мажи-Рабиновича позволяет осуществить переход от формулы (1) к криволинейному интегралу с контуром интегрирования по границе тени на поверхности черного тела. В задаче дифракции на черном экране интегрирование выполняется в бесконечных пределах по его кромке [5]:

$$u(r,\varphi)=-\frac{1}{4\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\mathrm{e}^{jkr\sinh(\tau)}\frac{\sin(\varphi-\varphi_0)}{\cosh(\tau)+\cos(\varphi-\varphi_0)}d\tau, \tag{2}$$

где *r* – расстояние от кромки экрана до точки наблюдения, $\varphi_0$ и $\varphi$ – углы падения и рассеяния (см. рис.1). При выполнении условия $kr>>1$ вдали от границы тени вычисление дифракционного поля существенно упрощается:

$$u^d(r,\varphi)=-\frac{1}{2}tg\left(\frac{\varphi-\varphi_0}{2}\right)\frac{\mathrm{e}^{j\left(kr+\frac{\pi}{4}\right)}}{\sqrt{2\pi kr}}, \tag{3.а}$$

или

$$u^d(r,\psi)\approx\frac{1}{2}ctg\left(\frac{\psi}{2}\right)\frac{\mathrm{e}^{j\left(kr+\frac{\pi}{4}\right)}}{\sqrt{2\pi kr}}, \tag{3.б}$$

где угол $\psi=\varphi-\varphi_0-\pi$ отсчитывается от границы тени $\psi=0$ (см. рис.1), при этом $\psi<0$ соответствует освещенной области (точка $P_1$), а $\psi>0$ – области тени (точка $P_2$).

На рис.2 приведены результаты расчетов дифракционного поля $u^d(r,\psi)$, полученные с использованием формул (2) и (3) при $\varphi_0=\pi/3$ и $kr=10$. Видно, что в направлении обратного рассеяния дифракционное поле отсутствует.

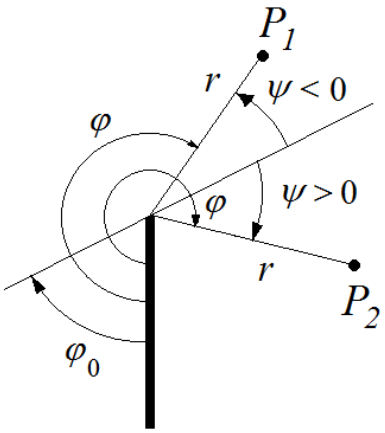



Рис.1. Дифракция на черной полуплоскости

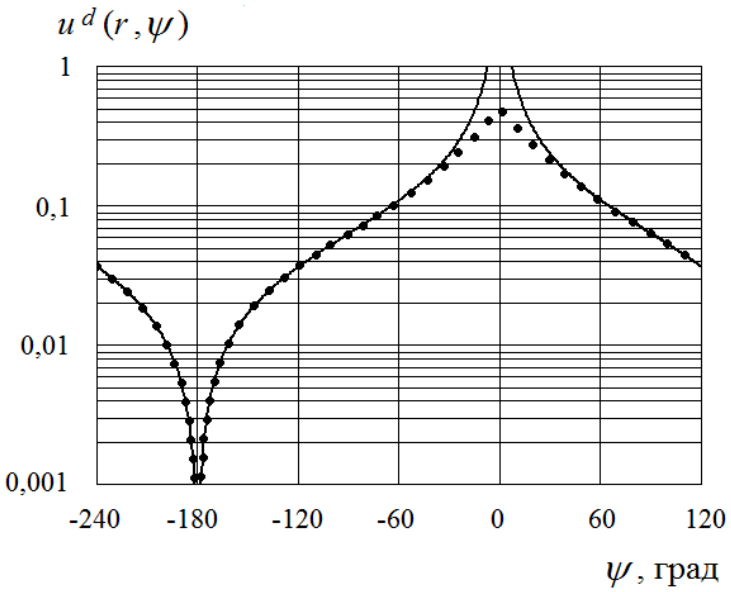



Рис.2. Результаты расчетов дифракционного поля по теории Кирхгофа. Сплошная линия – формула (3.б), пунктир – формула (2)

**Теория Войта** основана на решении задачи дифракции для идеально проводящего тела, которое имеет ту же форму поверхности, что и черное тело [5]. Строгое решение для идеально проводящего экрана, полученное Зоммерфельдом, является разветвленным на двулистной римановой поверхности [6]. Отсутствие отраженной волны означает, что второй лист римановой поверхности не «возвращает» поле, пришедшее из физической области $0<\varphi<2\pi$. В такой постановке решение задачи дифракции на черном экране при $0<\varphi_0<\pi$ определяется интегралом Френеля [7]:

$$u^d(r,\varphi-\varphi_0)=\mathrm{e}^{-jkr\cos(\varphi-\varphi_0)}\frac{e^{-j\pi/4}}{\sqrt{\pi}}\int\limits_{\left[sign\left(\cos\left(\frac{\varphi-\varphi_0}{2}\right)\right)\right]\infty}^{\sqrt{2kr}\cos(\varphi-\varphi_0)}e^{jq^2}dq. \qquad (4)$$

Вдали от границы свет-тень при $\sqrt{kr}\left|\cos\left(\frac{\varphi-\varphi_0}{2}\right)\right|>>1$ выражение (4) имеет вид:

$$u^d(r,\varphi-\varphi_0)\sim-\frac{1}{2\cos\left(\frac{\varphi-\varphi_0}{2}\right)}\frac{e^{j(kr+\pi/4)}}{\sqrt{2\pi kr}} \qquad (5.a)$$

или

$$u^d(r,\psi) \sim \frac{1}{2\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \frac{e^{j(kr+\pi/4)}}{\sqrt{2\pi kr}}, \qquad (5.б)$$

если отсчитывать угол $\psi$ от границы свет-тень (см. рис.1).

Отметим, что метод разветвленных решений на двулистной римановой поверхности является математически строгим только при решении задачи дифракции на идеально-проводящем экране. Обобщение данного подхода на черный экран приводит к математической модели, которая использовалась при решении по методу Войта.

**Параболическое уравнение (ПУ)** является малоугловым приближением для уравнения Гельмгольца и имеет эффективный алгоритм численной реализации для задач распространения, излучения и дифракции электромагнитных волн [8, 9]. При дифракции на черном экране ПУ имеет аналитическое решение [7]:

$$u^d(\tau) = \mathrm{e}^{jkr} \frac{e^{-j\pi/4}}{\sqrt{\pi}} \mathrm{e}^{j\tau^2} \int_{\tau}^{[sign(\tau)]\infty} e^{jq^2} dq, \qquad (6)$$

где $\tau = \sqrt{\frac{kr}{2}}\psi$, верхний предел интеграла равен «+∞» при $\psi > 0$ и «-∞» при $\psi < 0$ (см. рис.1).

Вдали от границы тени при $\tau >> 1$ выражение (6) допускает асимптотическое представление:

$$u^d(\tau) = \frac{1}{\psi} \mathrm{e}^{jkr} \frac{\mathrm{e}^{j(kr+\pi/4)}}{\sqrt{2\pi kr}}. \qquad (7)$$

Формулы (6) и (7) можно рассматривать в качестве первого приближения для задачи дифракции на черном экране, поэтому в работе [7] это решение было названо «первичным теневым излучением» - primary shadow radiation (в данной работе будем использовать термин «первичное дифракционное поле»).

**Черный экран Зоммерфельда**. Предположим, что область $0 < \varphi < 2\pi$ (см. рис.1) является одним листом бесконечно-листной римановой поверхности $-\infty < \varphi < +\infty$. Если считать, что падающая волна «теряется» в бесконечном числе листов и не возвращается в физическое пространство $0 < \varphi < 2\pi$, то это и будет (по Зоммерфельду) наилучшим математическим описанием процесса дифракции на черном экране. В такой постановке решение задачи дифракции на черном экране определяется интегралом [6]:

$$u^d(r,\psi) = j \int_{\pi/2-j\infty}^{-\pi/2+j\infty} \frac{e^{jkr\cos\xi}}{\pi^2 - (\psi+\xi+\pi)^2} d\xi. \qquad (8)$$

Асимптотическое вычисление интеграла (8) соответствует решению задачи дифракции методом ПУ на двух экранах, которые являются дополнительными друг относительно друга:

$$w(r,\psi)=V\left(\sqrt{\frac{kr}{2}}\psi\right)-V\left(\sqrt{\frac{kr}{2}}(\psi+2\pi)\right), \tag{9}$$

где $V(\tau)$ вычисляется по формуле (6).

Вдали от границы свет тень при $\sqrt{kr}|\psi|>>1$ выражение (9) можно представить в виде [7]:

$$u(r,\psi)\sim\left(\frac{1}{\psi}-\frac{1}{\psi+2\pi}\right)\frac{e^{j(kr+\pi/4)}}{\sqrt{2\pi kr}}. \tag{10}$$

На рис.3 представлены результаты вычислений дифракционного поля, полученные в приближении Кирхгофа, методом ПУ, а также по моделям Войта и Зоммерфельда при $\varphi_0=\pi/3$ и $kr=10$. Представленные результаты свидетельствуют о том, что в области тени решение для черного экрана Зоммерфельда лучше всего соответствует теории Кирхгофа, а в освещенной области это решение ближе всего к расчетам по методу Войта.

**Метод отражений.** Электродинамические модели Кирхгофа, Войта и Зоммерфельда допускают наглядную физическую интерпретацию с использованием понятия риманова черного экрана, основные свойства которого были определены в [7]:

1. Стороны экрана являются непрозрачными для волнового поля, однако каждая сторона, взятая по отдельности, является прозрачной.
2. Первичное дифракционное поле (7) при $\psi>0$ проходит сквозь теневую сторону экрана $\varphi=2\pi$ (см. рис.1) и попадает на следующий лист римановой поверхности $2\pi<\varphi<4\pi$. Для отрицательных значений угла $\psi$ переход на лист $-2\pi<\varphi<0$ происходит через освещенную сторону экрана $\varphi=0$.
3. Повторяя этот процесс *m* раз, получаем механизм формирования дифракционного поля, при этом по методу разветвленных решений функция $u^d(r,\psi)$ должна быть однозначной на *m*-листной поверхности Римана. Если считать, что каждый лист такой поверхности соответствует риманову черному экрану, то переход между листами можно рассматривать как последовательное уточнение первичного дифракционного поля (7). Отметим, что первичное поле всегда пересекает только одну сторону экрана, поэтому решение остается в физической области $0<\varphi<2\pi$. На рис.4 показан риманов черный экран, расположенный на *m*-ом листе римановой поверхности.
3. При $m\to\infty$ получим бесконечный набор римановых черных экранов, расположенных периодически в бесконечно-листном римановом пространстве ($-\infty<\varphi<\infty$).

Рассмотренный механизм формирования дифракционного поля полностью соответствует приближению Кирхгофа (3.б). Следуя работе [7], воспользуемся разложением функции:

$$ctg\left(\frac{\psi}{2}\right)=\frac{2}{\psi}+2\sum_{m=1}^{\infty}\left(\frac{1}{\psi-2\pi m}+\frac{1}{\psi+2\pi m}\right) \tag{11}$$

и получим:

$$u^d(r,\psi)=\left[\frac{1}{\psi}+\sum_{m=1}^{\infty}\left(\frac{1}{\psi-2\pi m}+\frac{1}{\psi+2\pi m}\right)\right]\frac{e^{j(kr+\pi/4)}}{\sqrt{2\pi kr}}. \tag{12}$$

Слагаемые $1/(\psi-2\pi m)$ и $1/(\psi+2\pi m)$ можно рассматривать как поправочные члены к первичному дифракционному полю, которое определяется решением параболического уравнения. Сумма этих слагаемых соответствует бесконечному набору римановых черных экранов, расположенных с периодом $2\pi$ в римановом пространстве.

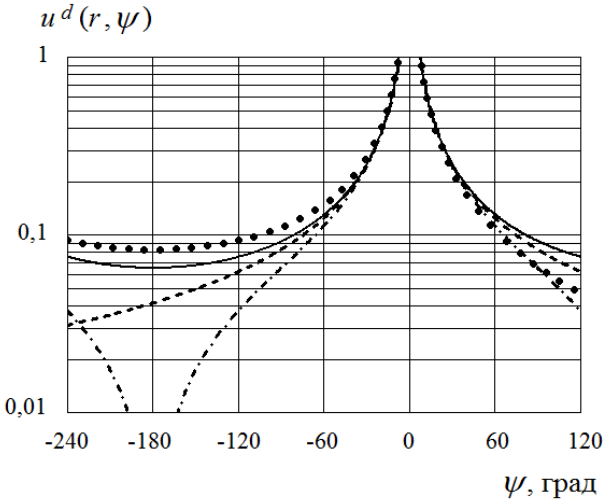



Рис.3. Дифракционное поле. Сплошная линия – модель Войта, штриховая линия – решение ПУ, пунктир – черный экран Зоммерфельда, штрих-пунктир – теория Кирхгофа

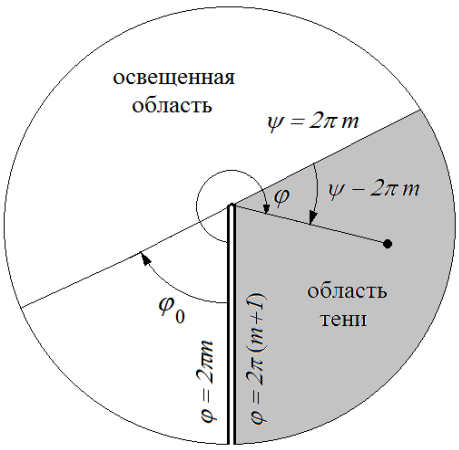



Рис.4. Черный экран со сторонами $\varphi = 2\pi m$ и $\varphi = 2\pi(m+1)$, расположенный на *m*-ом листе риманова пространства

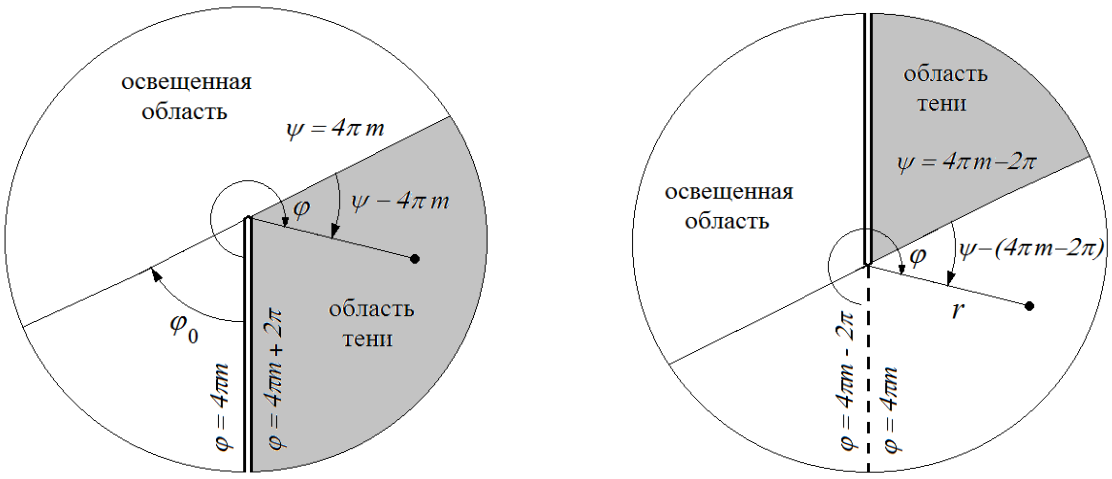
Совершенно аналогично можно подставить разложение функции $1/\sin(\psi/2)$ в формулу (5.б) и получить следующее выражение для модели Войта:

$$u^d(r,\psi)=\left[\frac{1}{\psi}+\sum_{m=1}^{\infty}\left(\frac{1}{\psi-4\pi m}+\frac{1}{\psi+4\pi m}\right)-\right.$$
$$\left.-\frac{1}{\psi+2\pi}-\sum_{m=1}^{\infty}\left(\frac{1}{\psi+2\pi-4\pi m}+\frac{1}{\psi+2\pi+4\pi m}\right)\right]\frac{e^{j(kr+\pi/4)}}{\sqrt{2\pi kr}}. \qquad (13)$$

Формула (13) допускает наглядную физическую интерпретацию с использованием двух бесконечных последовательностей римановых черных экранов. Слагаемые $1/\psi$ и $-1/(\psi+2\pi)$ определяют первичное поле в задаче дифракции на двух дополнительных экранах (см. формулу (10)), а суммы соответствуют последовательному переходу через листы римановой поверхности, связанной с соответствующим экраном. На рис.5.а показан риманов экран со сторонами $\varphi = 4\pi m$ и $\varphi = 4\pi m + 2\pi$, расположенный на *m*-ом листе римановой поверхности, на рис.5.б представлен дополнительный к нему экран.

Выражения (12) и (13) для дифракционного поля можно рассматривать как решение задачи дифракции методом отражений, который был развит Г.Д. Малюжинцем [10]. Формально последовательный переход через листы римановой поверхности является аналитическим продолжением искомой функции в «нефизическую» область. С

другой стороны, использование операторов отражения для краевых задач Неймана и Дирихле позволяет оставаться в физической области $0<\varphi<2\pi$. Поэтому рассмотренный подход Г.Д. Малюжинец назвал «продолжением в смысле отражения», которое для задачи Неймана является четным, а для задачи Дирихле – нечетным. Метод отражений позволяет понять физический смысл черного экрана в моделях Войта и Зоммерфельда. Слагаемые $1/\psi$ и $1/(\psi+2\pi)$ в (13), взятые по отдельности, соответствуют решениям краевых задач Неймана и Дирихле для первичного дифракционного поля. Суммы с индексом «*m*» можно рассматривать как результат последовательных отражений поля, пришедшего из нефизической области с «*m*»-ых римановых листов, соответствующих четным и нечетным операторам отражения для задач Неймана и Дирихле. Если операторы отражения равны нулю, то от выражения (13), соответствующего модели Войта, приходим к модели Зоммерфельда (10).




а) б)

Рис.5. Черный экран (а) со сторонами $\varphi = 4\pi m$, $\varphi = 4\pi m + 2\pi$ и дополнительный к нему черный экран (б)

## 2. Вычисление краевых волн

Для модели Войта, метода ПУ и черного экрана Зоммерфельда можно определить угловые диаграммы краевых волн, возникающих при дифракции на черном экране, аналогично тому, как это было сделано в [1, 2]. Вычитая из полного дифракционного поля, соответствующего выбранной электродинамической модели, приближение Кирхгофа (3.а), получим следующие функции:

- модель Войта:

$$K_{fg}(\varphi) = -\frac{1}{2}\frac{1}{\cos\left(\dfrac{\varphi-\varphi_0}{2}\right)} + \frac{1}{2}tg\left(\frac{\varphi-\varphi_0}{2}\right), \qquad (14)$$

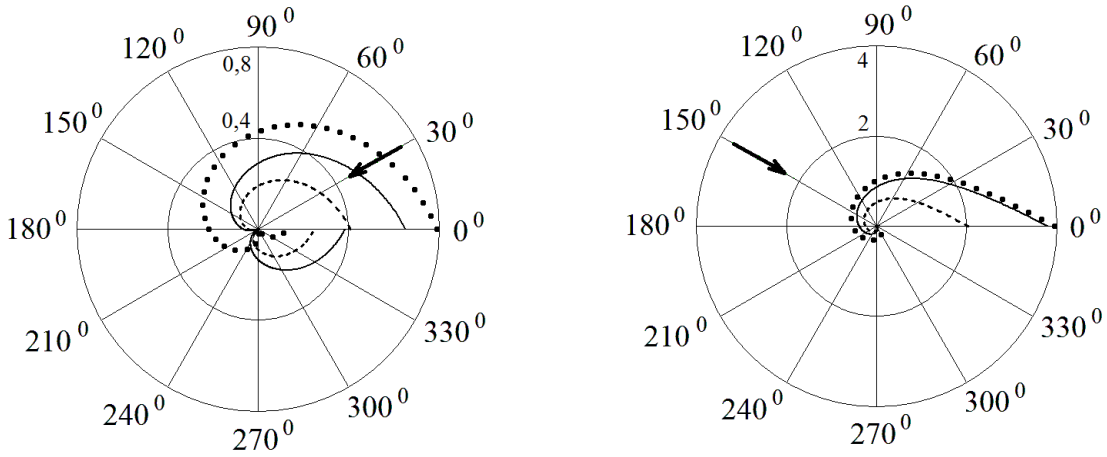
- решение ПУ:

$$K_{fg}(\varphi) = \frac{1}{\varphi-\varphi_0-\pi} + \frac{1}{2}tg\left(\frac{\varphi-\varphi_0}{2}\right), \qquad (15)$$

- черный экран Зоммерфельда:

$$K_{fg}(\varphi)=\frac{1}{\varphi-\varphi_0-\pi}-\frac{1}{\varphi-\varphi_0+\pi}+\frac{1}{2}tg\left(\frac{\varphi-\varphi_0}{2}\right). \qquad (16)$$

На рис.6 представлены результаты расчетов функции $K_{fg}(\varphi)$ по формулам (14)…(16) при двух значениях угла падения $\varphi_0$ на черный экран. Как и при вычислении дифракционного поля (см. рис.3), различные электродинамические модели дают различные диаграммы функции $K_{fg}(\varphi)$, которая определяет угловое распределение поля краевых волн. Согласно представленным результатам, наибольший вклад в рассеянное поле дает краевая волна, полученная по модели Зоммерфельда, а наименьший – по методу ПУ.




а) б)

Рис.6. Угловые диаграммы краевых волн при $\varphi_0=30^0$ (а) и $\varphi_0=150^0$ (а).
Сплошная линия – модель Войта, штриховая линия – решение ПУ,
пунктир – черный экран Зоммерфельда

**Заключение**

Решение задачи дифракции на черном теле позволяет оценить предельную возможность уменьшения дифракционного поля за счет использования идеальных покрытий, которые полностью поглощают падающее излучение. Дифракция на черном экране является наиболее полно изученной задачей, на примере которой хорошо видно, что различные электродинамические модели приводят к различным результатам при вычислении рассеянного поля. Наиболее адекватным физическому смыслу явления дифракции на черном экране, по всей видимости, следует признать модель Зоммерфельда, согласно которой падающая волна теряется в бесконечном числе листов римановой поверхности. Это подтверждает решение, полученное методом отражений для модели Войта: при равенстве нулю операторов отражения в (13) приходим к черному экрану Зоммерфельда (10).

## Литература


1. Уфимцев П.Я. Метод краевых волн в физической теории дифракции. М. «Сов. радио». 1962. 244 с.
2. Ахияров В.В., Борзов А.Б., Сучков В.Б. Обобщение физической теории дифракции для решения задачи обратного рассеяния от клина с импедансными гранями // Электромагнитные волны и электронные системы. 2014. №3. С.49-56.
3. Ахияров В.В., Борзов А.Б., Сучков В.Б., Шахтарин Б.И., Сидоркина Ю.А. Вычисление поля обратного рассеяния методом ФТД в задаче дифракции на импедансных объектах // Радиотехника и электроника. 2015. т.60. №12. с.1223-1230.
4. Ахияров В.В., Першин П.В. Решение задачи дифракции на «черном» клине // XXII Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж. 19-21 апреля 2016 г. с.814-823.
5. Захарьев Л.Н., Леманский А.А. Рассеяние волн «черными» телами. М. «Сов. радио». 1972. 288 с.
6. Зоммерфельд А. Оптика. М. «Издательство иностранной литературы». 1953. 490 с.
7. Ufimtsev P. Ya. Primary Shadow Radiation and Classical Models of Black Bodies // Electromagnetics, 1996, pp.91-112.
8. Ахияров В.В. Метод параболического уравнения в теории дифракции // Успехи современной радиоэлектроники. 2010. №9. С. 72-80.
9. Ахияров В.В. Результаты решения скалярных задач излучения и дифракции методом параболического уравнения // Электромагнитные волны и электронные системы. 2014. №2. С.12-18.
10. Малюжинец Г.Д. Обобщение метода отражений в теории дифракции. ЦНИИ «Румб». 1981. 68 с.


## Сведения об авторе

**Ахияров Владимир Влерович**, 1971 г. рождения, окончил МГТУ им. Н.Э. Баумана в 1994 г. Доцент каф. «Радиоэлектронные системы и устройства» МГТУ им. Н.Э. Баумана, с.н.с. ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. Область научных интересов – электродинамика, радиофизика.

# О РАСПРОСТРАНЕНИИ РАДИОВОЛН ВБЛИЗИ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ

Ахияров В.В.

В работе рассмотрена задача возбуждения поверхностной волны Ценнека и обычной «земной» волны для плоской и сферической модели земли. Показано, что цилиндрический характер волны Ценнека проявляется только при физически нереализуемой высоте передающей антенны. Приведены результаты расчетов множителя ослабления и показано, что волна Ценнека не оказывает никакого влияния на напряженность поля при дальней радиосвязи.

# RADIO WAVE PROPAGATION NEAR THE EARTH'S SURFACE

Akhiyarov V.V.

In this paper the problem of surface Zenneck wave and space wave excitation for flat and spherical earth model is considered. It is shown that a cylindrical wave occurs only for the physically unrealizable transmitting antenna height. The attenuation factor for surface Zenneck wave demonstrates that this wave does not play any role in long-distance radio communication.

## Введение

Исследование вопросов, связанных с распространением радиоволн вблизи земной поверхности, началось более века назад вскоре после того, как радиоволны стали использоваться для радиосвязи и в настоящее время можно считать, что данная проблема исследована достаточно полно как теоретически, так и экспериментально [1…4]. Более того, в открытом доступе имеются рекомендации Международного Союза Электросвязи (МСЭ) с кривыми дистанционных зависимостей напряженности поля над сушей и морем в различных частотных диапазонах [5]. Сопоставление кривых МСЭ с расчетами по дифракционной формуле В.А. Фока для сферической модели земли свидетельствует о том, что теоретические расчеты соответствуют кривым МСЭ в освещенной области и зоне полутени до дальности дифракционного горизонта [6]. Это соответствие будет тем лучше, чем больше длина волны, поскольку в этом случае уменьшается влияние неровностей земной, либо морской поверхности на величину напряженности поля [7]. Задачи, связанные с дифракцией радиоволн на неровностях рельефа в настоящее время успешно решаются численными методами [8, 9].

Таким образом, научные дискуссии о расчете напряженности поля вблизи сферической земной поверхности можно было бы считать законченными. Однако, время от времени возникают попытки вернуться к «истокам», т.е. к решению рассматриваемой задачи, которое было получено исторически первым для **плоской** земной поверхности и вошло в историю науки как «поверхностная волна Ценнека», амплитуда которой, в отличие от обычных сферических волн, убывает с расстоянием $x$ по закону $\sim 1/\sqrt{x}$, характерному для цилиндрических волн. При этом результаты работ В.А. Фока, М.А. Леонтовича, Е.Л. Фейнберга и других выдающихся советских ученых не принимаются во внимание, а вместо этого искусственно подогревается интерес к задаче, которая на самом деле уже давно решена [10].

В данной работе рассмотрено известное решение задачи возбуждения поверхностной волны Ценнека над **плоской** поверхностью и выполнено сравнение полученных результатов с расчетами по дифракционной формуле В.А.Фока для **сферической** модели земли.

**Возбуждение поверхностной волны Ценнека**

Рассмотрим задачу возбуждения поверхностной волны Ценнека вертикальной апертурой высотой $z_0$. Будем считать, что источником является лист магнитного тока с заданным распределением $j_m(z)$, расположенный в плоскости $x = 0$ (см. рис.1), что позволяет ограничиться решением скалярной задачи.

Распределение плотности магнитного тока на апертуре убывает с высотой по экспоненте от максимального значения $J_0^m$ при $z = 0$ и равно нулю при $z > z_0$:

$$j^m(z) = \begin{cases} J_0^m \exp(-\Gamma z), & при \quad z \le z_0 \\ 0, & при \quad z > z_0 \end{cases}, \tag{1}$$

где $\Gamma = -j\dfrac{k_0}{\sqrt{\varepsilon}}$, $k_0$ – постоянная распространения в верхнем полупространстве, $\varepsilon = \varepsilon_a / \varepsilon_0$ – относительная комплексная диэлектрическая проницаемость нижнего полупространства.

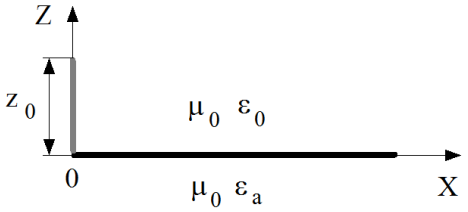



Рис.1. Возбуждение поверхностной волны
листом магнитного тока над плоской поверхностью

Представим поперечную компоненту магнитного поля в виде [10]:

$$H_y = -j\omega\varepsilon_0 \frac{J_0^m}{4\pi} L, \tag{2}$$

где ω – круговая частота электромагнитной волны, а величина $L$ определяется выражением:

$$L = j\frac{\pi}{k_0}\exp(-\Gamma z_0)\left\{\exp(-j k_0 R_+ - w_+)\,erfc\left(j\sqrt{w_+}\right) - \exp(-j k_0 R_- - w_-)\,erfc\left(j\sqrt{w_-}\right)\right\}. \tag{3}$$

В (3) использованы обозначения:

$$R_\pm = \sqrt{(z_0 \pm z)^2 + x^2}, \quad w_\pm = p_\pm\left(1 \pm \left(\frac{z_0 \pm z}{R_\pm}\sqrt{\varepsilon}\right)\right)^2, \quad p_\pm = -j\frac{k_0 R_\pm}{2\varepsilon},$$

$$erfc(t) = \frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_t^\infty \exp(-q^2)\,dq.$$

Отметим, что формула (3) будет справедлива при выполнении условий:

$$k_0 x >> 1,\ (z+z)/x << 1,\ 1/\sqrt{\varepsilon} << 1. \qquad (4)$$

При $z_0 \to \infty$ выражение для компоненты поля $H_y$ имеет вид поверхностной волны Ценнека [10]:

$$H_y = -\frac{\omega\varepsilon_0 J_0^m}{2\xi}\exp\left(-\Gamma z - j\xi|x|\right), \qquad (5)$$

где $\xi = \sqrt{k_0^2 + \Gamma^2}$ .

На практике для оценки дистанционной зависимости напряженности поля удобно пользоваться множителем ослабления:

$$V = \frac{H_y}{H_{y0}}, \qquad (6)$$

где $H_y$ вычисляется по формулам (2) или (5) для конечных значений $z_0$ или при $z_0 \to \infty$; напряженность поля $H_{y0}$ соответствует полю линейного источника, расположенного на поверхности идеально проводящей земли [10]:

$$H_{y0} = -\frac{\omega\varepsilon_0 J_0^m \exp\{-j(k_0 x - \pi/4)\}(1-\exp(-\Gamma z_0))}{\sqrt{2\pi k_0 x}\,\Gamma}. \qquad (7)$$

На рис.2 и рис.3 представлены результаты расчетов множителя ослабления, полученные по формуле (6) для частоты 1 МГц ($\lambda = 300$ *м*) над сушей и морем при различных значениях высоты источника $z_0$. Относительная диэлектрическая проницаемость и электропроводность подстилающей поверхности: $\varepsilon = 6$, $\sigma = 0{,}01$ *См/м* (суша); $\varepsilon = 80$ и $\sigma = 4$ *См/м* (море), высота точки наблюдения равна нулю.

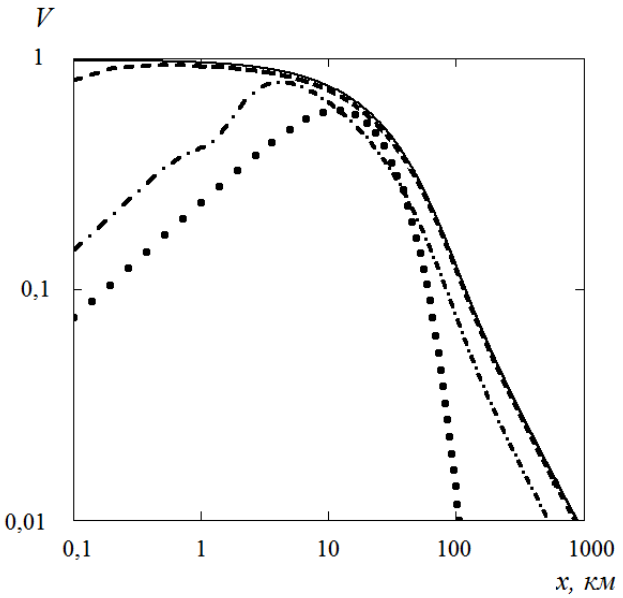



Рис.2. Множитель ослабления над сушей при $f$ = 1 МГц.
Сплошная линия – $z_0$ = 10 м, штриховая – $z$ = 100 м,
штрих-пунктир – $z_0$ = 1 000 м, пунктир – $z_0$ = 10 000 м

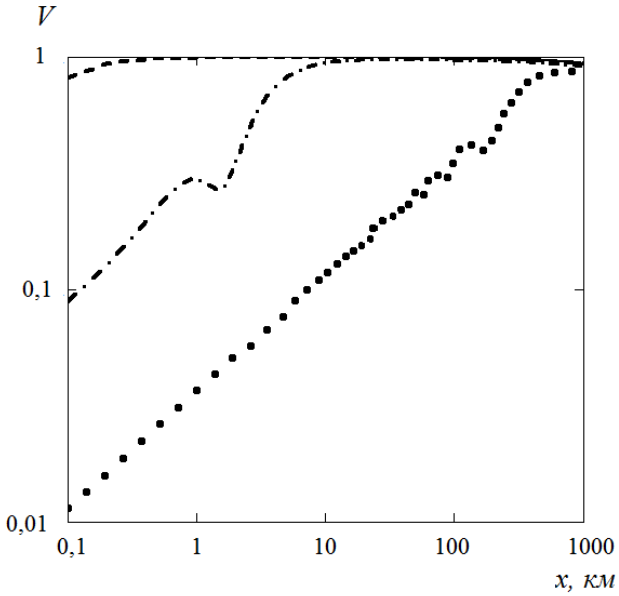



Рис.3. Множитель ослабления над морем при $f$ = 1 МГц.
Сплошная линия – $z_0$ = 10 м, штриховая – $z_0$ = 100 м,
штрих-пунктир – $z_0$ = 1 000 м, пунктир – $z_0$ = 10 000 м

Представленные графики позволяют сделать следующие выводы:

- **над сушей** при малой (по отношению к длине волны) высоте источника $z_0$ = 10 м волна Ценнека никак себя не проявляет. На малых дальностях ($x < 1\,км$) напряженность поля такая же, как и над идеально проводящей землей (т.е. в два раза больше по сравнению со свободным пространством). При $x > 100\,км$ множитель ослабления убывает примерно как $1/r$, т.е. в итоге получим, что **напряженность поля уменьшается обратно пропорционально квадрату расстояния от источника**.

При высоте источника $z_0 \geq 1\,000$ м наблюдается рост множителя ослабления до дальности ~5..10 км, что соответствует цилиндрической волне Ценнека. Однако низкая эффективность ее возбуждения приводит к меньшим значениям множителя ослабления по сравнению с физически реализуемыми высотами антенн $z_0$ = 10 м и $z_0$ = 100 м.

- **над морем** при $z_0$ = 10 м и $z_0$ = 100 м множитель ослабления $V \approx 1$, что соответствует распространению над идеально проводящей **плоской** поверхностью при изменении дальности от 1 км до 1000 км. При $z_0$ = 1 000 м волна Ценнека существует на расстояниях до 10 км от источника, а при высоте антенны $z_0$ = 10 000 м – до 1000 км, однако эффективность ее возбуждения оказывается настолько низкой, что цилиндрический характер волны не имеет никакого практического смысла.

На рис.4 представлены результаты аналогичных расчетов множителя ослабления над морем при $f$ = 10 МГц ($\lambda = 30\,м$). Видно, что при увеличении частоты на порядок множитель ослабления $V \approx 1$ только при малой высоте антенны $z_0$ = 10 м вблизи источника. Если высота линейного тока много больше дины волны ($z_0$ = 1 000 м и $z_0$ = 10 000 м) цилиндрический характер волны Ценнека проявляется только при $x < 30\,км$, однако и в этом случае низкая эффективность ее возбуждения не дает никаких преимуществ по сравнению с физически реализуемыми высотами антенн.

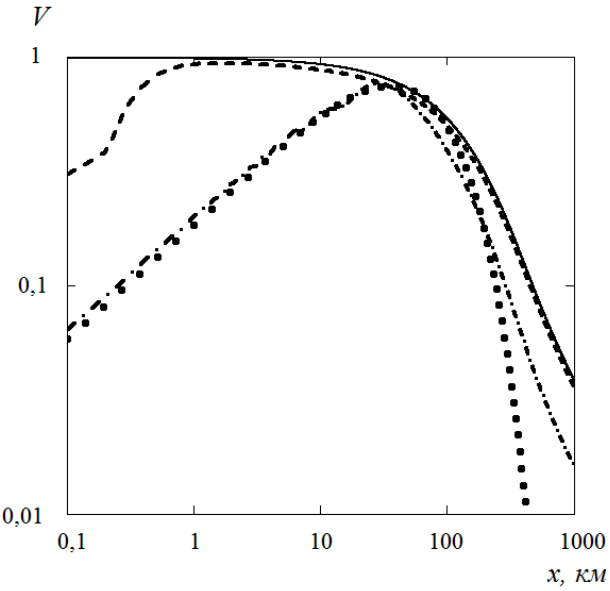



Рис.4. Множитель ослабления над морем при $f$ = 10 МГц.
Сплошная линия – $z_0$ = 10 м, штриховая – z = 100 м,
штрих-пунктир – $z_0$ = 1 000 м, пунктир – $z_0$ = 10 000 м

**Возбуждение земной волны**

Для земной волны множитель ослабления вычисляется с использованием хорошо известной формулы В.А. Фока [1]:

$$V = \mathrm{e}^{j\frac{\pi}{4}} 2\sqrt{\pi x} \sum_{s=1}^{\infty} \frac{\mathrm{e}^{jxt_s}}{t_s - q^2} \frac{w(t_s - y_1)}{w(t_s)} \frac{w(t_s - y_2)}{w(t_s)}. \qquad (8)$$

В формуле (8) использованы следующие обозначения: $w(t)$ – функция Эйри в нотации В.А.Фока, $y_1$ и $y_2$ – безразмерные высоты источника и точки наблюдения, $x$ – приведенное расстояние между ними:

$$y_1 = kh_1/m,\ y_2 = kh_2/m,\ x = ks/2m^2,$$

где $h_1$, $h_2$ и $s$ – истинные высоты и расстояние по дуге земного шара, $m = \sqrt[3]{ka_3/2}$, $k = 2\pi/\lambda$, $a_3$ – эквивалентный радиус Земли. Параметр $q$ зависит от электрических свойств земной поверхности и поляризации излучения. Для вертикальной поляризации

$$q = \frac{jm}{\sqrt{\varepsilon + 1}}.$$

Значения $t_s$ в (8) являются корнями уравнения:

$$w'(t) - qw(t) = 0, \qquad (9)$$

которые могут быть получены либо методом итераций [7], либо путем решения дифференциального уравнения (9).

Ряд (8) сходится быстро и равномерно в области тени и медленно в освещенной области, однако при условии точного вычисления $t_s$ можно суммировать достаточно большое членов ряда, что позволяет получить решение для всей области распространения радиоволн. При больших высотах корреспондирующих пунктов расчеты по формуле В.А. Фока воспроизводят интерференционную структуру поля в освещенной области [6].

Формула (8) была получена В.А. Фоком в предположении, что источником поля является ориентированный вертикально, либо горизонтально диполь Герца, поднятый на высоту $h_1$ над поверхностью Земли. Задача возбуждения поля вертикальным линейным током $I(h)$, расположенным над сферической земной поверхностью (см. рис.5), была рассмотрена в [11]. В этом случае множитель ослабления определяется выражением:

$$V = \sqrt{\frac{\pi x}{j}} \sum_s \frac{e^{-jxt_s}}{t_s - q} H_s G_s, \tag{10}$$

где $H_s$ и $G_s$ – высотные множители, соответствующие источнику возбуждения (вертикальному линейному току) и точке наблюдения:

$$H_s = \frac{\int_0^{h_1} I(h) G_s(y) dh}{\int_0^{h_1} I(h) dh}, \quad y = kh/m \tag{11}$$

$$G_s = \frac{w(t_s - y_2)}{w(t_s)}. \tag{12}$$

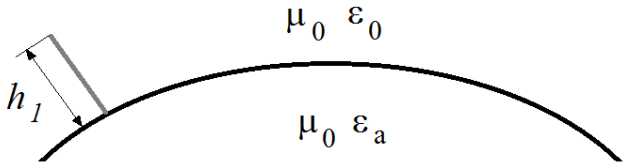



Рис.5. Возбуждение «земной» волны линейным током над сферической поверхностью

Отметим, что если выбрать распределение $I(h)$, соответствующее току в диполе Герца на высоте $h_1$, то высотный множитель источника будет аналогичен (12) и формула (10) с точностью до постоянного множителя будет соответствовать формуле В.А.Фока (8). Тот факт, что при прочих равных условиях формула (10) дает в два раза меньшие значения по сравнению с (8), обусловлен тем, что в формуле (8) множитель ослабления определяется отношением напряженности поля над землей к напряженности поля в свободном пространстве, а в (10) аналогичное отношение вычисляется при нормировке на напряженность поля над идеально проводящей поверхностью.

Представляет интерес сравнить результаты расчетов множителя ослабления для плоской и сферической модели земли при прочих равных условиях. На рис.6 представлены результаты расчетов по формулам (6) и (10) для следующих исходных данных: $f$ = 5 МГц ($\lambda = 60\ м$), $z_0$ = 1000 м, $\varepsilon = 80$ и $\sigma = 2\ См/м$, точка наблюдения находится на плоской, либо сферической поверхности. Видно, что на дальностях до 30…40 км результаты расчетов полностью совпадают, меньшие значения множителя ослабления, полученные для сферической модели земли, обусловлены дифракцией вокруг выпуклости земного шара, которая не учитывается при использовании «плоской» модели. Рост множителя ослабления на начальном участке графиков обусловлен поверхностной волной. Поэтому рис.6 можно рассматривать как иллюстрацию того, что данная волна входит в общее решение и ее вклад в дифракционное поле учитывается формулами (8) и (10). В любом случае, как это следует из результатов, представленных на рис.2…4, нет никаких оснований считать, что волна Ценнека может играть сколько-нибудь заметную роль на распространение радиоволн в реальных условиях.

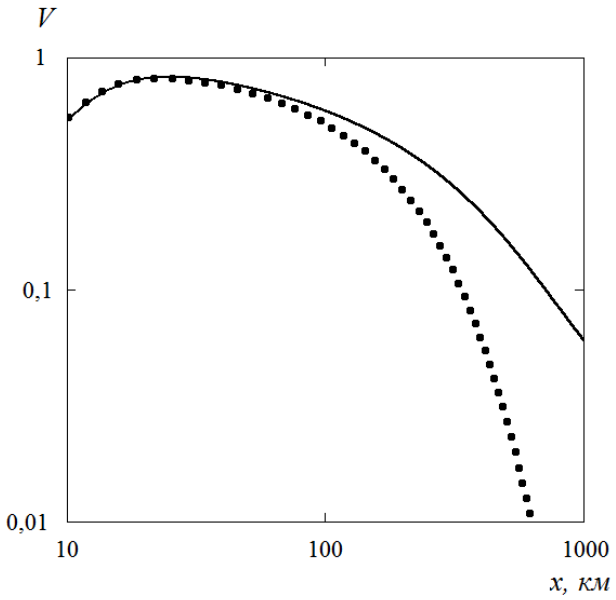



Рис.6. Множитель ослабления. Сплошная линия – модель плоской земли, пунктир – сферическая модель земли

## Заключение

Таким образом, представленные результаты позволяют сделать вывод о том, что при физически реализуемых высотах антенн поверхностная волна будет соизмерима по амплитуде с обычной земной волной только вблизи источника излучения. Этот факт не является новым, он был показан теоретически и экспериментально в работе [12]. Таким образом, нет никаких оснований считать, что поле поверхностной волны может существовать на больших расстояниях от источника излучения.

## Литература


1. Фок В.А. Проблемы дифракции и распространения электромагнитных волн. Сов. Радио. 1970. с.520.
2. Фейнберг Е.Л. Распространение радиоволн вдоль земной поверхности. Радио и связь, 1961. - 436 с.
3. Макаров Г.И., Новиков В.В., Рыбачек С.Т. Распространение электромагнитных волн над земной поверхностью. М. 1991. 196 с.
4. Wait J.R., The ancient and modern history of EM ground-wave propagation // IEEE Antennas Propagation Magazine. 1998. vol. 40. № 5. P. 7–24.
5. Кривые распространения земной волны для частот между 10 кГц и 30 МГц. Рекомендация МСЭ-R P.368-9. https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.368-9-200702-I!!PDF-R.pdf (дата обращения: 20.01.2017 г).
6. Ахияров В.В. Дифракция метровых и дециметровых радиоволн над земной поверхностью // Электромагнитные волны и электронные системы. 2006. т.11. № 9. С.28-32.
7. Ахияров В.В. Распространение и рассеяние радиоволн // Успехи современной радиоэлектроники. 2008. № 12. С.3-25.
8. Ахияров В.В. Методы численного решения задачи дифракции радиоволн над земной поверхностью // Электромагнитные волны и электронные системы. 2010. Т. 15. № 3. С. 38–46.
9. Ахияров В.В. Вычисление множителя ослабления над земной поверхностью методом параболического уравнения // Журнал радиоэлектроники. 2012. №1. http://jre.cplire.ru/jre/jan12/16/text.pdf (дата обращения: 20.01.2017 г).
10. Hill D.A., Wait J.R. Excitation of the Zenneck surface wave by a vertical aperture // Radio Science. 1978. vol. 13. № 6. P. 969-977.
11. Wait J.R., Hill D.A. Excitation of the HF surface wave by vertical and horizontal antennas // Radio Science. 1979. vol. 14. № 5. P. 767-780.
12. Кистович Ю.В. О возможности наблюдения поверхностных волн Ценнека в излучении источника с малой вертикальной апертурой // ЖТФ. 1989. том.59. вып. 4. С.16-21.


## Сведения об авторе

**Ахияров Владимир Влерович**, 1971 г. рождения, окончил МГТУ им. Н.Э. Баумана в 1994 г. Доцент каф. «Радиоэлектронные системы и устройства» МГТУ им. Н.Э. Баумана, с.н.с. ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. Область научных интересов – электродинамика, радиофизика.

# МОДЕЛИРОВАНИЕ ФАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНОГО РЕЖИМА РАБОТЫ РАДИОИМПУЛЬСНОГО СТРОБОСКОПИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Захарченко В.Д., Пак О.В., Васильев А.Ф.

Рассматривается математическая модель радиоимпульсного стробоскопического преобразователя, состоящего из перемножителя и узкополосного фильтра, настроенного на разностную частоту несущих. Приводятся результаты полунатурного моделирования. Показано, что измерение фазовой структуры входных сигналов может производиться на низкой частоте амплитудными методами путем изменения фазы как в канале радиостробов, так и в канале промежуточной частоты.

# RADAR PULSE STROBOSCOPIC TRANSFORMER PHASE-SENSITIVE MODE MODELING

V.D. Zakharchenko., O.V. Pak, A.F. Vasilyev

A mathematical model of the radar pulse stroboscopic transformer is considered which consists of a multiplier and a narrowband filter tuned to the carrier difference frequency. Seminatural modelling results are presented. It is shown that phase structure measurements for input signals can be carried out at low frequencies using amplitude methods by altering the phase both in the radar strobe channel and in the intermediate frequency channel.

Для задач импульсной рефлектометрии и радиолокации представляет интерес преобразование временного масштаба периодической последовательности радиосигналов СВЧ диапазона наносекундной длительности вида $x(t) = A_0(t)\cos[\omega_0 t + \theta(t)]$ в низкочастотный сигнал. Подобное преобразование можно осуществить в схеме радиоимпульсного стробирования с непропорциональным изменением несущей частоты [1,2], реализующей принцип супергетеродинного приема, математическая модель которой представляет собой коррелятор разностной частоты (рис.1). Необходимая периодичность преобразуемого сигнала сравнительно легко может быть обеспечена в системах малой дальности [3,4].

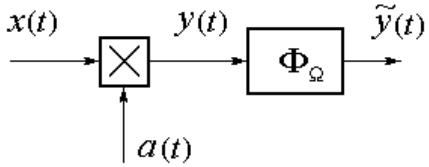



Рис. 1. Математическая модель стробоскопического преобразователя

С целью учета всех возможностей схемы радиоимпульсного стробирования, работающей в фазочувствительном режиме, усложним модели сигналов $x(t)$ и $a(t)$, добавлением задержки $\tau_0$ огибающих относительно высокочастотного заполнения:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N} A(t - kT - \tau_0)\cos[\omega_0 t + \theta(t - kT - \tau_0)];$$
$$a(t) = \sum_{k=0}^{N} A_1(t - kT - \tau_0)\cos[\omega_1 t + \varphi(t - kT_1 - \tau_0)]. \quad (1)$$

Здесь $A(t), A_1(t)$ - огибающие, $\omega_0, \omega_1$ - несущие частоты, $\theta(t), \varphi(t)$ - внутриимпульсная фазовая модуляция входного $x(t)$ и стробирующего $a(t)$ радиосигналов

соответственно; $\omega_0 - \omega_1 = \Omega$ - низкая промежуточная частота ($\Omega << \omega_0, \omega_1$); $T$ - период повторения входного сигнала; $T_1 = T + \Delta T$; $\Delta T = T/N$ - шаг считывания; $N$ - коэффициент спектральной трансформации ($N >> 1$).

При выборе с помощью фильтра близких спектральных компонент с частотами $\Omega$ и $2\pi/T_1 - \Omega$ (рис.2), с использованием асимптотическрго анализа при $N \to \infty$ [2,5,6] приводится к виду:

$$\tilde{y}(t) \cong \frac{\tilde{A}_1}{2T} A\left(\frac{t}{N}\right) \cos\left[\left(\Omega - \frac{\pi}{T_1}\right)t + \theta\left(\frac{t}{N}\right) + \Omega\tau_0 - \varphi_0\right] \times \cos(\pi t/T_1), \qquad (2)$$

где $\tilde{A}_1$ - площадь огибающей, $\varphi_0$ - усредненная по амплитуде средняя фаза стробирующего радиоимпульса [7].

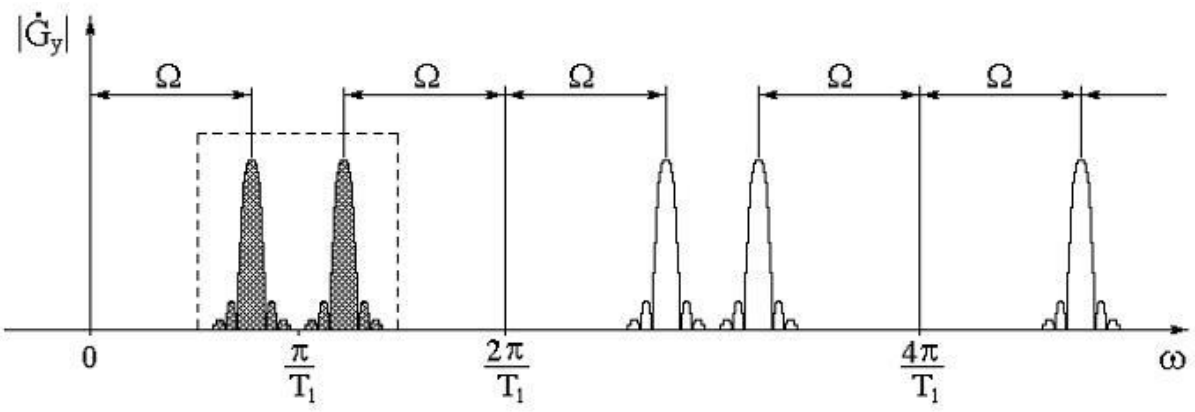



Рис. 2. Фильтрация спектральных компонент с частотами $\Omega$ и $2\pi/T_1 - \Omega$

Преобразование фазовой структуры исследуемого сигнала $x(t)$ в изменение амплитуды $\tilde{y}(t)$ происходит при синхронизации разностной частоты несущих с первой субгармоникой частоты стробирования $\Omega = \pi/T_1$. При этом выходной сигнал преобразователя имеет вид

$$\tilde{y}(t) \cong \frac{\tilde{A}_1}{2T} A\left(\frac{t}{N}\right) \cos\left[\theta\left(\frac{t}{N}\right) + \Omega\tau_0 - \varphi_0\right] \times \cos(\pi t/T_1), \qquad (3)$$

Отсюда следует, что компенсационные фазовые измерения трансформированных значений $\theta(t/N)$ путем сведения к нулю огибающей сигнала (3) можно производить не только подбором значений фазы $\varphi_0$ (на несущей частоте) но и задержки $\tau_0$ (на низкой промежуточной частоте).

Для моделирования работы радиоимпульсного стробоскопического преобразователя использовался экспериментальный макет [8], функциональная схема которого приведена на рисунке 3. Цифровая часть макета (на рисунке выделена штриховой линией) включает в себя микроконтроллер К1 (ATmega16), микропроцессор STM32F407 и два мультиплексора М1, М2 (OPA3875). Аналоговая часть состоит из двух цифровых генераторов Г1 и Г2 (AD9851), перемножителя ПМ (MPY634) и фильтра нижних частот (ФНЧ).

Микроконтроллер К1 служит для настройки генераторов Г1, Г2 на заданную частоту. Генераторы вырабатывают непрерывный гармонический сигнал с частотами $F_{01}$ = 10,010 МГц и $F_{02}$ = 10,0 МГц. Сигналы подаются на мультиплексоры, на выходе которых получаются исследуемый $x(t)$ и стробирующий $a(t)$ радиоимпульсы

прямоугольной формы с длительностями $\tau_x$ = 30 мкс и $\tau_a$ = 0,5 мкс соответственно. Далее сигналы $x(t)$ и $a(t)$ поступают на коррелятор разностной частоты, состоящий из перемножителя (ПМ) и фильтра нижних частот (ФНЧ) с частотой среза ~ 20 кГц. Сигнал разностной частоты, выделяемый ФНЧ, подвергается дискретизации аналогово-цифровым преобразователем (АЦП) E20-10.

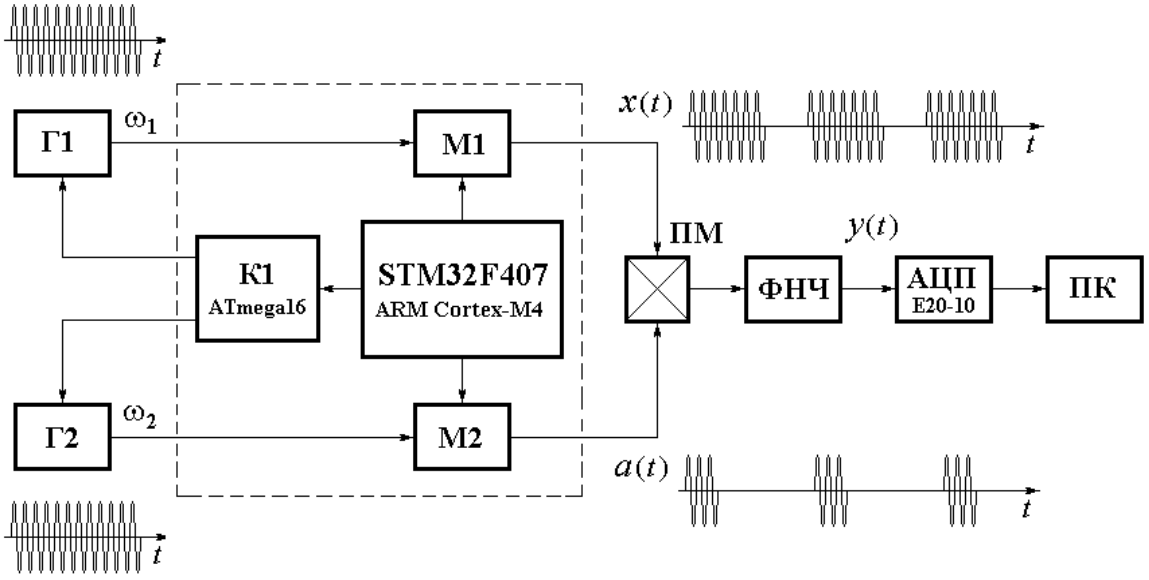



Рис. 3. Макет радиоимпульсного стробоскопического преобразователя

Поскольку преобразованный сигнал получается на разностной частоте $F_\Omega$ = 10 кГц, в персональном компьютере (ПК) реализован цифровой узкополосный КИХ-фильтр порядка $10^4$ с шириной полосы пропускания ~ 50 Гц. Расчет коэффициентов импульсной характеристики фильтра производился по методу взвешивания; в качестве весовой функции использовалось окно Блэкмана [9], спектральные характеристики которого позволяют достичь неравномерности в полосе пропускаяния ~ 0,002 дБ и затухания в полосе подавления ~ 57 дБ. Коэффициент спектральной трансформации огибающей в макете составляет N = 5000.

На рисунке 4,а представлен выходной сигнал схемы радиоимпульсного стробирования при работе преобразователя в обычном режиме, когда субгармоники частоты повторения лежат за пределами полосы пропускания узкополосного цифрового фильтра системы.

Фазочувствительный режим схемы радиоимпульсного стробирования экспериментально проверен на работоспособность. При практической реализации этого режима в схеме макета тактовая частота системы $F_T = 1/T$ получалась путем удвоения разностной частоты несущей $F_\Omega = \Omega/2\pi$, поскольку она остается неизменной при изменении коэффициента спектральной трансформации $N$. Неизменность тактовой частоты является необходимым условием синхронизации работы высокочастотной и низкочастотной части макета. Однако при этом из соотношения (2) следует, что в огибающей преобразованного сигнала $\tilde{y}(t)$ появляется дополнительная линейная фазовая модуляция $\Delta\theta(t) = \Delta\Omega t$, где

$$\Delta\Omega = \pi\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_1}\right) \approx \frac{\pi}{NT}. \qquad (4)$$

Эта величина будет восприниматься стробоскопической системой обработки как доплеровский сдвиг несущей частоты. Оценка дополнительного набега фазы $\Delta\varphi$ за время длительности выходного сигнала $\tilde{\tau}_u = N\tau_u$ дает величину

$$\Delta\varphi = \Delta\Omega\tilde{\tau}_u \approx \frac{\pi}{Q}, \qquad (5)$$

которая не зависит от коэффициента спектральной трансформации (не уменьшается с ростом $N$) и определяется только скважностью сигнала $Q = T/\tau_u$.

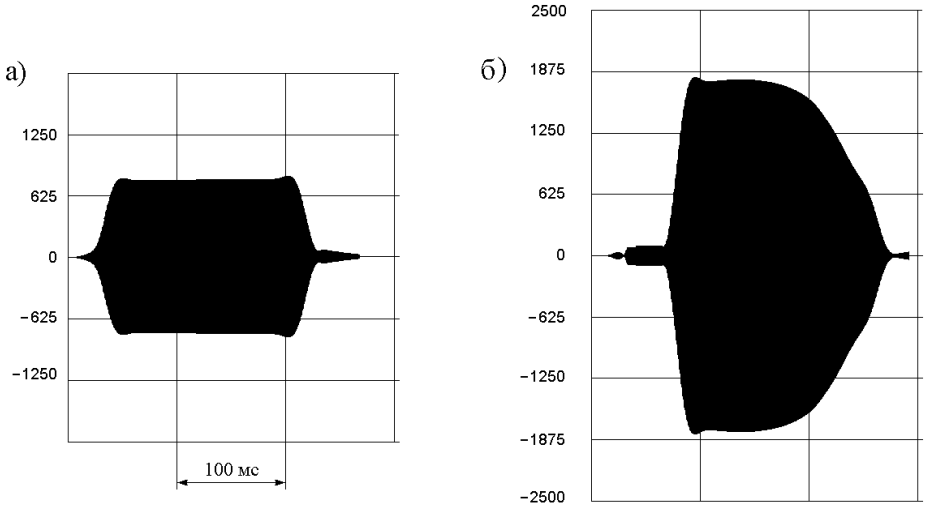



Рис. 4. Сигнал на выходе макета радиоимпульсного стробоскопического преобразователя при $F_T > 2F_\Omega$ (а) и в фазочувствительном режиме (б) при $F_T = 2F_\Omega$ (масштаб указан в отсчетах АЦП).

На рис.4,б приведен результат полунатурного моделирования фазочувствительного режима при $F_T = \pi/\Omega$, $\theta(t) \equiv 0$, $\varphi_0 = 0$. Длительность входного сигнала составляет $\tau_u$ = 30 мкс; частота повторения $F_T$ = 20 кГц. В соответствии с соотношениями (4) и (5), расчетный дополнительный набег фазы за время длительности импульса составляет $\sim 0.6\pi$ и искажает прямоугольную огибающую добавлением множителя $\sim \cos(\Delta\Omega t)$, что хорошо отражает рис.4,б.

Работа подготовлена по материалам исследования, выполненного при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований и Администрации Волгоградской области в рамках научного проекта № 15-47-02438-р_поволжье_а.

**Литература**

1. Найденов А.И. Трансформация спектра наносекундных импульсов. - М.: Сов. Радио, 1973 г., 180 с.

2. Захарченко В.Д. Обработка сложных радиосигналов стробоскопическими методами. - АН СССР. Радиотехника и электроника, №10, 1980 г., с. 2099-2104.

3. Рыжков В.Ю., Захарченко В.Д. Стробоскопическая обработка широкополосных радиосигналов в приемном тракте систем ближней локации // Методы и устройства формирования и обработки сигналов в информационных системах: межвуз. сборник научных трудов/ под ред. Ю.Н. Паршина. – Рязань: РГРТУ, 2015. – С. 5-8.

4. Захарченко В.Д., Пак О.В., Васильев А.Ф. Особенности работы стробоскопического преобразователя радиосигналов в фазочувствительном режиме // Радиолокация, радионавигация, связь: Сборник докладов XXII Международной НТК (RLNC-2016). Т.1. – Воронеж: Изд-во НПФ «САКВОЕЕ» ООО, 2016. – С. 355-360.

5. Захарченко В.Д. Вопросы теории стробоскопического преобразования узкополосных периодических сигналов. – Изв. вузов СССР. Приборостроение, №10, 1976 г., с. 5-8.

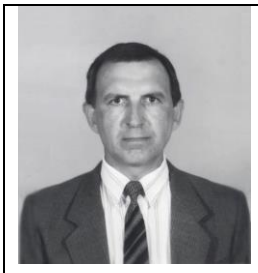
6. Zakharchenko V.D., Kovalenko I.G., Pak O.V. Estimate of sizes of small asteroids (cosmic bodies) by the method of stroboscopic radiolocation // Acta Astronautica. – 2015. - V.108. – P. 57-61; DOI:10.1016/j.actaastro.2014.12.006.

7. Захарченко В.Д. О начальной фазе сигнала при стробоскопическом преобразовании - Изв. ВУЗов СССР. Приборостроение. - 1980. - №1. - С. 74-76.

8. Захарченко В.Д., Пак О.В. Моделирование радиоимпульсного стробоскопического преобразователя // Методы и устройства формирования и обработки сигналов в информационных системах: Межвуз. сборник научных трудов – Рязань: РГРТУ, 2010. – С. 5-8.

9. Ifeachor Eh., Jervis B. Digital signal processing : a practical approach // Harlow, England; New York: Prentice Hall, 2002. - 2nd ed. – p. 933.

## Сведения об авторах


| | |
|---|---|
|  | **Захарченко Владимир Дмитриевич,** 1949 г.рождения.<br>Доктор технических наук, профессор.<br>В 1972 г. окончил Рязанский радиотехнический институт по специальности Радиоэлектронные устройства, в 1980 г .- аспирантуру при МАИ им. С. Орджоникидзе по специальности 05.12.01 - Теоретические основы радиотехники. В 1981 г. защитил кандидатскую диссертацию по специальности 05.12.17- Радиотехнические устройства и системы. В 2002г. защитил докторскую диссертацию по специальности 05.12.04 - Радиотехника, в том числе системы и устройства радионавигации, радиолокации и телевидения. Профессор кафедры Радиофизики ВолГУ.<br>Область научных интересов: современные методы обработки широкополосных сигналов, теоретическая радиотехника, метрология локационных измерительных систем, системотехника.<br>E-mail: Zakharchenko_VD@mail.ru |
| | **Пак Олег Викторович,** 1986 г. рождения.<br>Окончил магистратуру физического факультета Волгоградского государственного университета в 2010 г. Инженер-конструктор НПО «ВОЛНА» Область научных интересов: радиотехника, полунатурное моделирование, ускорение обработки информации с помощью систем распределенного вычисления.<br>E-mail: olpak1@mail.ru |
| | **Васильев Александр Федорович,** 1969 г. рождения.<br>Кандидат физико-математических наук, доцент<br>В 1996 г. Окончил Волгоградский государственный университет по специальности радиофизика, в 1999 г. – аспирантуру при ВолГУ по специальности 01.04.03 - Радиофизика. В 2001 г. Защитил кандидатскую диссертацию по специальности 01.04.03. – Радиофизика. Доцент кафедры Радиофизики ВолГУ.<br>Область научных интересов: современные методы обработки широкополосных сигналов, силовая электроника, метрология локационных измерительных систем.<br>E-mail: was777@yandex.ru |

## ШУМОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АФАР

Гриднев В.И, Мосейчук Г.Ф., Тюрин Д.М.

Анализируются шумовые характеристики приемного режима АФАР пригодные для экспериментальной оценки ее качества. Предлагается одноканальная модель многоканальной АФАР и обосновываются ее шумовые характеристики.

## AESA NOISE CHARACTERISTICS.

Gridnev V.I., Moseichuk G.F., Turin D.M.

The authors study an AESA noise characteristics in receive mode. The equipment performance estimation is made on the basis of a one-channel AESA breadboard, the antenna noise characteristics are evaluated.

Шумовые характеристики радиоприемной системы, как и ее составляющих компонент: антенны, фидерных линий, малошумящих усилителей принято характеризовать шумовой температурой $T^{ш}$ и коэффициентом шума F. Понятие шумовой температуры стало широко применяться после экспериментального подтверждения в 1928 г. наличия напряжения шумового характера на клеммах сопротивления и установления Найквистом [1] связи между мощностью теплового шума, выделяемого на клеммах сопротивления и температурой окружающей среды. С тех пор любой величине мощности теплового шума $P_{Q1}^{ш}$ в точке Q1 электронной схемы, выделяемой в полосе Δf стали приписывать шумовую температуру $T_{\mathrm{Q1}}^{ш}$, определяемую формулой Найквиста

$$\frac{P_{Q1}^{ш}}{\Delta \mathrm{f}} = k\, T_{\mathrm{Q1}}^{ш} \qquad (1)$$

где $k$ - постоянная Больцмана. Так как мощность тепловых шумов нарастает в направлении выходных цепей электронной схемы, в этом же направлении нарастает и

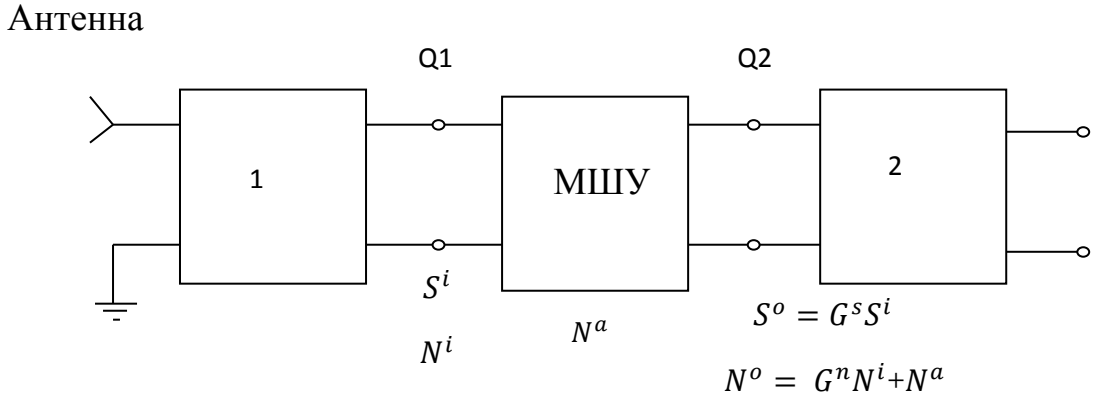



Рис.1 Блок схема одноканального приемного тракта

шумовая температура. Поэтому в одноканальных приемных системах, блок схема которой показана на рис.1 шумовую температуру принято определять в точке Q1, между выходом фидерных линий антенны и входом МШУ. В эту точку выносятся мощность шума принятого антенной из окружающего пространства и мощность шумов, созданных токопроводящими цепями самой антенны и линий передачи, а также пересчитываются шумы, созданные МШУ. Последующие цепи, как правило, при упрощенном анализе не учитываются. Шумовую температуру в одноканальной системе

в ряде случаев можно измерить экспериментально, например, путем сравнения с эталонным шумовым источником. Такие измерения сопряжены с большими сложностями, т. к. требуют обеспечения условий согласования внутреннего сопротивления источника шума с сопротивлением нагрузки, совпадающих со значениями, которые имеют место в электронной схеме. В соответствии с определением, принятым IEEE [2] коэффициент шума 2-х портового устройства равен отношению мощностей сигнала и шума на входе устройства (индекс -i, точка Q1) (Рис.1) и на его выходе (индекс -o, точка Q2)

$$\mathrm{F} = \frac{\left({\mathrm{S_i}}/{\mathrm{N_i}}\right)}{\left({\mathrm{S_o}}/{\mathrm{N_o}}\right)} \tag{2}$$

С помощью формул для мощностей сигнала и шума на выходе устройства, приведенных на рис.1, можно показать, что коэффициент шума равен

$$\mathrm{F} = \frac{\mathrm{G^n}}{\mathrm{G^s}} + \frac{\left({\mathrm{N_A}}/{\mathrm{G^s}}\right)}{\mathrm{N_i}} \tag{3}$$

Здесь $N_i$ - мощность шума в полосе частот $\Delta$f на входе устройства, $N_A$- дополнительная мощность шума порождаемая устройством в той же полосе, $G^s, G^n$ - коэффициенты усиления по мощности сигнала и шума. Значения коэффициентов передачи приемных трактов по мощности сигнала и шума предполагаются различными. Такое возможно, например, при использовании в качестве делителей и сумматоров мощности мостов Уикинсона, характеристики которых для когерентных и не когерентных сигналов отличаются друг от друга. Из (3) видно, что коэффициент шума зависит от величины мощности входного шума. Для того, чтобы установить однозначность в определении коэффициента шума, Фрис [3] предложил принять мощность входного шума $N_i$ равной мощности источника с температурой $T_0$=290$^0$K

$$\frac{N_i}{\Delta \mathrm{f}} = kT_0 = 4{\cdot}10^{-23}[\text{вт/гц}] \tag{4}$$

Только в этом случае устанавливается простая связь между шумовой температурой устройства и коэффициентом шума

$$T_{\mathrm{Q1}}^{ш} = (F-1)T_0 \tag{5}$$

Обеспечить выполнение условия Фриса при измерениях весьма непросто, т,к. трудно контролировать мощность внутри схемы.

Многоканальные приемные системы, примером которых является АФАР (рис.2), образованы параллельным соединением N каналов, каждый из которых имеет структуру, показанную на рис. 1. Эти системы имеют единственный выход, на котором измеряются мощности сигнала $S_o$ и шума $N_o$, однако у них отсутствует единственный вход, на который должна пересчитываться мощность шумов антенны и дополнительная шумовая мощность ${N_A}/{G^s}$, созданная МШУ. В многоканальной АФАР невозможно измерить мощность шумов принятых пассивной частью антенной решетки. При использовании упрощенной эквивалентной схемы (Рис.1) для всей АФАР необходимо определить параметры этой схемы: коэффициенты усиления каскадов, вносимые потери. Однако, экспериментально это сделать невозможно, а теоретические оценки всегда делаются при определенных допущениях, являющихся не однозначными. В результате традиционные шумовые характеристики: шумовую температуру и коэффициент шума нельзя применять для экспериментальной оценки шумовых характеристик АФАР, необходимой, например, при оценке параметров РЛС. Поэтому в литературе предложены другие шумовые характеристики АФАР при работе на прием.

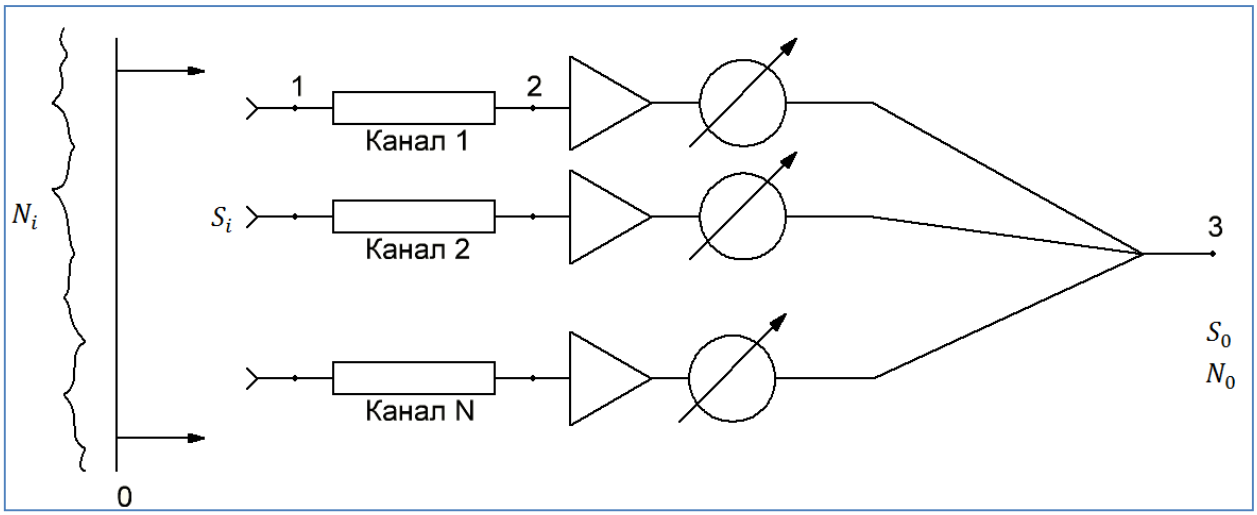



Рис.2 Структура многоканальной АФАР.

Так в [4], В.Л. Гостюхин приводит 3 характеристики:

- удельную спектральную плотность мощности шума $Q = {h_{\text{ш}}}/{S_{\text{экв.}}}$;
- добротность ${D}/{T}$ (показатель отношения сигнал/шум на выходе сумматора);
- энергетический параметр ${S_{\text{эфф}}}/{T_{\text{эфф}}}$, характеризуемый отношением эффективной площади раскрыва решетки к эффективной температуры шума АФАР, приведенной к раскрыву решетки. Этот параметр в [5] называется чувствительностью приемной антенной системы.

Эти характеристики относятся к АФАР в целом, т.е. предполагают, что она является одноканальной системой. Рассмотрим в каких же случаях многоканальную АФАР можно обоснованно, без каких либо натяжек, рассматривать как одноканальную. Это можно сделать, если под входом приемной АФАР понимать окружающее антенну пространство. Такой подход в антенной технике существует [5] и состоит в том, что окружающее пространство рассматривается либо как радиально-сферический волновод с падающими и отраженными волнами в виде расходящихся и сходящихся сферических мод, заданных в дальней зоне антенны. В этом случае одноканальная система описывается обобщенной матрицей рассеивания **S**. Другой моделью пространства вокруг антенны является 3-х мерный многомодовый волновод с модами в виде плоских волн. в котором существуют падающие на антенну и отраженные волны. Математической основой такой модели является разложение поля в виде интеграла Фурье. В этом волноводе на входе антенны существуют падающие гармонические плоские волны сигнала с заданной плотностью потока мощности $\overrightarrow{\Pi^s}$, плоские волны шумового происхождения, источником которых, например, являются радиозвезды, с плотностью потока мощности $\overrightarrow{\Pi^n}$, а также не коррелированный шум от окружающего пространства $W^n$. Плоские волны шумового происхождения могут быть созданы искусственным источником. Рассмотрим суммарное воздействие этих волн на АФАР. Цель данной работы заключается в определении шумовых характеристик АФАР, которые могут быть положены в основу экспериментальной оценки качества АФАР. На выходе АФАР будут существовать следующие мощности: сигнала со спектральной мощностью $P^s$, и шума со спектральной мощностью $P^n$. Величина мощности гармонического сигнала на выходе АФАР прямо пропорциональна плотности потока мощности падающей плоской волны:

$$\mathrm{P^s} = \mathrm{K^s \Pi^s} \qquad (6)$$

Коэффициент передачи по сигналу $K^s$ измеряется экспериментально с применением калиброванных эталонных антенн, имеет размерность [м$^2$], и смысл эффективной поверхности антенны с активными элементами. Падающая плоская шумовая волна создаст на выходе АФАР мощность пропорциональную коэффициенту передачи АФАР по мощности шума:

$$\mathrm{P}_{\text{п}}^{\text{n}} = \mathrm{K}_{\text{п}}^{\text{n}}\Pi^{\text{n}} \tag{7}$$

В (7) подчеркнуто, что $\mathrm{K}_{\text{п}}^{\text{n}}$ определяется при падающей плоской шумовой волне. Кроме этой мощности на выходе будет присутствовать мощность шума $\mathrm{P}_{\mathrm{W}}^{\text{n}}$, порожденная не коррелированным шумом $\mathrm{W}^{\text{n}}$ окружающего пространства на входе и интегральная мощность, созданная всеми элементами АФАР- $\mathrm{N}^{\mathrm{A}}$. Таким образом, величина мощности шума на выходе АФАР $\mathrm{P}^{\text{n}}$ равна сумме мощностей:

$$\mathrm{P}^{\text{n}} = \mathrm{P}_{\text{п}}^{\text{n}} + \mathrm{P}_{\mathrm{W}}^{\text{n}} + \mathrm{N}^{\mathrm{A}} \tag{8}$$

Рассмотрим величину коэффициента $\tilde{F}$ (с тильдой), равного отношению плотностей потоков мощностей сигнала и шума на входе к отношению мощностей сигнала и шума на выходе АФАР:

$$\tilde{\mathrm{F}} = \frac{\Pi^{\mathrm{s}}/\Pi^{\text{n}}}{\mathrm{P}^{\mathrm{s}}/\mathrm{P}^{\text{n}}} \tag{9}$$

Эта величина почти совпадает с классическим определением коэффициента шума системы (2), т.к. отношения плотностей потоков мощности сигнала и шума на входе равны отношению мощностей сигнала и шума принятых антенной. Важное отличие заключатся в том, что в классическом определении коэффициента шума (2) на входе присутствует шум, создаваемый источником (плоской волной) и шум окружающего пространства, а в (9) только плотность потока мощности шума, переносимого плоской волной. Все величины, входящие в (9) могут быть измерены. С учетом выражений (3)-(9) последняя формула примет вид:

$$\tilde{\mathrm{F}} = \frac{\mathrm{K}_{\text{п}}^{\text{n}}}{\mathrm{K}^{\mathrm{s}}} + \frac{\left(\mathrm{P}_{\mathrm{W}}^{\text{n}}+\mathrm{N}^{\mathrm{A}}\right)}{\mathrm{K}^{\mathrm{s}}\Pi^{\text{n}}} \tag{10}$$

в круглых скобках этой формулы стоит сумма мощностей шума на выходе АФАР, созданных активными элементами и потерями в АФАР $N^A$ и входного шума усиленного АФАР $P_W^n$. Величина $\tilde{F}$ может быть вычислена по результатам измерений при различных значениях плотности потока мощности падающей шумовой волны по формуле (9). В результате неизвестная шумовая мощность $(P_W^n + N^A)$ может быть найдена как

$$\left(\mathrm{P}_{\mathrm{W}}^{\text{n}} + \mathrm{N}^{\mathrm{A}}\right) = \mathrm{K}^{\mathrm{s}}\left(\tilde{\mathrm{F}}_2 - \tilde{\mathrm{F}}_1\right)\frac{\Pi_1^{\text{n}}\cdot\Pi_2^{\text{n}}}{\left(\Pi_1^{\text{n}} - \Pi_2^{\text{n}}\right)} \tag{11}$$

Данную шумовую мощность можно пересчитать на вход антенны, понимая под входом плоскую волну в пространстве. Тогда можно считать, что на входе антенны (в пространстве перед антенной) действуют шумовые сигналы в виде искусственно созданной плоской волны $\Pi^{\text{n}}$ и некоторой постоянно присутствующей шумовой волны с плотностью потока мощности $\Pi_{\text{пор.}}^{\text{n}}$:

$$\Pi_{\Sigma}^{\text{n}} = \Pi^{\text{n}} + \Pi_{\text{пор}}^{\text{n}} \tag{12}$$

равной

$$\Pi_{\text{пор}}^{\text{n}} = \frac{\left(\mathrm{P}_{\mathrm{W}}^{\text{n}}+\mathrm{N}^{\mathrm{A}}\right)}{\mathrm{K}^{\text{n}}} \tag{13}$$

Можно считать, что даже при отсутствии искусственно созданной волны $\Pi^{\text{n}}$ на входе АФАР есть шумовая волна $\Pi_{\text{пор}}^{\text{n}}$, порожденная цепями АФАР и внешним пространством. Для определения плотности потока мощности этой волны необходимо измерить спектральные мощности шумов на выходе АФАР при отсутствии на входе антенны искусственно созданных шумовых сигналов, и коэффициент передачи по шуму $\mathrm{K}^{\text{n}}$ . Вынося все шумы антенны на ее вход перед антенной, саму антенну теперь

нужно рассматривать, как не создающую шумы и не изменяющую соотношение сигнал/шум. Поэтому, если для функционирования РЛС необходимо на выходе АФАР иметь заданное отношение сигнал/шум, равное

$$SNR_o = \frac{P^s}{P^n} \quad (14)$$

то на входе АФАР соотношение сигнал/шум изменится на величину соотношения коэффициентов передачи сигнала и шума

$$\mathrm{SNR_i} = \frac{\Pi^{\mathrm{s}}}{\Pi^{\mathrm{n}}} = \mathrm{SNR_o}\frac{\mathrm{K^n}}{\mathrm{K^s}} \quad (15)$$

а минимальная плотность потока мощности полезного сигнала пропорциональна $\Pi^{\mathrm{n}}_{\mathrm{пор}}$

$$\Pi^{\mathrm{s}}_{\mathrm{мин}} = \mathrm{SNR_i}\cdot\Pi^{\mathrm{n}}_{\mathrm{пор}} = SNR_o\ \frac{(\mathrm{P^n_W}+\mathrm{N^A})}{K^s} \quad (16)$$

Шумовая волна как бы образует порог, который должен быть превышен сигналом в $\mathrm{SNR_i}$ раз. Будем в дальнейшем величину $\Pi^{\mathrm{n}}_{\mathrm{пор}}$ называть **"шумовым порогом"** АФАР. Величина шумового порога, как мы видим, зависит не только от самой АФАР, но и от окружающей среды, создающей шумы. Понятие шумового порога сродни понятию предельной чувствительности приемника, выражаемой в мкВт. Отличие заключается в том, что для многоканальных приемных систем принятую мощность нельзя измерить, поэтому правильнее установить минимальную плотность потока мощности сигнала, падающего на антенну и превосходящую в $\mathrm{SNR}_i$ шумовой порог. Заметим, что здесь присутствует абсолютная величина шумовой мощности ограничивающей чувствительность РЛС, так же как и в случае шумовой температуры, однозначно связанной с мощностью шума. Величина шумового порога $\Pi^{\mathrm{n}}_{\mathrm{пор}}$ это та же самая величина удельной спектральной плотности мощности шума $Q$ , цитируемой Гостюхиным В.Л. [4]. Только в (13) четко сформулированы условия измерения шумового порога. Величина шумового порога в соответствии с (12) определена для направления прихода сигнала, соответствующего максимуму диаграммы направленности антенны. В этом направлении коэффициент передачи $K^s$ максимален и величина полезного сигнала, необходимая для функционирования РЛС минимальна. В других направлениях коэффициент усиления антенны уменьшается и, соответственно, уменьшается коэффициент передачи $K^s$, что приводит к увеличению шумового порога. Это совершенно естественное явление заключающееся в том, что при постоянной шумовой мощности и уменьшении сигнала при приходе сигнала с боковых направлений, отношение сигнал/шум уменьшается, что эквивалентно возрастанию шумового порога. Таким образом, за значение шумового порога необходимо принимать его минимальное значение, соответствующее настройке на максимум диаграммы направленности. Чем меньше шумовой порог РЛС, тем она лучше.

Величину шумового порога можно связать с уравнением радиолокации. Тогда при заданном шумовом пороге максимальная дальность РЛС определяется по формуле:

$$\mathrm{R_{max}} = \sqrt[4]{\frac{\mathrm{P_tG_t}\sigma}{(4\pi)^2\mathrm{SNR}\,\Pi^{\mathrm{n}}_{\mathrm{пор.}}}} \quad (17)$$

где $P_t, G_t$ - излучаемая антенной мощность и КНД антенны, а σ - ЭПР цели. С другой стороны, величина экспериментального порога для обеспечения требуемой дальности равна:

$$\Pi^{\mathrm{n}}_{\mathrm{пор.}} = \frac{\mathrm{P_tG_t}\sigma}{(4\pi)^2(\mathrm{R_{max}})^4\mathrm{SNR}} \quad (18)$$

Эффективным средством уменьшения шумового порога и увеличения дальности действия РЛС, согласно (13) является увеличение коэффициента передачи $\mathrm{K^n}$, для чего необходимо увеличивать коэффициент усиления антенны и МШУ, уменьшать потери в тракте антенны.

Величину шумового порога можно связать с шумовой температурой эквивалентной одноканальной схемы АФАР, если параметры этой схемы известны. Возьмем за основу эквивалентную схему, показанную на рис. 1. Пусть эффективная поверхность пассивной части антенны с каскадом 1 по шумовому сигналу равна $A^{n}_{эфф}$. Тогда мощность шума после каскада 1, перед МШУ, в которую будут входить шумы активных элементов и окружающего пространства, пропорциональна $П^{n}_{пор}$

$$N^{i} = П^{n}_{пор}\, A^{n}_{эфф} = k\Delta f\, T^{ш} \tag{19}$$

Отсюда следует, что чувствительность приемной антенной системы, определенная в [5,стр.175] равна

$$\frac{A^{n}_{эфф}}{T^{ш}} = \frac{k\Delta f}{П^{n}_{пор}} \tag{20}$$

т.е. величину шумового порога можно связать не с шумовой температурой АФАР, а с чувствительностью приемной антенной системы. Заметим, что в (20) фигурирует эффективная поверхность пассивной антенной части АФАР по шумовому сигналу, не связанная с активными элементами, но учитывающая потери в антенном тракте. При этом, в этой формуле нельзя независимо определить ни $T^{ш}$ ни $A^{n}_{эфф}$. Если допустить, что величина коэффициента передачи равна

$$K^{n} = A^{n}_{эфф} \cdot G^{n} = S^{n}_{экв} \tag{21}$$

то соотношение (20) можно переписать в виде

$$\frac{A^{n}_{эфф} G^{n}}{k\Delta f\, T^{ш} G^{n}} = \frac{S^{n}_{экв}}{k\Delta f\, T^{ш}_{o}} = \frac{1}{П^{n}_{пор.}} \tag{22}$$

Из (22) следует, что шумовые интегральные параметры, приведенные в [4] связаны между собой. Понятия шумовой температуры и коэффициента шума стали классическими и от них трудно отказаться, поэтому можно ввести новые определения для многоканальных АФАР, пригодные для экспериментального измерения. Для этого вычислим мощность $P^{n}_{пор.}$, равную произведению шумового порога на **геометрическую** поверхность $S^{a}$ апертуры АФАР:

$$P^{n}_{пор} = П^{n}_{пор} \cdot S^{a} \tag{23}$$

С этой мощностью свяжем шумовую температуру АФАР

$$\frac{P^{n}_{пор}}{\Delta f} = k\, T^{ш}_{АФАР} \tag{24}$$

величина которой превышает истинное значение одноканальной системы, но может быть принята в качестве оценочной, определяемой экспериментально. Если представляется возможным достоверно расссчитать апертурный КИП $\eta_{a}$ для различных амплитудно-фазовых распределений, можно получить более точную оценку принятой мощности

$$P^{n}_{пор} = П^{n}_{пор} \cdot S^{a}\, \eta_{a} \tag{25}$$

и, соответственно более точную оценку шумовой температуры. Соответственно теперь может быть определен и коэффициент шума АФАР

$$F = 1 + \frac{T^{ш}_{АФАР}}{T_{0}} \tag{25}$$

## Выводы

Классические шумовые параметры приемных антенных систем - шумовую температуру и коэффициент шума нельзя применять для экспериментальной аттестации многоканальных АФАР. Предложен подход к сведению многоканальной антенны к одноканальной, когда под входом антенны при анализе шумовых характеристик понимается окружающее пространство в виде многомодового

волновода. АФАР можно рассматривать как антенну, не создающую шумов, но на входе которой постоянно присутствует шумовая волна, равная шумовому порогу. Для обеспечения работы РЛС плотность потока мощности полезного сигнала должна в заданное число превосходить величину шумового порога. Для экспериментальных целей предлагается определять шумовую температуру и коэффициент шума АФАР используя геометрическую площадь раскрыва антенны.

## Литература

1. H. Nyquist, Thermal Agitation of Electric Charge in Conductor, Phys. Rev32, 110(1928)
2. Description of the Noise Performance of Amplifiers and Receiving Systems, Sponsored by IRE subcommittee 7.9 on Noise, Proc. of the IEEE, March, 1963, pp. 436-442.
3. Friis H.T. Noise Figures of Radio Receivers, Proc. of the IRE, July, 1944, pp. 419-422.
4. Гостюхин В.Л., Трусов В.Н., Гостюхин А.В. - Активные фазированные решетки, Под ред. Гостюхина В.Л. - Изд. Радиотехника, М., 2011 г.
5. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны.- Энергия, М., 1975.

## Сведения об авторах

**Гриднев Вячеслав Иванович**, 1947 г. р., Московский Энергетический институт в 1972г., к.т.н. 1986г., Область научных интересов - антенные решетки, радиопрозрачные укрытия, прикладные вопросы электродинамики. Нач. лаборатории в НИИП им. В.В. Тихомирова, viagri@mail.ru

**Мосейчук Георгий Федосьевич** - нач. лаб. НИИП им. В.В.Тихомирова. Область научных интересов - активные антенные решетки, вопросы антенной техники и устройств СВЧ.

**Тюрин Дмитрий Михайлович**, 1992 г.р., Рязанский Гос. Радиотехнический университет 2014г., инженер НИИП им. В.В. Тихомирова. Область научных интересов - радиоприемные и антенные устройства, ъметоды измерения шумовых характеристик., Fashuga@ya.ru

УДК 621.396.67

# ШИРОКОПОЛОСНАЯ АКТИВНАЯ ПРИЕМНАЯ ДКМВ АНТЕННА С ФИЛЬТРАЦИЕЙ ВХОДНОГО СИГНАЛА

Ерёмин В.И

Представлена схема активной приемной ДКМВ антенны со встроенным фильтром на входе инвертирующего усилителя. Предложенный подход позволяет использовать стандартные методики расчета ВЧ фильтров, тем самым обеспечивая возможность эффективного решения проблемы помехозащищенности антенны в ГКМВ и МВ диапазоне и существенно облегчая процесс адаптации антенны под различные комплексы связи. В работе приведены параметры самолетной антенны, разработанной в рамках нового подхода.

# WIDE BAND ACTIVE RECEIVING DECAMETER ANTENNA WITH INPUT SIGNAL FILTERING

The design of active receiving decameter antenna with built-in filter on the inverse amplifier input is presented. The introduced approach allows using standard methods for RF filter's calculation, thus, the capability of effective solution of the noise immunity problem in the medium and metric range is provided, and the process of the antenna adaptation for different communication systems is considerably simplified. Parameters of the airborne antenna developed according to a new approach are presented in this paper.

Применение активных элементов, усилителей, в приемных ДКМВ антеннах обеспечивает уменьшение размеров антенн и получение широкой, в несколько октав полосы пропускания [1]. Применение таких антенн-усилителей с электрически коротким антенным элементом на подвижных объектах и в частности на летательных аппаратах, является весьма перспективным, поскольку небольшие геометрические размеры существенно расширяют возможности по размещению антенн, а сверх широкая рабочая полоса частот, позволяет использовать одну антенну для одновременного приема нескольких каналов связи и, тем самым, уменьшить число антенн на объекте.

Первые усилители антенн выполнялись на отдельных транзисторах или электронных лампах [1,2]. Более современные схемы основаны на использовании операционных усилителей, зачастую включающих десятки транзисторов, что позволяет существенно увеличить линейность, понизить шумы, встроить цепи защиты. Возможны два принципиальных способа согласования усилителя с антенным элементом: низкоомное и высокоомное. В первом случае входное сопротивление усилителя стремится к нулю (в реальности ~0,1-1 Ом), во втором к бесконечности (~1 МОм) Операционный усилитель подключенный к выходу антенного элемента по схеме усилителя с инвертированием (рисунок 1), обеспечивает низкоомное согласование. Такое подключение обладает целым рядом преимуществ [2,3]. Малое входное сопротивление усилителя приводит к малым уровням напряжения на входе при работе в нормальном режиме, что снижает требования на электрическую прочность к используемым полупроводниковым элементам и позволяет использовать диодную защиту на входе без заметного увеличения уровня интермодуляционных (нелинейных) помех. Кроме того, ниже будет показано, что данная схема обладает еще одним важным преимуществом.

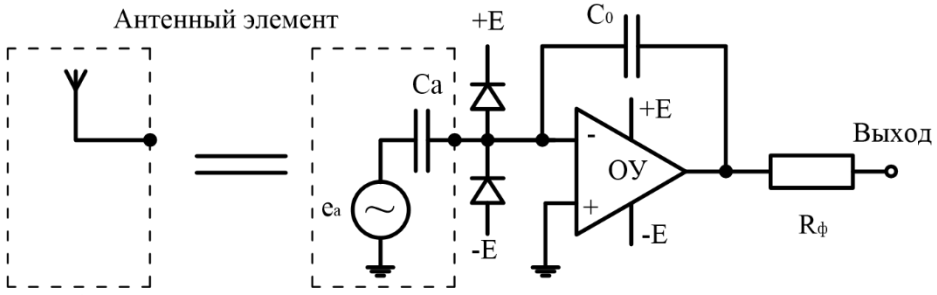



Рисунок 1 – Схема низкоомного согласования антенного элемента и операционного усилителя, включенного по схеме усиления с инвертированием

Ширина полосы приема активной антенны, показанной на рисунке 1, ограничивается, в первую очередь, рабочей шириной полосы ее усилителя. Это означает, что без принятия специальных мер ДКМВ антенна гарантированно будет принимать ГКМВ и часть МВ диапазона. Причем, чем больший размах напряжения должен быть получен на выходе усилителя тем выше должна быть скорость нарастания выходного напряжения, что означает большее быстродействие и следовательно более широкую полосу усиления, так операционные усилители с большим динамическим диапазоном, обеспечивающие амплитуду выходного напряжения порядка 10 В на частоте 30 МГц, обычно имеют ширину полосы усиления превышающую 100 МГц. Все сигналы и помехи, попадающие в эту частотную полосу будут восприняты антенным элементом и пройдут через усилитель антенны. В этом случае наличие мощных помех в любой части полосы усиления может привести к превышению динамического диапазона усилителя следствием чего, будет резкое возрастание интермодуляционных помех, падения коэффициента усиления сигнала и заметное снижение соотношения сигнал-шум [2]. Таким образом, работа близкорасположенных радиопередатчиков ГКМВ и МВ диапазонов может приводить к ухудшению приема в ДКМВ диапазоне и возникает задача подавления помех, на входе усилителя, лежащих вне рабочего диапазона антенны.

Эта проблема хорошо известна и в качестве ее решения предлагаются различные меры вроде включения RLC двухполюсников в цепи обратной связи и на входе усилителя [4,5]. Эти двухполюсники можно рассматривать как простейшие частотные фильтры. Недостатками таких фильтров является неравномерность передаточной функции в рабочем диапазоне и невысокая скорость спадания передаточной функции вне рабочего диапазона [6]. Аналогично и другие решения проблемы, например, в виде применения углепластиковой трубки с частотозависимыми потерями [4] хотя и улучшают подавление помех, но не позволяют управлять скоростью спадания и равномерностью функции передачи антенны. В то же время в теории электрических ВЧ фильтров [6-8], хорошо отработаны готовые решения в виде LC четырехполюсников с требуемой скоростью спадания и равномерностью функции передачи в заданном частотном диапазоне. И здесь следует отметить еще одно крайне важное преимущество низкоомного согласования усилителя в активной антенне. Для расчета ВЧ фильтра, включенного между выходом антенного элемента и входом инвертирующего усилителя (рисунок 2) можно использовать готовые методы из теории фильтров, поскольку инвертирующий выход усилителя при нормальной работе оказывается эффективно заземлен по ВЧ сигналу. В такой схеме выходной резистор фильтра оказывается входным для инвертирующего усилителя и при этом фильтр и усилитель не влияют на режим работы друг друга. Поскольку входное и выходное сопротивление фильтра в общем случае будет различным, то для расчета элементов фильтра, вне зависимости от его типа, удобнее всего использовать метод Дарлингтона [7].

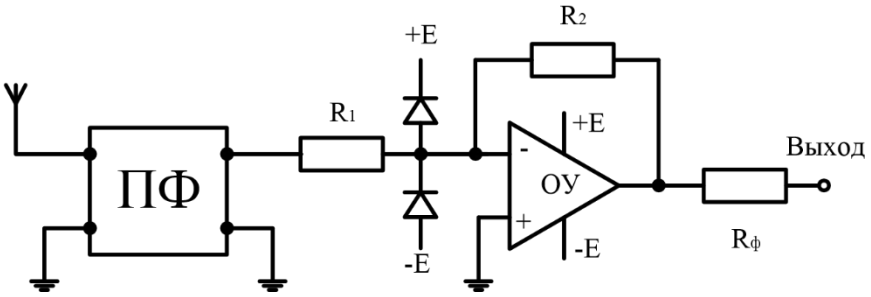



Рисунок 2 – Схема включения фильтра между выходом антенного элемента и инвертирующим входом операционного усилителя.

Параметры антенного элемента учитываются в ВЧ фильтре следующим образом. Электрически короткий антенный элемент в широком диапазоне частот может рассматриваться как постоянная емкость, которая включается в первое звено фильтра. Для высоких частот (~60-100 МГц) антенный элемент не будет электрически коротким и постоянная емкость, очевидно, не будет эквивалентом антенного элемента. В этом случае первое звено фильтра расстраивается, однако при наличии достаточно большого числа звеньев ослабление верхних частот будут обеспечивать оставшиеся каскады и эффективность фильтра практически не изменится. Нормировка фильтра осуществляется таким образом, чтобы первая последовательная емкость фильтра совпадала по значению с емкостью антенны в ДКМВ диапазоне. Таким образом, получается, что элементы фильтра и величина выходного сопротивления определяются выходными параметрами антенного элемента. Поскольку методом Дарлингтона рассчитывается коэффициент прохождения фильтра по напряжению, это означает, что в зависимости от нормировки меняется и выходная мощность получающегося фильтра. Следует отметить, что мощность на выходе усилителя при этом не меняется, поскольку определяется только выходным напряжением фильтра и выходной нагрузкой усилителя.

Хотя расчет фильтра приведенным выше методом можно формально провести для любой емкости антенного элемента, из практических соображений ясно, что эта емкость не может быть меньше 10 пФ. При меньшей емкости влияние шунтирующих паразитных емкостей на стыке антенного элемента и фильтра (~1-2 пФ) будет существенно уменьшать действующую высоту антенного элемента. Более того расчетные значения индуктивностей при такой нормировке (~50-100 мкГн) не могут быть реализованы на практике из-за больших значений паразитной емкости получающихся катушек. Это означает, что тонкий штырь не подходит в качестве элемента активной антенны, поскольку емкость тонкого штыря высотой 0.4-1 м относительно подстилающей металлической поверхности невелика и составляет несколько пикофарад [2]. Замена антенного элемента в виде тонкого штыря на цилиндр такой же высоты приводит к росту емкости, так при диаметре 20 см и высоте 30 см входная емкость относительно корпуса будет уже 30пФ. Форма в виде цилиндра не является обязательной, возможно получение аналогичной емкости при использовании плоского антенного площадью ~0.2 м$^2$. Такая емкость антенного элемента является достаточной с точки зрения влияния шунтирующих паразитных емкостей на выходе, но с точки зрения удобства построения фильтра требуются более высокие значения, порядка 100-200 пФ. Получить такие значения емкости при малых размерах антенны невозможно. Выход здесь в использовании трансформаторов.

Рассмотрим электрическую схему, содержащую трансформатор с коэффициентом передачи по напряжению n (рисунок 3а). Таким образом, слева от трансформатора напряжение в n раз выше, чем справа. Можно привести левую часть схемы к напряжению правой части соответственно пересчитав входящие в нее элементы [9], такая эквивалентная схема приведена на рисунке 3б. От этой схемы можно перейти к эквивалент-

ной схеме, в которой взаимодействие между правой и левой частями схемы через магнитное поле заменено на электрическое соединение (рисунок 3в) [6]. Как видно из последней схемы, эффективная емкость в левой части выросла в $n^2$. Если считать, что слева присоединен антенный элемент, то при реальных значениях коэффициента n порядка 2-3, эффективная емкость антенного элемента выросла в 4-9 раз. Однако, из первоначальной схемы на рисунке 3а видно, что трансформатор понижает напряжение, если двигаться от выхода антенного элемента к резистору, замыкающему фильтр. Может показаться, что отсюда следует понижение напряжения на выходном резисторе в n раз. На самом же деле это не так. Рассмотрим два фильтра. Пусть один из фильтров получен из другого перенормировкой: емкости выросли в $n^2$ раз, а индуктивности и сопротивления уменьшились в $n^2$. Ясно, что коэффициент передачи по напряжению в фильтрах совпадает, а токи во втором фильтре в $n^2$ раз больше. Схему справа и слева от трансформатора можно рассматривать как части двух разных фильтров отличающихся нормировкой $n^2$. Через трансформатор эти части объединяются в один фильтр и при этом коэффициент трансформации по току близок к единице. Отсюда следует, что в правой части фильтра токи в $n^2$ раз выше, чем должны быть для фильтра с такой нормировкой. С учетом понижения напряжения на трансформаторе в n раз, напряжение на выходной нагрузке возрастает в n раз. Еще одним важным качеством трансформатора является возможность сделать его частью фильтра. Как можно заметить из схемы на рис 3в, взаимная индуктивность M может рассматриваться как параллельная индуктивность фильтра, а индуктивность рассеяния – часть последовательной индуктивности. Отсюда следует, что в фильтре с большим числом звеньев можно рассчитывать на включение нескольких последовательных трансформаторов. Введение дополнительных трансформаторов позволяет не только эффективно увеличивать емкость антенного элемента, но и убрать жесткую связь между параметрами антенного элемента и значением выходной нагрузки фильтра, оптимизируя ее значения для работы усилителя. Возможно, даже привести выходную нагрузку фильтра к значению 50 Ом и сделать схему с возможностью обхода активного усилителя для случая сильного сигнала.

Описанный выше подход использован при создании макета самолетной приемной ДКМВ антенны рисунок 4. Антенный элемент макета выполнен из алюминиевого листа в виде трапеции. Высота антенного элемента составила 0.6 м, ширина основания – 0.42 м, площадь 0.22 $м^2$. Выбор плоского антенного элемента объясняется требованием минимизации лобового аэродинамического сопротивления антенны. Измерения входного импеданса антенного элемента при размещении его на фюзеляже самолета Ил-18 показали, что в ДКМВ его эквивалентная емкость составляет 30 пФ. На выходе антенного элемента встроен полосовой фильтр Чебышева 8-го порядка, электрическая схема которого приведена на рисунке 5. В самом начале фильтра встроен автотрансформатор, выполненный на ферритовом кольце с коэффициентом трансформации 2.4. Амплитудно-частотная характеристика фильтра как теоретическая (без учета трансформатора) так и реализованная приведена на рисунок 6. Выходное сопротивление фильтра замыкается на инвертирующий выход операционного усилителя AD811 (рисунок 5). Для получения максимального динамического диапазона усилителя коэффициент усиления схемы выбран равным 1.7, а на выходе установлен буфер BUF634. Итоговый измеренный коэффициент передачи схемы по малому сигналу показан на рисунке 6, фазочастотная характеристика на рисунке 7. Важно отметит, что для высоких частот (~50 МГц и выше), где теоретический коэффициент передачи фильтра менее – 70дБ экспериментальные графики на рисунке 6 показывают уже не коэффициент передачи а шумы. Для случая без активного усиления это шумы в схеме заземления стенда, для включенного усилителя это шумы лабораторного источника питания. Собственные шумы усилителя антенны составили величину 16 $нВ/(Гц)^{1/2}$.

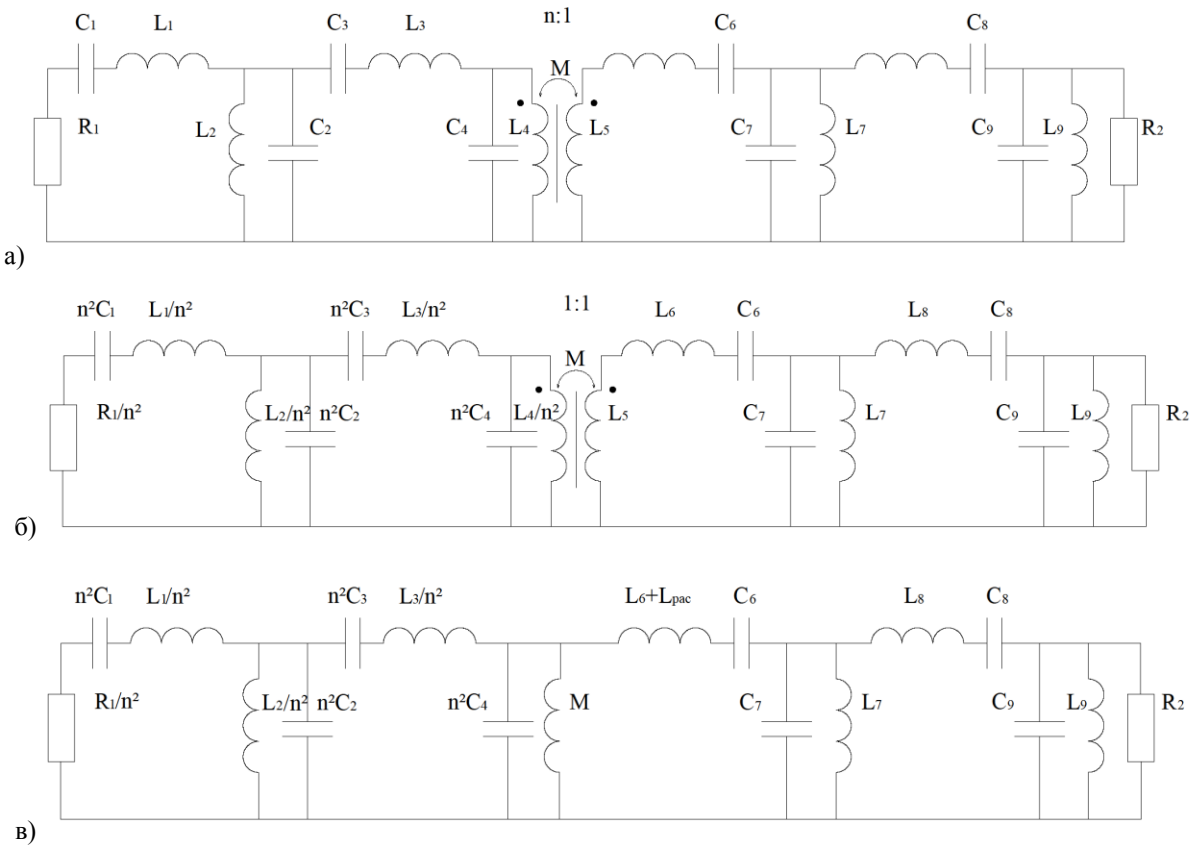



Рисунок 3 – Эквивалентные электрические схемы, поясняющие использование трансформатора в ВЧ фильтре

Рисунок 4 – Внешний вид макета самолетной приемной активной ДКМВ антенны

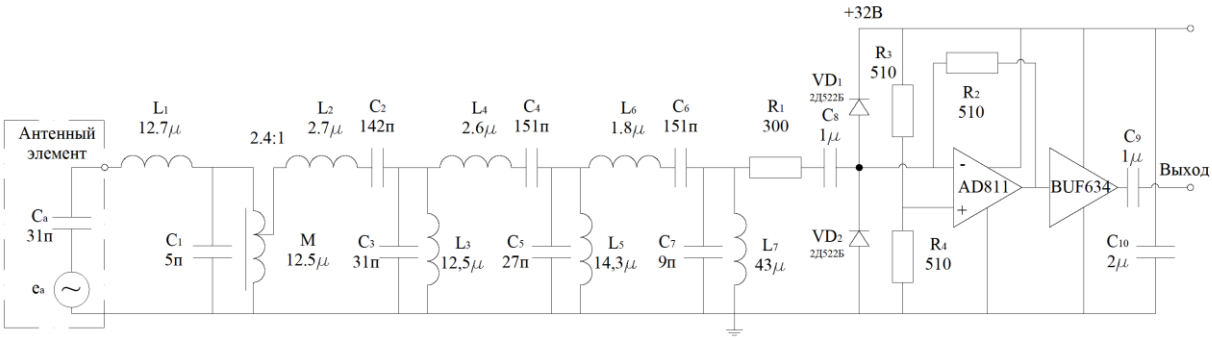



Рисунок 5 - Электрическая схема приемной активной ДКМВ антенны

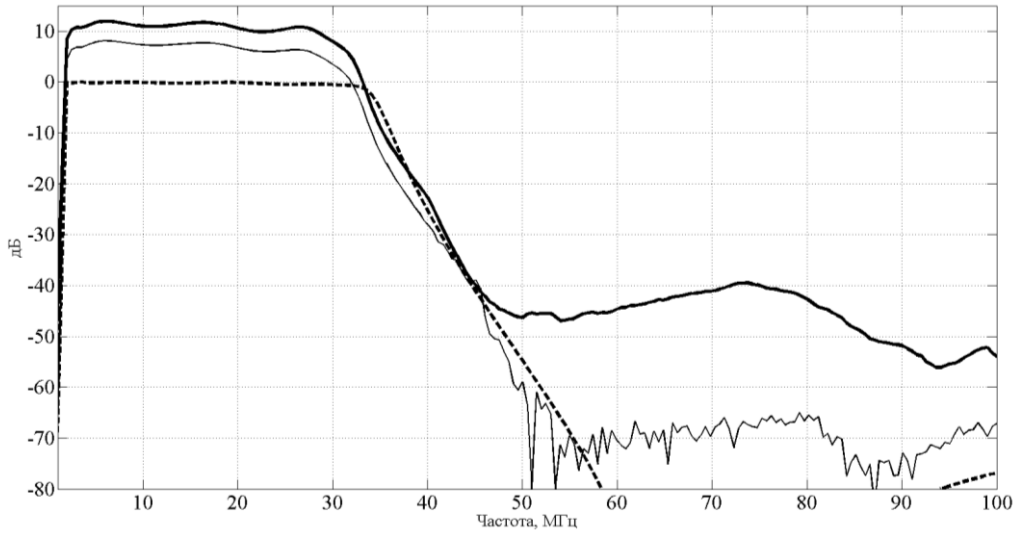



Рисунок 6 – Амплитудно-частотная характеристика приемной активной ДКМВ антенны. Толстой линией обозначен модуль коэффициента передачи, полученный на выходе антенны (усилителя) (уровень ~-40дБ - шумы). Тонкой линией обозначен модуль коэффициента передачи пассивного фильтра (~-70дБ – шумы), пунктир – теоретический коэффициент передачи, рассчитанный без учета трансформатора

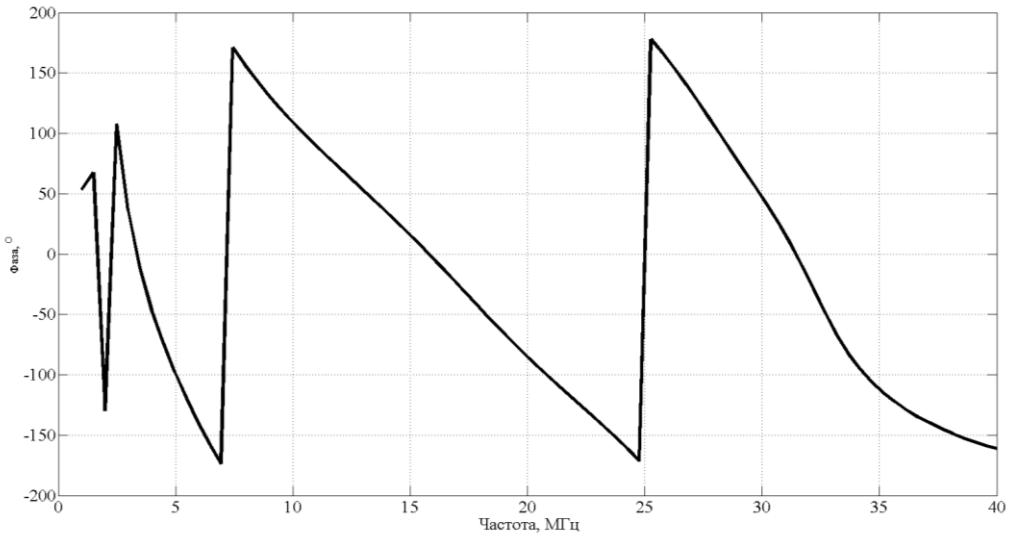



Рисунок 7 – Фазочастотная характеристика приемной активной ДКМВ антенны

При таком уровне собственного шума расчетная чувствительность по полю разработанной антенны в ДКМВ диапазоне составит 0.7 мкВ/м в полосе 1200 Гц при отношении сигнал/шум 10 дБ. Поле блокирования при этом составит около 4 В/м. Понятно, что такая высокая чувствительность антенны избыточна, поскольку помимо собственных шумов усилителя на прием будут влиять атмосферные шумы и наличие помех ДКМВ радиостанций и близко расположенных ДКМВ передатчиков. Таким образом, антенна имеет значительный запас по чувствительности для уменьшения размеров антенного элемента. Уменьшение высоты антенны в два раза приведет к уменьшению чувствительности вдвое. Кроме того, следует учесть влияние паразитной емкости разрядника, необходимого для защиты входа антенны. При входной емкости антенного элемента 10 пФ шунтирующая емкость разрядника 8пФ приведет к уменьшению действующей высоты фактически еще в два раза. В этом случае чувствительность по полю и поле блокирования составит соответственно 3 мкВ/м и 16 В/м.

Полученные результаты демонстрируют перспективность применения приведенного выше подхода для создания новых активных приемных антенн, обладающих повышенной помехозащищенностью и высокой чувствительностью. Размещение полноценного ВЧ фильтра между антенным элементом и усилителем позволяет эффективно решить проблему помехозащищенности антенны по отношению к помехам, лежащим вне рабочего диапазона частот и обеспечить изменение самого рабочего диапазона. Применение трансформаторов в составе фильтра расширяет возможности использования стандартных фильтров, улучшает чувствительность антенны, а также позволяет оптимизировать работу активного усилителя.

## Литература


1. Б.Г. Цыбаев, Б.С. Романов Антенны усилители //М.: Советское радио, 1980. -240с.
2. А.М. Бобков. Реальная избирательность радиоприемных трактов в сложной помеховой обстановке //С.-Петербург, 2001. -216 с.
3. E.H. Nordholt and D.V. Willigen. A New Approach to Active Antenna Design //IEEE Transaction on antennas and propagation, November 1980, vol. AP-28, № 6, p. 905-910.
4. Патент РФ 148922U1
5. Патент РФ 2169973C1
6. Босый Н.Д. Электрические фильтры // - 3 изд., перераб. и доп. – Киев: Государственное издательство технической литературы УССР, 1959. – 617с.
7. Гарри Лэм Аналоговые и цифровые Фильтры // Пер. с англ.- М.: Мир, 1982, - 592с.
8. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров // Пер. с нем. – М.: Радио и связь, 1983. – 752с.
9. Л.А. Бессонов Теоретические основы электротехники //- 9 изд., перераб. и доп. – М: Высшая школа, 1996. – 639с.


## Сведения об авторе

**Ерёмин В.И.** закончил Нижегородский Государственный Университет им. Н.И. Лобачевского по направлению «радиофизика» в 2006 г. Направление научных исследований – электродинамика антенных систем. Ведущий инженер отдела антенно-фидерных систем ФНПЦ АО «НПП «Полет».

ISBN 978-5-9907623-7-4

Сборник трудов

XXIII Международной научно-технической конференции
«РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ»

Том 2

Издательство «Научно-исследовательские публикации»
(ООО «ВЭЛБОРН»)

Юридический адрес: 394068, г. Воронеж, Московский пр-т, 98.

Адрес для направления корреспонденции: 394066, г. Воронеж, ж/м Задонье, квартал 9, д.14, ООО «ВЭЛБОРН»

Тел. +7 (930)403-54-18

ISBN 978-5-9907623-7-4