12+

ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 3/2023

Воронеж 2023

Главный редактор
докт. техн. наук, проф.
В.И. НИКОЛАЕВ

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ:

Председатель
докт. техн. наук, проф., академик РАН
В.И. БОРИСОВ

Заместитель председателя
докт. техн. наук, проф.
В.И. НИКОЛАЕВ

Члены редакционного совета
докт. техн. наук, доцент
М.Л. АРТЕМОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, доцент
Р.Ю. БОРОДУЛИН (г. Санкт-Петербург)
докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН
А.С. БУГАЕВ (г. Москва)
докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН
Ю.В. ГУЛЯЕВ (г. Москва)
докт. техн. наук, проф.
В.В. ЗЕЛЕНЕВСКИЙ (г. Серпухов)
докт. техн. наук, проф.
Ю.Л. КОЗИРАЦКИЙ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф., академик РАН
Н.А. КУЗНЕЦОВ (г. Москва)
докт. физ.-мат. наук, проф.
Ю.Б. НЕЧАЕВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
В.Н. ПОВЕТКО (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
А.Ю. САВИНКОВ (г. Воронеж)
докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН
А.С. СИГОВ (г. Москва)
докт. техн. наук, доцент
Н.М. ТИХОМИРОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
В.А. ЦИМБАЛ (г. Серпухов)

Научно-технический журнал «Теория и техника радиосвязи» издаётся с 1966 года. Выходит 4 раза в год. В журнале публикуются статьи ведущих специалистов, докторантов и аспирантов АО «Концерн «Созвездие» (Воронежского НИИ связи) и отрасли по общим вопросам радиосвязи, теоретическим и экспериментальным исследованиям в области передачи непрерывных и дискретных сообщений, проблемам помехоустойчивости и методам передачи информации в условиях высокоорганизованного радиопротиводействия; особенностям построения различных видов систем связи с использованием узкополосных и широкополосных шумоподобных сигналов; вопросам разработки методов совмещения телекоммуникационных, измерительных и управляющих систем, а также другим вопросам областей исследований, соответствующих группе специальностей 2.2. «Электроника, фотоника, приборостроение и связь»: 2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения; 2.2.14. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии; 2.2.15. Системы, сети и устройства телекоммуникаций.

Журнал входит в Перечень изданий, рекомендуемых ВАК РФ для опубликования основных результатов диссертаций на соискание учёной степени доктора и кандидата наук.

Издание зарегистрировано в Федеральной службе по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций, регистрационный номер ПИ № ФС77-36740 от 01.07.2009.

Подписной индекс 72972 в Интернет-каталоге «Пресса России».

Подписано в печать 01.09.2023. Дата выхода в свет 11.09.2023.
Формат 60×88 ⅛. Уч.-изд. л. – 8,2. Тираж 200 экз. Заказ № 265. Свободная цена.

Учредитель и издатель: АО «Концерн «Созвездие».

Адрес издателя и редакции: 394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, д. 14;
тел.: +7 (473) 252-52-52, доб. 10113; e-mail: office@sozvezdie.su
(для редакции журнала «Теория и техника радиосвязи»).
Отпечатано в типографии АО «Концерн «Созвездие»,
394062, г. Воронеж, ул. Антокольского, д. 10Б.

Страница издания в сети «Интернет»: http://www.sozvezdie.su/science/journal

© АО «Концерн «Созвездие», 2023

СОДЕРЖАНИЕ

№ 3, 2023

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Результаты оценки эффективности способов модуляции и кодирования данных при передаче информации по каналу связи СНЧ диапазона
Ю.В. Коновалова 5

Обоснование актуальности создания оптоуправляемых рефлекторов для многофункциональных антенных систем
Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Д.К. Проскурин, С.М. Фёдоров 12

Оценка помехоустойчивости многоканального обнаружителя шумоподобного сигнала при наличии эффекта Доплера в принимаемом сигнале
Ю.В. Сидоров, В.И. Шестопалов, А.И. Мордовин 20

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Адаптивная система контроля и управления параметрами радиосвязи между беспилотным аппаратом и пунктом управления
В.Н. Верещагин, И.И. Пеленков 32

Методика сбора экспериментальных данных о магнитной составляющей ближнего поля печатного модуля
В.В. Глотов, С.М. Федоров, Т.С. Глотова 40

Особенности разработки широкополосных цифровых формирователей мощных ЧМ сигналов
Н.М. Тихомиров, А.В. Леньшин, Е.В. Шаталов, В.Н. Тихомиров 46

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА РАДИОСВЯЗИ

Моделирование волноводных полосно-пропускающих фильтров на металлических пластинах КВЧ диапазона
М.Н. Белозеров, А.Ю. Чернышов 57

Исследование диаграмм обратного рассеяния однодвигательных истребителей четвертого и пятого поколений
А.В. Володько, В.Е. Изотова, Е.А. Ищенко, С.М. Фёдоров, П.А. Шрубович 63

Использование активного метаматериала для формирования сканирующей антенны
Е.А. Ищенко, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Н.Б. Смольянов, С.М. Фёдоров ……... 71

Разработка и исследование объемной линзы Люнеберга в виде совокупности ячеек кубической формы с металлическими рассеивателями
Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Д.К. Проскурин, С.М. Фёдоров ……... 76

РАЗНОЕ

Военно-экономический подход к оценке конфликтной устойчивости техники радиоэлектронной борьбы
Р.С. Аносов, Ю.М. Глазунов, Т.В. Радзиевская 81

Общие вопросы теории радиосвязи

Теория и техника радиосвязи. 2023. № 3. С. 5–11. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2023. No. 3. Pp. 5–11. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 681.883.45

Результаты оценки эффективности способов модуляции и кодирования данных при передаче информации по каналу связи СНЧ диапазона

Юлия Владимировна Коновалова
Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
yu.v.konovalova@sozvezdie.su

Аннотация. *В интересах обоснования помехоустойчивости линии СНЧ радиосвязи с объектами проведен анализ эффективности различных методов модуляции и кодирования сообщений на основе применения математического моделирования.*

Ключевые слова: *радиосвязь, передача данных, кодирование, модуляция, моделирование.*

Common issues of radio communication theory

Results of assessing the efficiency of modulation and data coding methods when transmitting information over the VLF communication channel

Yuliya V. Konovalova
Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
yu.v.konovalova@sozvezdie.su

Abstract. *The analysis of the effectiveness of various modulation and message coding methods is carried out based on the application of mathematical modeling to substantiate the noise immunity of VLF lines of radiocommunication with objects.*

Keywords: *radiocommunication, data transmission, coding, modulation, modeling.*

Вопросам оценки эффективности каналов связи СНЧ диапазона посвящен ряд работ, в которых рассмотрены наиболее существенные составляющие процесса передачи информации на сверхбольшие дальности по трассам: земля – водная поверхность, земля – земля [1]. Однако полученные результаты, являющиеся дальнейшим развитием фундаментальных исследований в области статистической радиосвязи применительно к данному диапазону [2], зачастую носят прикладной характер и охватывают описание конкретных элементов системы. В частности, наиболее значимые результаты приведены в работе [3], посвященной финансируемому Министерством ВМС США проекту «Сангвин». В то же время в известных источниках недостаточно изучены особенности функционирования систем СНЧ связи в условиях воздействия помех различной природы, включая преднамеренные активные воздействия, искусственно создаваемые в ионосферном канале за счет эффекта Гетманцева и др. [4]. Указываемая задача может рассматриваться как многофакторная, поэтому наиболее подходящим инструментом исследования эффективности может являться математическое моделирование основных процессов, в совокупности определяющих качество работы системы.

© Коновалова Ю.В., 2023

Целью настоящей статьи является разработка математической модели и оценка совместного функционирования схем кодирования (декодирования) и модуляции (демодуляции), которые могут рассматриваться как наиболее предпочтительные для радиоканала СНЧ диапазона. Исходя из выбранной схемы кодирования (декодирования) и модуляции (демодуляции) и требуемой достоверности сообщений, характеризуемой вероятностью ошибки, далее может выполняться расчет передающей части СНЧ системы. Анализируемый показатель, вероятность ошибки на бит информации, представляется достаточно универсальным для последующего использования в рамках более общей модели канала, учитывающей характеристики излучения и распространения радиоволн при наличии помех.

Описание математической модели оценки эффективности схем кодирования–декодирования и модуляции–демодуляции

Математическая модель процесса передачи СНЧ радиосигнала с применением схем кодирования и модуляции основана на вычислениях с использованием программы MatLab.

Полагалось, что распространение сигнала происходит в канале с помехами, которые аппроксимируются аддитивным белым гауссовским шумом. Число отсчетов на бит информации в силу ограничения энергии передающего комплекса полагалось равным 1.

Блок-схема расчетной модели для оценки эффективности применения схем модуляции и кодирования приведена на рис. 1.

На рис. 1 обозначено: 1 – генератор двоичного кода, 2 – имитатор кодера, 3 – имитатор модулятора, 4 – модель канала с помехами, 5 – имитатор демодулятора, 6 – имитатор декодера, 7 – блок сравнения исходной информационной последовательности с полученной.

Считаем, что вероятность возникновения ошибки в результате работы устройств кодирования и модуляции пренебрежимо мала, а появление ошибок в оконечных устройствах обусловлено присутствием шума на трассе распространения.

Для получения необходимых статистических данных при различных фиксированных отношениях *сигнал–шум* было проведено 10^7 экспериментов, входная информационная последовательность при этом генерировалась для каждого вычисления произвольно, длина информационного сообщения была принята 70 символов (бит). После проведения всего объема экспериментов определялось среднее значение вероятности ошибки на бит информации.

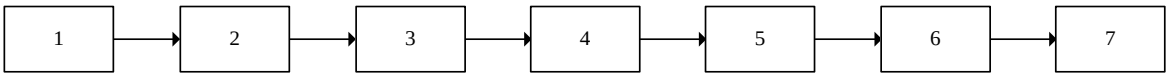


Рис. 1. Блок-схема расчетной модели

Выбор схемы кодирования-декодирования

Определим, что передаваемая информационная последовательность представляет собой двоичный код, каждый разряд которого принимает значения 0 или 1. Выбор алгоритма кодирования информационной последовательности СНЧ радиоканала будем проводить исходя из двух основных условий: во-первых, выбранная схема должна максимально повышать достоверность приема информационной последовательности в условиях сложной радиоэлектронной обстановки, во-вторых, данные информационной последовательности зашифрованы, так как передаваемая информация должна обладать определенной скрытностью, затрудняющей ее радиоразведку в реальном масштабе времени.

В рамках обсуждаемой задачи наиболее предпочтительными представляются способы блочного [5] и сверточного [6] кодирования.

Отметим, что структура блочного кода представляет из себя информационную последовательность с добавлением нескольких разрядов проверки на четность для исправления ошибок при декодировании сообщений. В [6] показано, что для применения блочного кодирования необходимо обеспечить ширину полосы частот

$$\Delta f = \frac{R}{b} 2^{b-1} \text{ (Гц)}, \qquad (1)$$

где R – скорость передачи информации (бит/с), b – длина блока данных. Даже при относительно низких скоростях передачи в СНЧ диапазоне сложно обеспечить необходимую ширину полосы

при b до 50 символов. Так, полагая $R=1$ бит/с, для передачи сообщений с $b=10$ необходимая ширина полосы должна быть более 50 Гц (соизмерима с несущей). Поэтому согласно общепринятым представлениям система должна быть широкополосной или сверхширокополосной [7].

Эти особенности указывают на сложность применения схем блочного кодирования. Поэтому далее рассмотрим алгоритмы сверточного кодирования в совокупности с применением схемы декодирования Витерби, которые наилучшим образом отвечают требованиям достоверности и максимального быстродействия [8].

Принципы формирования сверточных кодов связаны с прохождением кодовой информационной последовательности через линейный сдвиговый регистр с конечным числом состояний. Общая схема устройства приведена на рис. 2.

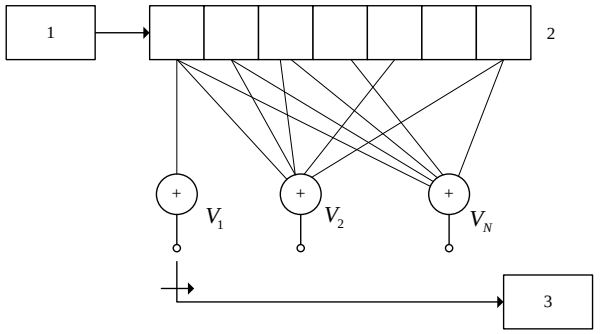


Рис. 2. Генератор двоичного сверточного кодера

На рис. 2 обозначено: 1 – двоичный вход, 2 – сдвиговый регистр, 3 − двоичный выход, V_i − сумматоры по модулю 2. В общем случае генератор может включать в себя k сдвиговых регистров и n сумматоров, число которых будет определять число выходных символов на каждом такте прохождения информационной последовательности через сдвиговый регистр.

Согласно известным представлениям наиболее предпочтительными сверточными кодами при использовании алгоритма декодирования Витерби считаются такие, в комбинации которых обеспечивается наибольшее расстояние Хэмминга d_f. Порождающие полиномы, задающие правила подключения двоичных сумматоров, в устройстве генератора с соответствующими значениями d_f определены в [9]. Минимальное значение расстояния Хэмминга между различными последовательностями ансамбля, генерируемого кодером, определяет его дистанционную характеристику. Эффективность этих кодов в зависимости от длины кодовых ограничений частично проанализирована в [10]. Анализ представленных в этих работах данных указывает на целесообразность построения устройства с наибольшим возможным значением кодового ограничения K, под которым понимается количество позиций в линейном сдвиговом регистре при минимальной кодовой скорости k/n. Учитывая требование со стороны выбранной схемы декодера к максимальному значению расстояния Хэмминга, повышение помехоустойчивости системы СНЧ радиосвязи за счет применения систематических сверточных кодов, отличающихся наличием исходной информационной последовательности в структуре закодированного сообщения, не представляется оптимальным. Это связано не только с возможным снижением скрытности передаваемого сообщения, но и с ухудшением дистанционных характеристик принятой кодовой последовательности.

В качестве примера с помощью разработанной модели сверточного кодера рассчитаны значения расстояний Хэмминга для генератора, состоящего из одного регистра $(k=1)$ с кодовым ограничением $K=7$ и различного числа сумматоров $V=2,\ 3,\ 4$. Результаты расчетов приведены в табл. 1.

Таблица 1

Порождающие полиномы и дистанционные характеристики сверточных кодов с $K=7$

V	$\frac{k}{n}$	Порождающие полиномы (в восьмеричной форме)	d_f
2	1/2	[100 171]	6
		[133 171]	10
3	1/3	[100 165 171]	11
		[133 165 171]	15
4	1/4	[100 127 155 171]	16
		[117 127 155 171]	20

Согласно общим представлениям порождающие полиномы в табл. 1 заданы в восьмеричной форме. Например, для сумматора 2 на рис. 1 правило подключения отводов в двоичной форме задается последовательностью 1000000, т.е. позициям, подключенным к сумматору, соответствует символ 1, остальным – символ 0. При переводе заданной двоичной последовательности в восьмеричную форму получаем значение полинома 100, аналогично для сумматора 2 последовательность 1110101 соответствует полиному 165, для сумматора N последовательность 1111001 – полиному 171.

Анализ полученных значений d_f показывает, что при фиксированном значении K и различных значениях кодовой скорости систематические коды действительно имеют худшие дистанционные характеристики по сравнению с несистематическими. Отметим, что интерес к исследованию правила подключения сумматоров обусловлен не только улучшением этих характеристик в ансамбле сигналов, но и исключением вероятности появления катастрофического кода. Такой код, как известно [11], в результате декодирования может привести к бесконечному числу ошибок.

Согласно [12, 13] условие эффективности работы декодера связано с выполнением ограничительного неравенства

$$\frac{1}{V} \le \log_2\left[\frac{2}{1+\exp(-E_b/VN_0)}\right]. \qquad (2)$$

Результаты моделирования схем модуляции–демодуляции СНЧ радиосигналов

С позиций обеспечения необходимого уровня помехоустойчивости в известных источниках, предпочтение отдается когерентному приему сигналов. Поэтому в ряде приложений, включая применение систем СНЧ диапазона, предлагается использование угловой модуляции. Считается, что наибольшей помехоустойчивостью обладают сигналы с фазовой модуляцией в предположении дискретного изменения фазы несущего колебания, соответствующего количеству передаваемых информационных бит через заданные интервалы времени. На практике наибольшее распространение получили сигналы с ФМ-2 и ФМ-4, при этом установлено, что дальнейшее увеличение емкости одного бита не всегда целесообразно из-за уменьшения фазового расстояния между соседними точками в фазовом созвездии и, как следствие, увеличения ошибки демодуляции при наличии помехи. При равных значениях вероятностей ошибок обычно используются сигналы с ФМ-2, поскольку применение ФМ-4, ФМ-8 уменьшает в 2–4 раза скорость передачи данных, либо приводит к ограничению средней мощности сигнала, что эквивалентно сужению полосы частот [7].

На рис. 3 приведены результаты расчетов вероятностей ошибок для сигналов ФМ-2 с дифференциальным и недифференциальным способом манипуляции. Дифференциальная схема основана на модуляции разностей текущего и предшествующего значения фазы. Преимуществом этого метода является возможность некогерентного детектирования сигнала, которая не требует синхронизации по фазе.

Расчеты проведены с использованием известных соотношений вида [5, 6]

$$P_{ДФМ-2} = 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)\left[1-Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)\right], \qquad (3)$$

$$P_{ФМ-2} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right), \qquad (4)$$

где Q-функция определяется выражением

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_x^\infty \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right)dt. \qquad (5)$$

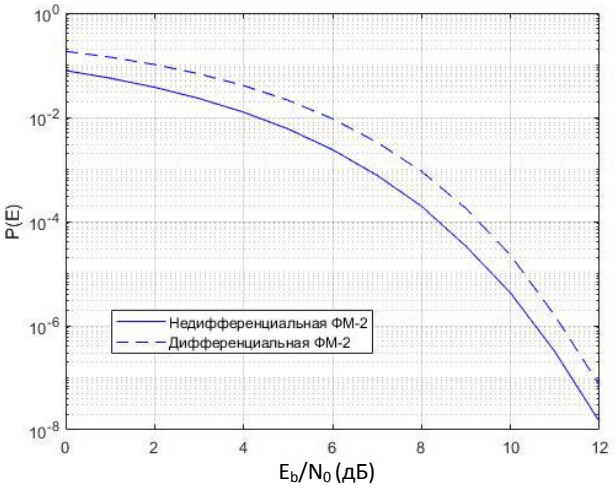


Рис. 3. Вероятность ошибки на бит информации для дифференциальной и недифференциальной ФМ-2

Анализ зависимостей показывает, что при использовании дифференциального метода формирования ФМ-2 или приемного устройства с некогерентным детектированием необходимо обеспечение несколько большего отношения *сигнал–шум*, чем для недифференциального метода задания ФМ-2 и устройства с когерентным приемом. Для обеспечения приемлемых вероятностей ошибок на бит информации (10^{-5}…10^{-7}) требуемое отношение *сигнал–шум* должно составлять (9,6…11,5) дБ.

С позиций скрытности передачи определенный интерес представляют частотно-модулированные сигналы с минимальным сдвигом. Этот тип сигналов, удовлетворяющий требованиям ограничений полосы частот и нераз-

рывности фазы, был использован и в проекте «Сангвин» [3]. Судя по известным результатам их применения в натурном эксперименте, необходимая эффективность передачи данных для принятия необходимых решений достигалась.

На рис. 4 приведены результаты моделирования схемы с модуляцией минимальным сдвигом (ММС), на этой же кривой звездочками нанесены результаты для сигналов ФМ-2. Расчеты выполнены с использованием известного соотношения [7], совпадающего с (4).

Видно, что с позиций равенства вероятностей ошибки схемы с ФМ-2 и ММС оказываются эквивалентными, однако последняя является наиболее предпочтительной с точки зрения технической реализации и возможностей затруднения радиоразведки непосредственно на трассе распространения передаваемого сигнала.

Результаты оценки эффективности при совместном функционировании схем кодирования и модуляции

На рис. 5 приведены результаты моделирования при совместном функционировании рассмотренных выше схем кодирования и модуляции.

Поскольку для обеспечения наибольшей достоверности приема сообщения рассматриваются современные схемы кодирования с исправлением ошибок, ожидаемым эффектом совместного применения кодирования и модуляции оказывается улучшение показателя функционирова-

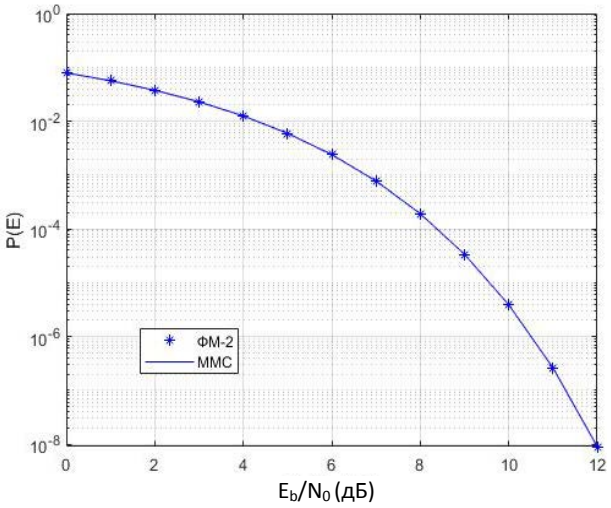


Рис. 4. Вероятность ошибки на бит информации для сигнала с ФМ-2 и ММС

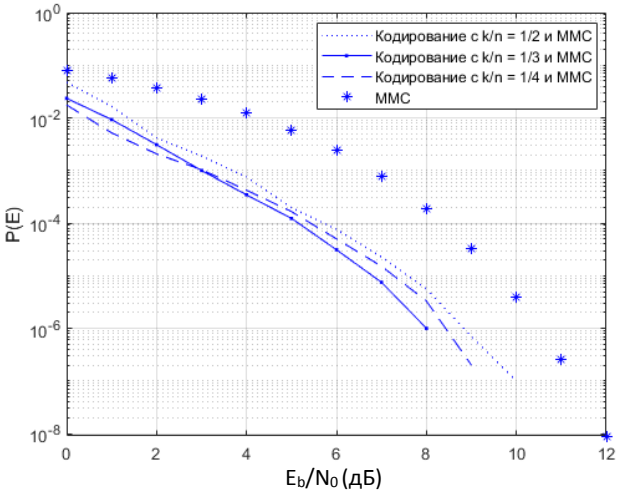


Рис. 5. Вероятность ошибки на бит информации для сигнала с ММС и применением схемы сверточного кодирования

ния системы связи. Этот факт на качественном уровне отмечен в [7]. Улучшение можно объяснить учетом особенностей морфологического построения восстанавливаемых сообщений при декодировании, формализованных математическими (алгебраическими) методами. Отметим, что даже несмотря на лучшие дистанционные характеристики кода с $k/n = 1/4$, его применение привело к некоторому ухудшению эффективности кодирования. Этот эффект обусловлен тем, что вместе с увеличением избыточности кода одновременно происходит уменьшение энергии, приходящейся на кодовый бит. Поэтому вероятность появления ошибки возрастает.

Наибольший интерес для практики представляет область значений с вероятностями ошибки на бит информации (10^{-3}…10^{-5}). Для обеспечения указанной ошибки требуемое отношение *сигнал–шум* при различных схемах сверточного кодирования должно быть не менее 4…6 дБ. Полученные результаты согласуются с верхней границей рабочей характеристики сверточного кода при использовании когерентной схемы ФМ-2 и жесткой схемы принятия решений при декодировании

$$P_B \le \frac{Q\left(\sqrt{2d_f \frac{k}{n}\frac{E_b}{N_0}}\right)}{\left[1-2\exp\left(-\frac{k}{n}\frac{E_b}{N_0}\right)\right]^2}\exp\left[(d_f-5)\frac{k}{n}\frac{E_b}{N_0}\right]. \quad (6)$$

Выражение (6) получено при условии, что в общем случае верхняя граница задается выражением

$$P_B \le Q\left(\sqrt{2d_f \frac{k}{n}\frac{E_b}{N_0}}\right)\cdot\exp\left(d_f \frac{k}{n}\frac{E_b}{N_0}\right)\frac{dT}{dN}, \quad (7)$$

где производная от передаточной функции кода $T(D,L,N)=\frac{D^5L^3N}{1-DL(1+L)N}$ вычислена при значениях параметров $L=1,\ N=1,\ D=\exp\left(-\frac{E_b}{N_0}\right)$.

На рис. 6 приведено сравнение аналитической формулы (6) с результатами численного моделирования.

Отметим, что эффективность работы декодирующего устройства, помимо параметра скорости кодирования, существенным образом зависит от параметра глубины декодирования t. Этот параметр указывает, какое количество узлов решетки декодера хранится в его памяти.

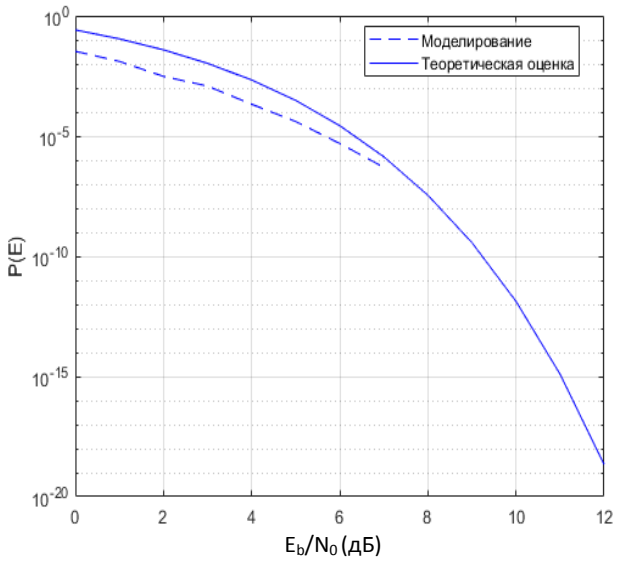


Рис. 6. Сравнение теоретической оценки вероятности ошибки на бит информации для сигнала с ММС и кодовой скорости $k/n=1/2$ с результатами численного моделирования

Из рис. 7 видно, что с увеличением глубины декодирования эффективность работы декодера значительно повышается. Энергетический выигрыш от применения схем декодирования с большим параметром t может достигать 2 дБ.

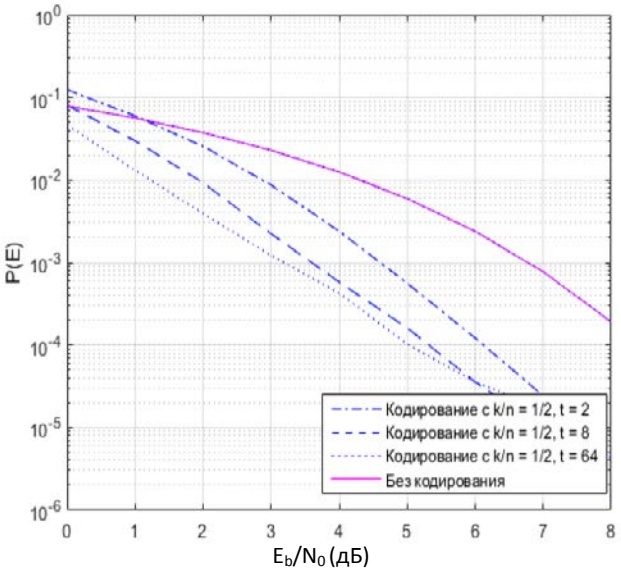


Рис. 7. Вероятность ошибки на бит информации для сигнала с ММС и применением схемы сверточного кодирования при различных значениях параметра глубины декодирования

Результаты выполненного математического моделирования могут быть использованы для поиска путей повышения достоверности передачи данных и защиты информационного сообщения. Например, для систем с ограничением мощности и сверточным кодированием, на основе которого все более широкое применение находят схемы турбокодирования, когда внутреннее кодирование выполняется последним и декодируется первым [14].

Список источников

1. *Катанович А.А., Ершов В.Н.* Комплексы и системы связи ВМФ. СПб.: Судостроение, 2014. 256 с.

2. *Альперт Я.Л.* Распространение радиоволн в ионосфере. М., Л.: ОГИЗ. Государственное издательство технико-теоретической литературы, 1947. 276 с.

3. *Бернстайн С.* Дальняя связь на крайне низких частотах // ТИИЭР. 1974. Т. 62, № 13. С. 5–30.

4. *Беляев П.П.* Генерация электромагнитных сигналов комбинационных частот в ионосфере // Известия вузов. Радиофизика. 1987. Т. 30, № 2. С. 248–267.

5. *Финк Л.М.* Теория передачи дискретных сообщений. М.: Советское радио, 1970. 728 с.

6. *Возенкрафт Дж., Джекобс И.* Теоретические основы техники связи. М.: Мир, 1969. 640 с.

7. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с.

8. *Кларк Дж., Кейн Дж.* Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. М.: Радио и связь, 1987. 392 с.

9. *Frenger P., Orten P., Ottosson T.* Convolutional Codes with optimum distance spectrum // IEEE Trans. Commun. Letters. 1999. Vol. 11, № 3. Pp. 317–319.

10. *Heller J., Jacobs I.* Viterbi decoding for satellite and space communication // IEEE Trans. Commun. Technol. 1971. Vol. 19, № 5. Pp. 835–848.

11. *Massey J.,* Sain M. Inverses of linear sequential circuits // IEEE Trans. Comput. 1968. Vol. 17, № 4. Pp. 330–337.

12. *Jacobs I.* Sequential decoding for efficient communication from deep space // IEEE Trans. Commun. Technol. 1967. Vol. 15, № 4. Pp. 492–501.

13. *Jordan K.* The performance of sequential decoding in conjunction with efficient modulation // IEEE Trans. Commun. Technol. 1966. Vol. 14, № 3. Pp. 283–297.

14. *Berrou C., Glavieux A., Thitimajshima P.* Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes // IEEE Proceedings of the Int. Trans. Conf. on Commun. 1993. Vol. 2. Pp. 1064–1070.

Информация об авторе

Ю.В. Коновалова, старший конструктор, аспирант

Information about the author

Yu.V. Konovalova, Senior Design Engineer**,** Postgraduate

Статья поступила в редакцию 10.07.2023
Одобрена после рецензирования 17.07.2023
Принята к публикации 20.07.2023

The article was submitted 10.07.2023
Approved after reviewing 17.07.2023
Accepted for publication 20.07.2023

Теория и техника радиосвязи. 2023. № 3. С. 12–19. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2023. No. 3. Pp. 12–19. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396

Обоснование актуальности создания оптоуправляемых рефлекторов для многофункциональных антенных систем

Ю.Г. Пастернак[1], В.А. Пендюрин[2], Д.К. Проскурин[3], С.М. Фёдоров[4]
[1,3,4]Воронежский государственный технический университет, Воронеж, Россия
[2]НПП «Автоматизированные системы связи», Воронеж, Россия
[1]pasternakyg@mail.ru, [2]pva777777@yandex.ru, [3]rector@cchgeu.ru, [4]fedorov_sm@mail.ru

Аннотация. *Приведено обоснование перспективности применения подхода к построению оптоуправляемого метаматериала с изменяемой геометрией отражающей поверхности, предназначенного для создания многофункциональных фазированных антенных решеток с управляемым рефлектором с возможностью перестройки в СВЧ и КВЧ диапазонах, сверхширокополосных антенных систем с широкоугольным сканированием, а также управляемых рассеивателей, минимизирующих значения эффективной поверхности рассеяния защищаемых объектов в заданных направлениях с целью снижения их радиозаметности.*

Ключевые слова: *отражательная антенная решетка, сканирование лучом, управляемый рефлектор.*

Substantiation of the relevance of creating opto-controlled reflectors for multifunctional antenna systems

Yu.G. Pasternak[1], V.A. Pendyurin[2], D.K. Proskurin[3], S.M. Fedorov[4]
[1,3,4]Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia
[2]RPE «Automated Communication Systems» (RPE «ACS»), Voronezh, Russia
[1]pasternakyg@mail.ru, [2]pva777777@yandex.ru, [3]rector@cchgeu.ru, [4]fedorov_sm@mail.ru

Abstract. *The substantiation of the prospectiveness of applying the approach to the construction of an opto-controlled metamaterial with variable reflecting surface geometry is given, that was designed to create multifunctional phased antenna arrays with a controlled reflector and the possibility of tuning in microwave and HF bands, ultra-wideband antenna systems with wide-angle scanning, as well as controlled diffusers that minimize the values of the effective scattering surface of protected objects in specified directions in order to reduce their radio visibility.*

Keywords: *reflective antenna array, beam scanning, controlled reflector.*

Рефлекторные антенны широко используются для увеличения направленных свойств запитывающих антенных решеток, что является востребованным в целом ряде приложений. Большинство конструкций рефлекторов обладают параболической формой, а в качестве облучателей используют конфигурацию с одним [1, 2] или несколькими [3, 4] облучателями на луч. Данные пассивные антенны способны формировать лишь фиксированные лучи либо вовсе не обладают возможностью реконфигурирования или обладают ей ограничено.

В отражательных антенных решетках используется фазокорректирующая поверхность (рефлектор), возбуждаемая облучателем. Диаграмма направленности формируется с помощью управления сдвигом фазы отраженной волны или изменения поверхностного импеданса отражательных элементов [5]. Данные антенные решетки объединяют преимущества антенных решеток и рефлекторных антенн: низкие потери, простота производства плоских панелей, низкая кросс-поляризация, возможность электронного сканирования лучом. Отражательные антенные решетки можно разделить на антенные с фиксированным лучом и реконфигурируемые антенны. В первом случае луч формируется на основе выбора размеров каждого элемента рефлектора и не может быть изменен. Во втором случае лучом можно управлять с помощью добавленного в

© Пастернак Ю.Г., Пендюрин В.А., Проскурин Д.К., Фёдоров С.М, 2023

конструкцию механизма изменения сдвига фазы отраженной волны [6]. В современных системах связи возможность формирования множества лучей является особенно востребованной из-за всевозрастающих требований к скорости передачи информации и качества связи. Поэтому в последнее время появилось большое количество исследований и разработок различных конструкций многолучевых антенн, обладающих хорошими рабочими характеристиками [7-9]. В настоящей статье приводится обоснование актуальности разработки новой конструкции многофункциональной отражательной антенны с возможностью сканирования в азимутальной (от 0° до 360°) и угломестной плоскости (от 0° до 180°) и построенной на основе оптоуправляемого метаматериала.

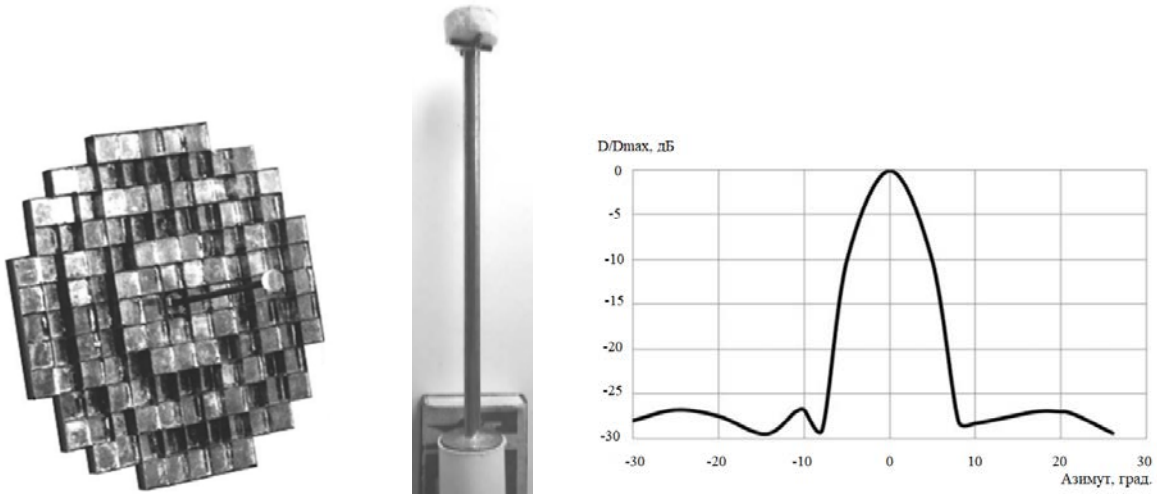
Отражательные антенные решетки с фиксированным лучом

Для обоснования перспективности применения антенных систем с рефлектором на основе оптоуправляемого метаматериала были проведены исследования характеристик антенных решеток отражательного типа и решеток с диаграммообразующей системой (ДОС) на основе радиального волновода, а также фазовращателей, построенных на основе квадратурного моста, нагруженного варикапами.

Фазированные антенные решетки с управляемым рефлектором характеризуются сравнительно узкой полосой рабочих частот (как правило, не более 10%), в которой сохраняются форма и параметры диаграммы направленности; при уменьшении высоты расположения облучателя ширина полосы рабочих частот сужается. Кроме того, ширину полосы частот подобных ФАР ограничивают характеристики фазовращателей.

Для оценки ширины полосы рабочих частот и значений эффективности отражательной ФАР с отношением фокусного расстояния к диаметру около 0.5 был изготовлен макет синфазной антенной решетки *Ku*-диапазона с управляемой поляризацией, с рефлектором в виде системы короткозамкнутых волноводов квадратного сечения (рис. 1). В качестве входной фидерной линии был выбран круглый волновод с внутренним диаметром 19 мм; к облучателю в виде кросс-диполя с рефлектором энергия волн передается с помощью четырехпроводной экранированной линии с воздушным заполнением. Диаметр рефлектора антенны составляет 312 мм; высота расположения рефлектора облучателя над апертурой антенны – 158 мм.

Результаты натурных испытаний антенны показали, что величина эффективности на центральной частоте ее функционирования 10.9 ГГц составляет около 51%; на крайних частотах полосы частот с относительной шириной около 7.5% значение эффективности уменьшается приблизительно на 2.3 дБ. Ширина диаграммы направленности по половинной мощности на центральной частоте составляет около 7° в *H*-плоскости и около 6.5° – в *E*-плоскости. Коэффициент усиления на центральной частоте составил примерно 28 дБи.



а) б) в)

Рис. 1. Макет синфазной решетки (а), облучатель (б) и ДН на частоте 10.9 ГГц (в)

Антенная решетка на основе радиального волновода

Были также проведены исследования синфазной антенной решетки с диаграммообразующей системой на основе радиального волновода (рис. 2). В данной конструкции отсутствует выступающий облучатель. Функцию распределения мощности между патч-излучателями выполняет радиальный волновод, в центре возбуждаемый монополем, а также монополи, запитывающие элементы ФАР.

На рис. 3 показан макет синфазной антенной решетки с ДОС на основе радиального волновода. Диаметр антенны – 325 мм, высота – 13 мм. Значение эффективности антенны – около 56%. Относительная ширина полосы частот, ограниченная снижением коэффициента усиления на 3 дБ, составляет около 13%.

Были проведены исследования проходного фазовращателя, построенного на основе квадратурного моста, нагруженного варикапами; при коротком замыкании его выхода прибор может использоваться в качестве отражательного фазовращателя. Целью данных исследований являлся анализ частотных характеристик фазовращателя и выяснение возможности использования подобных управляющих устройств в системах связи с повышенной скрытностью функционирования.

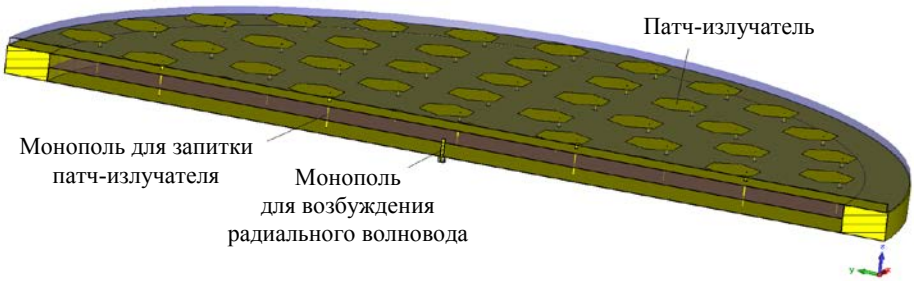
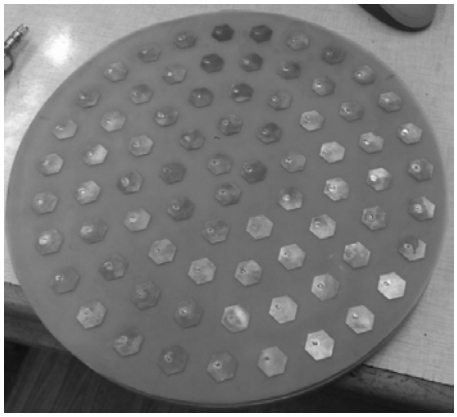


Рис. 2. Модель синфазной решетки из патч-излучателей, возбуждаемой с помощью радиального волновода



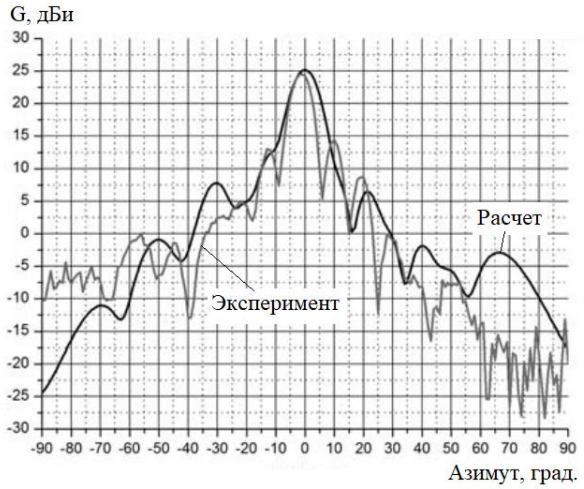


Рис. 3. Макет синфазной антенной решетки с ДОС на основе радиального волновода и ее ДН в *H*-плоскости на частоте 7 ГГц

Фазовращатель на гибридном мосте с варикапами

Управление ФАР с помощью фазовращателей имеет свои преимущества и недостатки, по сравнению с использованием для этой цели линзы Ротмана или Люнеберга и высокочастотного коммутатора сигналов. Преимущества – возможность адаптивной фильтрации и формирования ДН специальной формы. Недостатки – узкая полоса рабочих частот; температурная зависимость сдвига фазы, для компенсации которой приходится вводить обратную связь в схеме

управления ФАР и изменять управляющее напряжение на каждом из варикапов в зависимости от температуры.

Для проектирования фазовращателей на гибридном мосте с 4-мя варикапами были использованы варикапы SMV2019-040LF в корпусе SOD-882 (LS = 0.45 nH). Модель фазовращателя показана на рис. 4; на рис. 5 приведены его частотные характеристики.

Из приведенных зависимостей видно, что имеет место сильная частотная зависимость фаз, а также неравномерность амплитуд сигналов, достигающая $3 \div 4.5$ дБ в полосе частот $10.7 \div 12.5$ ГГц, что делает невозможным использование широкополосных сигналов и повышение скрытности передачи информации в аппаратуре с ФАР, оснащенных фазовращателями, построенными на основе использования варикапов.

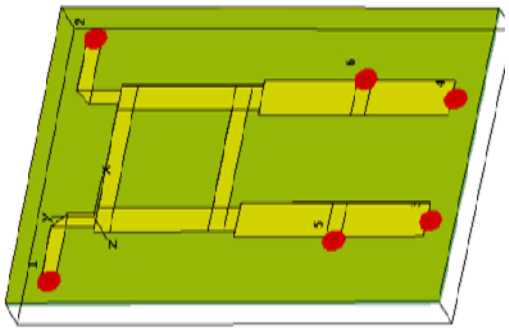
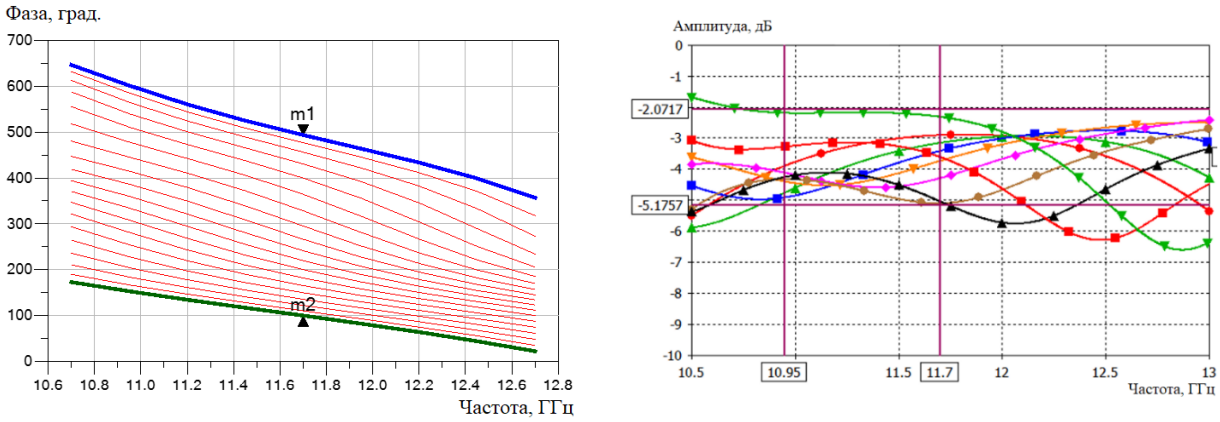


Рис. 4. Модель фазовращателя



а) б)

Рис. 5. Частотные зависимости фаз (а) и амплитуд (б) напряжений на выходе фазовращателя *Ku*-диапазона для ряда управляющих напряжений

Таким образом, было выяснено, что использование ФАР отражательного типа, ФАР с ДОС на основе радиального волновода, а также фазовращателей на основе варикапов не позволяет в силу невозможности функционирования данных устройств в широкой полосе частот реализовать функционирование аппаратуры связи в режиме повышенной скрытости.

Рефлекторная антенна на основе оптоуправляемого метаматериала

Проведенные исследования подтверждают актуальность разработки рефлекторов, использование которых позволяет перестраивать ФАР в нескольких частотных диапазонах, а также реализовать широкоугольное сверхширокополосное сканирование путем формирования отражающей поверхности в виде сегмента параболоида или сегмента сферы; в статье показано, что перспективным путем их реализации является использование оптоуправляемого метаматериала.

Предложенный оптоуправляемый метаматериал представляет собой трехмерно периодичную структуру, ячейка которой состоит из координатно-ориентированных электрически коротких и тонких проводников, замыкаемых и размыкаемых между собой с помощью *pin*-диодов, запитываемых с помощью фотоэле-

ментов, управляющие оптические сигналы на которые подаются с помощью световодов. Элементы соседних ячеек разделены по постоянному току с помощью конденсаторов; фотоэлементы соединены с *pin*-диодами с использованием дросселей. При реализации структуры в виде параллельных печатных плат из тонкого ламината с поперечными перемычками разделительные конденсаторы и дроссели могут быть реализованы методами фотолитографии. Достоинствами данного подхода построения управляемых рефлекторов являются: высокая стойкость к средствам радиоэлектронного подавления, обусловленная оптическим способом управления; практическое отсутствие искажений в структуре электромагнитного поля, вносимых фидерными линиями управления; более высокая скорость сканирования, чем у традиционных ФАР, а также быстрота перестройки по частоте рефлектора, обусловленные использованием оптических фидерных линий; возможность приема и излучения сверхширокополосных сигналов в режиме формирования отражающей поверхности параболической формы.

Фрагмент модели кристаллической решетки метаматериала для формирования отражающей поверхности в *S*-диапазоне показан на рис. 6.

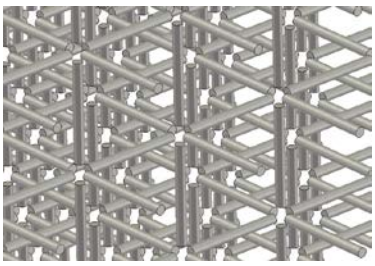


Рис. 6. Фрагмент модели кристаллической решетки метаматериала с периодом расположения ячеек d = 6 мм, диаметром проводников 0.5 мм и зазорами между проводниками 1 мм

Выяснено, что при разомкнутых СВЧ коммутаторах эффективная диэлектрическая проницаемость метаматериала с периодом расположения ячеек 6 мм, диаметре проводников 0.5 мм и зазорами между проводниками 1 мм составляет 1.25 на частоте 2.5 ГГц.

Вычисленные с использованием метода Вейланда частотные зависимости фазы коэффициента отражения волны от входа отрезка прямоугольного металлического волновода (с сечением 156 × 12 мм^2 и длиной 86 мм), заполненного метаматериалом, для значений продольной координаты расположения включенных СВЧ коммутаторов, изменяемых с шагом 6 мм, равным периоду кристаллической решетки, приведены на рис. 7.

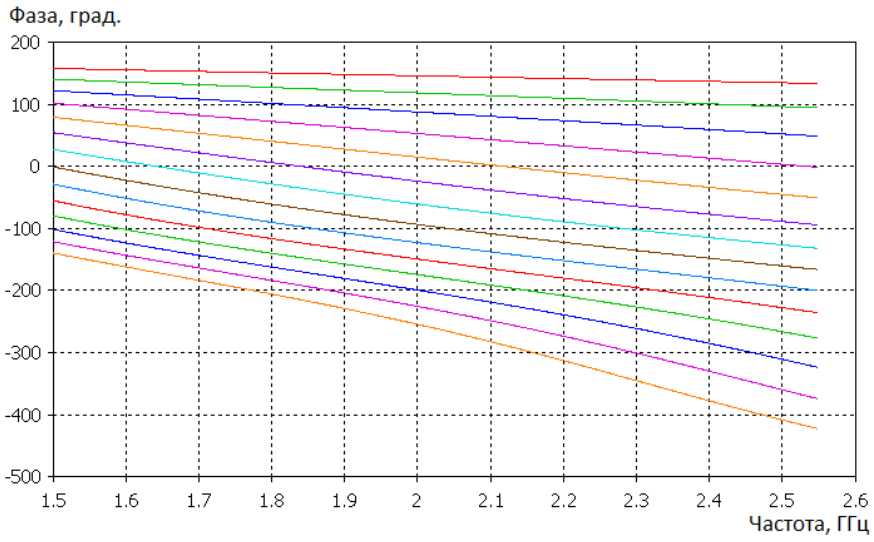


Рис. 7. Частотные зависимости фазы коэффициента отражения для различных положений отражающей плоскости

Кроме формирования отражающей поверхности, ячейки оптоуправляемого метаматериала могут использоваться в качестве векторных антенных элементов (рис. 8), позволяющих с минимальными искажениями, благодаря отсутствию в них металлических управляющих линий, измерять все проекции векторов напряженностей электрического $\vec{E}$ и магнитного $\vec{H}$ поля электромагнитных волн, падающих на защищаемый объект. Измеренные величины $\vec{E}$ и $\vec{H}$ используются для измерения угловых координат источников радиоизлучения, в направлениях которых должны формироваться глубокие провалы диаграммы рассеянного излучения.

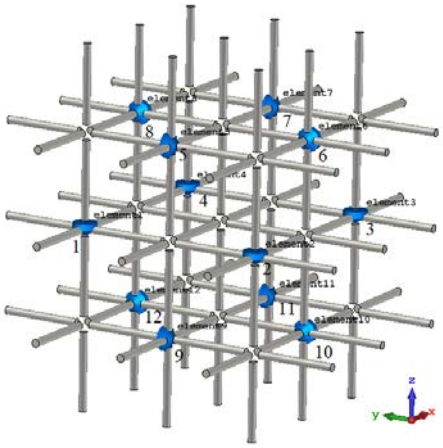


Рис. 8. Модель векторного антенного элемента на основе ячеек оптоуправляемого метаматериала

Векторный антенный элемент состоит из симметричных электрических вибраторов, расположенных по ребрам электрически малого куба. Для технической реализации векторных антенных элементов в работе предложено в точках запитки симметричных электрических вибраторов разместить малошумящие усилители с симметричным входом, запитанные от фотоэлементов, реализованные на едином кристалле; в качестве линий питания и фидерных линий передачи сигналов предложено использовать световоды. Подобный подход позволяет полностью исключить антенный эффект фидерных линий, а также существенно повысить устойчивость аппаратуры к средствам радиоэлектронного подавления противника.

В частности, для оценки E_z компоненты электрического поля, используется следующее выражение:

$$E_z = -\left(1/\left(4h_д\right)\right)\left(u_1 + u_2 + u_3 + u_4\right), \qquad (1)$$

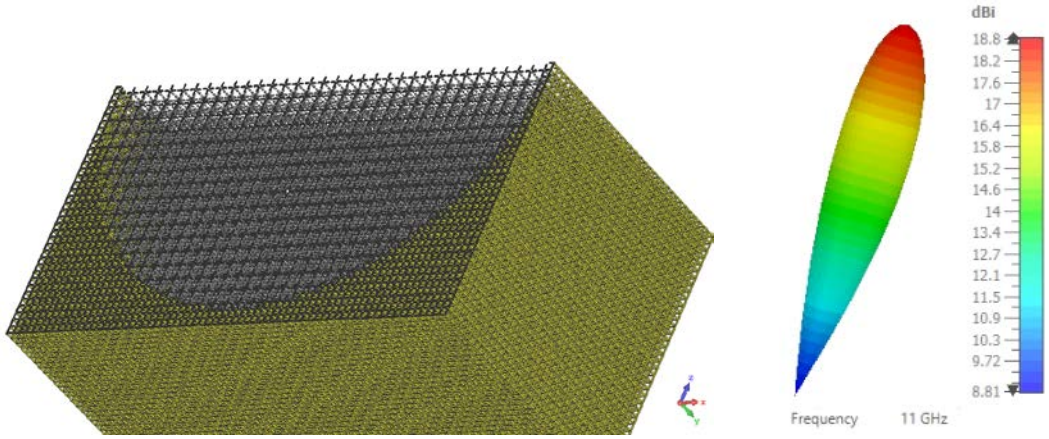
где u_1, u_2, u_3, u_4 – напряжения на вертикальных вибраторах (рис. 8).

Для оценки H_z компоненты магнитного поля в центре векторного антенного элемента используем второе уравнение Максвелла $\oint_L \vec{E}\vec{dl} = -\frac{d}{dt}\int_S \vec{B}\vec{ds}$. Учитывая, что длина ребра куба равна $2d$ (где d – период кристаллической решетки метаматериала), получаем:

$$H_z = \left(1/\left(i\omega_0 \mu_a 16 h_д d\right)\right)\left(u_5 + u_6 + u_7 + u_8 + u_9 + u_{10} + u_{11} + u_{12}\right). \qquad (2)$$

Аналогичным образом получаем оценки значений всех остальных проекций векторов напряженности электрического и магнитного поля. Вычисляем значение реальной части вектора Пойнтинга $Re\left(\vec{\Pi}\right) = \left(1/2\right)\cdot Re\left(\vec{E}\times\left(\mathrm{Re}\left(\vec{H}\right) - i\cdot Im\left(\vec{H}\right)\right)\right)$ (для уменьшения систематической погрешности пеленгования, вызванной реактивными потоками мощности в области расположения векторного антенного элемента), принимаем его направление за угловые координаты пеленгуемого источника радиоизлучения.

На рис. 9 представлен внешний вид реконфигурируемой отражательной антенны на основе оптоуправляемого метаматериала и формируемая им диаграмма направленности. Сектор сканирования данной конструкции ограничен только направлением перегороженным управляющим антенной оборудованием.



а) б)

Рис. 9. Полусферическая форма отражающей поверхности метаматериала при радиусе сферы 100 мм и периоде ячеек 3 мм (а); ДН на частоте 11 ГГц (б)

Заключение

В настоящей статье представлено обоснование актуальности подхода к созданию оптоуправляемого метаматериала в виде электромагнитного кристалла. Разработанный метаматериал может быть использован не только в антенных системах с варьируемой формой рефлектора (как в отражательных ФАР, так и в антеннах с формированием отражателя параболической или сферической формы, вращаемого в двух ортогональных плоскостях), но и в качестве как управляемого рассеивателя, снижающего ЭПР защищаемых объектов в радиодиапазоне, так и радиопеленгаторной векторной антенной системы, позволяющей измерять все проекции векторов напряженности электрического и магнитного поля падающих волн. При этом во всех режимах функционирования оптоуправляемый метаматериал характеризуется повышенной устойчивостью к воздействию средств радиоэлектронной борьбы противника, так как в нем используются оптические линии управления и управляющие сигналы.

Список источников

1. *Rao S.K.* Parametric design and analysis of multiple-beam reflector antennas for satellite communications // IEEE Antennas and Propag. Mag. Vol. 45, No. 4. Pp. 53–59.

2. *Balling P., Mangenot C., Roederer A.* Shaped single-feed-per-beam multibeam reflector antenna // Proc. 1st European Conf. Antennas and Propag. Nice, France. Pp. 1–6.

3. Schneider M., Hartwanger C., Sommer E., Wolf H. The multiple spot beam antenna project “Medusa” // 3rd European Conf. on Antennas and Propag. Berlin, Germany. Pp. 726–729.

4. Leclerc C., Romier M., Aubert H., Annabi A. Ka-band multiple feed per beam focal array using interleaved couplers // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. Vol. 62, No. 6. Pp. 1322–1329.

5. Guo Y. J., Barton S. K. Reflective Array Antenna // Fresnel Zone Antennas. 2002. Pp. 83–99.

6. Hum S. V., Perruisseau-Carrier J. Reconfigurable Reflectarrays and Array Lenses for Dynamic Antenna Beam Control: A Review // IEEE Trans. Antennas Propag. Vol. 62, No. 1, Pp. 183–198.

7. Liu S. L., Lin X. Q., Yan Y. H., Fan Y. L. Generation of a High-Gain Bidirectional Transmit–Reflect-Array Antenna with Asymmetric Beams Using Sparse-Array Method // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2021. Vol. 69, No. 9. Pp. 6087–6092. doi: 10.1109/TAP.2021.3069481.

8. Antonov Y. G., Sugak M. I., Ballandovich S. V., Kostikov G. A., Liubina L. M. Design of Wideband Reflectarray Antennas // 2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Copenhagen, Denmark. 2020. Pp. 1–5.

9. Wang M., Xu S., Yang F., Li M. A 1-Bit Bidirectional Reconfigurable Transmit-Reflect-Array Using a Single-Layer Slot Element with PIN Diodes // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2019. Vol. 67, No. 9. Pp. 6205–6210.

Информация об авторах

Юрий Геннадьевич Пастернак, д.т.н., профессор
Владимир Андреевич Пендюрин, к.т.н., генеральный директор НПП «АСС»
Дмитрий Константинович Проскурин, к.ф.-м.н., доцент, ректор ВГТУ
Сергей Михайлович Фёдоров, к.т.н., доцент

Information about the authors

Yuri G. Pasternak, D.Sc. in Engineering Science, Professor
Vladimir A. Pendyurin, Ph.D. in Engineering Science, Director General of RPE «ACS»
Dmitry K. Proskurin, Ph.D. of Physics and Mathematics, associate professor, Rector of VSTU
Sergey M. Fedorov, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor

Статья поступила в редакцию 23.05.2023
Одобрена после рецензирования 30.05.2023
Принята к публикации 02.06.2023

The article was submitted 23.05.2023
Approved after reviewing 30.05.2023
Accepted for publication 02.06.2023

Теория и техника радиосвязи. 2023. № 3. С. 20–31. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2023. No. 3. Pp. 20–31. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.391

Оценка помехоустойчивости многоканального обнаружителя шумоподобного сигнала при наличии эффекта Доплера в принимаемом сигнале

Юрий Викторович Сидоров[1], Виктор Иванович Шестопалов[2], Андрей Иванович Мордовин[3]
[1-3]АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[1]yu.v.sidorov@sozvezdie.su, [2]v.i.shestopalov@sozvezdie.su, [3]a.i.mordovin@sozvezdie.su

Аннотация. *Проведен анализ работы схемы многоканального обнаружения при наличии эффекта Доплера в принимаемом ШПС сигнале. Проведена оценка помехоустойчивости при параллельном анализе спектра для устранения эффекта Доплера.*

Ключевые слова: *шумоподобный сигнал, многоканальный обнаружитель, распределение Релея, распределение Райса, эффект Доплера.*

Estimation of the noise immunity of a multichannel detector of a noise-like signal in the presence of the presence of the Doppler effect in the received signal

Yury V. Sidorov[1], Victor I. Shestopalov[2], Andrey I. Mordovin[3]
[1-3]JSC «Concern «Sozvezdie»Voronezh, Russia
[1]yu.v.sidorov@sozvezdie.su, [2]v.i.shestopalov@sozvezdie.su, [3]a.i.mordovin@sozvezdie.su

Abstract. *In the presence of the Doppler effect in the received NLS signal, an analysis of the multichannel detection scheme operation is carried out. To eliminate the Doppler effect, the evaluation of noise immunity with a parallel analysis of the spectrum is carried out.*

Keywords: *noise-like signal, detector, Rayleigh distribution, Rice distribution, Doppler effect.*

В радиолиниях широкое распространение получили шумоподобные сигналы (ШПС) прямого расширения спектра с фазовой манипуляцией на основе псевдослучайных последовательностей (ПСП). Работа радиолинии с ШПС сигналами требует обеспечения взаимной синхронизации передающей и приемной аппаратуры [1]. Для этого в системах специального назначения используется синхросигнал, передаваемый в суммарном ШПС сигнале, который согласован с моментом передачи информационного сигнала, несущего передаваемую информацию.

В подвижных спутниковых системах (ГЛОНАСС), использующих ШПС сигнал, большое влияние на синхронизацию оказывает эффект Доплера. Например, для спутника, движущегося со скоростью 8 км/с и излучающего сигнал на частоте 1,5 ГГц, доплеровский сдвиг частоты может составлять ±~40 кГц. Таким образом, происходит отклонение несущей частоты от номинального значения. Следовательно, при установлении синхронизации в подвижных системах необходимо применять методы компенсации эффекта Доплера.

Одним из методов является параллельный анализ спектра в заданном интервале изменения частоты, при этом схема обнаружителя представляет собой систему из N узкополосных фильтров с прилегающими частотными характеристиками. Возможный вариант многоканального обнаружителя ШПС с параллельным анализатором спектра представлен на рис. 1.

© Сидоров Ю.В., Шестопалов В.И., Мордовин А.И., 2023

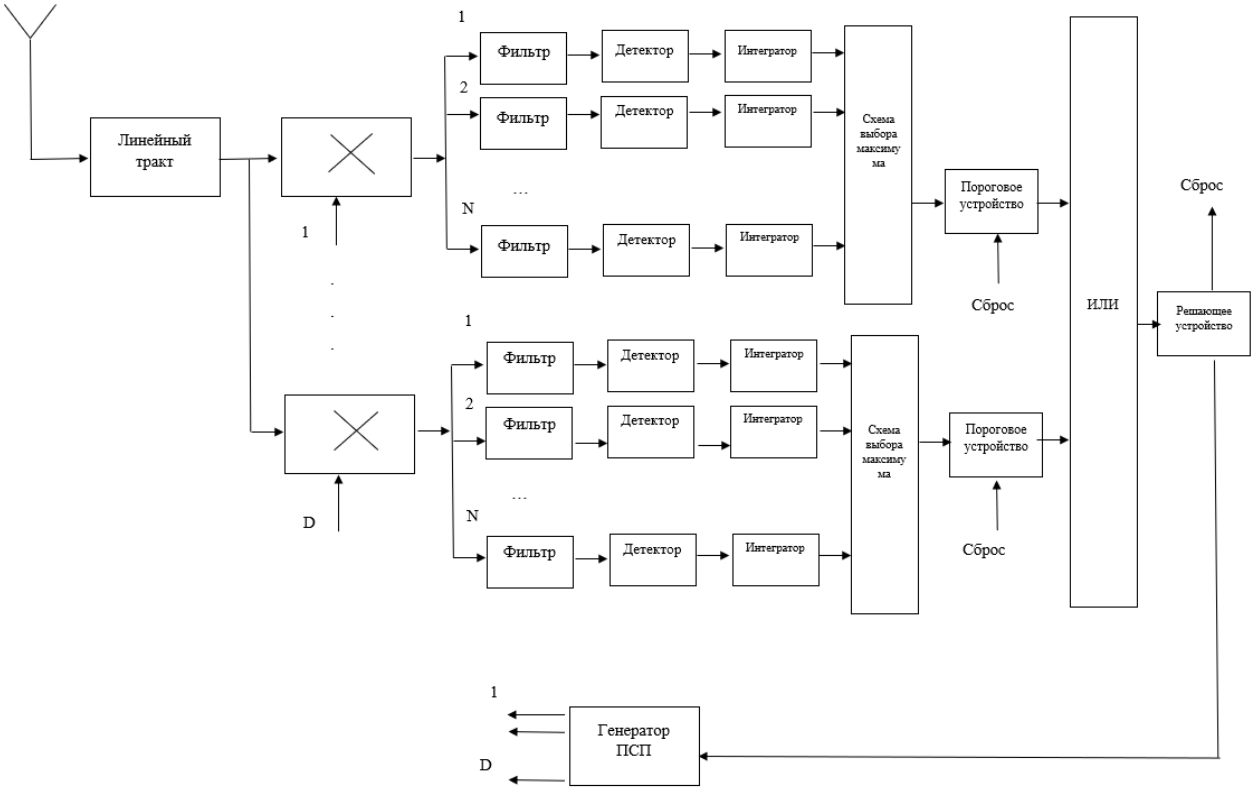


Рис. 1. Функциональная схема многоканального обнаружителя ШПС с параллельным анализатором спектра

Анализ проводится для ШПС сигнала со следующими параметрами: T – период длительности ПСП, где $\frac{T}{\tau} = B$ – число элементарных импульсов в периоде ПСП, которые характеризуются как база сигнала ШПС. Представленное на рис. 1 многоканальное приемное устройство в режиме обнаружения работает следующим образом.

Проходя через линейный тракт, принятый сигнал поступает на D входов корреляционных каналов. В корреляционных каналах приходящий сигнал умножается на опорные копии, которые поступают с D выходов генератора ПСП и сдвинуты друг относительно друга на величину элементарного импульса ПСП τ. С выхода умножителей сигнал поступает на N параллельных фильтров с полосой $\Delta f = 2/T$, далее через детекторы – на интеграторы с временем интегрирования T. С выхода интеграторов сигнал поступает на схему выбора максимального сигнала, где из N приходящих сигналов выбирается максимальный, который и поступает на пороговое устройство, где принимается решение о превышении порога максимальным сигналом.

Сигналы с пороговых устройств D каналов поступают на схему ИЛИ. При наличии сигнала на выходе схемы ИЛИ решающее устройство останавливает перестройку опорной копии генератора ПСП и проводит дополнительные контрольные проверки, длительность которых определяется выбранным алгоритмом. Решающее устройство в конце периода T принимает решение о сдвиге опорных копий генератора ПСП на $D\tau$ периодов в случае отсутствия сигнала на выходе схемы ИЛИ.

В качестве алгоритма проверки будем использовать факт наличия превышения порога максимальным сигналом на k подряд интервалах длительностью T на выходе порогового устройства.

Учитывая, что все фильтры имеют одинаковую полосу, можно считать, что сигналы на выходе каждого фильтра статистически независимы. Следовательно, имеем N независимых случайных величин $X_1, X_2, \ldots, X_N$ с плотностями распределения $W_1(X_1), W_2(X_2), \ldots, W_N(X_N)$. Функция распределения величины $Z = \max\{X_1, X_2, \ldots, X_N\}$ имеет вид [2]

$$F_z(x) = \prod_{i=1}^{N} F_i(x), \quad (1)$$

где $F_i(x) = \int_0^x W_i(y_i)\, dy_i$.

Плотность распределения величины $Z = \max\{X_1, X_2, ..., X_N\}$ получается дифференцированием функции распределения $F_z(x)$ и имеет вид [2]

$$W_z(x) = \sum_{j=1}^{N} \frac{W_j(x)}{F_j(x)} \prod_{i=1}^{N} F_i(x). \quad (2)$$

Для N фильтров с шумом и без сигнала плотность распределения на выходе схемы выбора максимума в соответствии с выражением (2) имеет вид

$$W_z^1(x) = NW_1(x)F_1^{(N-1)}(x), \quad (3)$$

где $W_1(x)$ – плотность распределения шума на выходе интегратора.

Для случая N–1 фильтров с шумом и одним каналом с сигналом плотность распределения на выходе схемы выбора максимума в соответствии с выражением (2) имеет вид

$$W_z^2(x) = (N-1)W_1(x)F_1^{(N-2)}(x)F_2(x) + \\ + W_2(x)F_1^{(N-1)}(x), \quad (4)$$

где $W_2(x)$ – плотность распределения смеси сигнала и шума на выходе интегратора.

С учетом величины плотности распределения выбора максимума из D каналов с N фильтрами вероятность ложной тревоги на выходе порогового устройства [3] в соответствии с выражением (3) можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТМ}} = \int_{\eta}^{\infty} W_z^1(x)dx = \\ = \int_{\eta}^{\infty} NW_1(x)F_1^{(N-1)}(x)dx, \quad (5)$$

где η – порог, который обеспечивает требуемую вероятность ложной тревоги.

При совпадении приходящего сигнала и опорной копии вероятность пропуска на выходе порогового устройства с учетом величины плотности распределения выбора максимума из N фильтров в D каналах в соответствии с выражением (4) можно представить в виде

$$P_{\text{прм}} = \int_0^{\eta} W_z^2(x)dx = \int_0^{\eta} (N-1)W_1(x)F_1^{(N-2)}(x)F_2(x)dx + \\ + \int_0^{\eta} W_2(x)F_1^{(N-1)}(x)dx. \quad (6)$$

Вероятность ложной тревоги на выходе схемы ИЛИ ($P_{\text{ЛТ}D}$) определяется числом корреляционных каналов (D) и вероятностью ложной тревоги в каждом канале ($P_{\text{ЛТМ}}$) и имеет вид

$$P_{\text{ЛТ}D} = 1 - (1 - P_{\text{ЛТМ}})^D. \quad (7)$$

С учетом разложения по формуле Ньютона [2]

$$(1-L)^K = \sum_{\gamma=0}^{K} (-1)^{\gamma} C_K^{\gamma} L^{\gamma} \approx 1 - KL\,. \quad (8)$$

Вероятность ложной тревоги на выходе схемы ИЛИ можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТ}D} = 1 - (1 - P_{\text{ЛТМ}})^D \approx DP_{\text{ЛТМ}}. \quad (9)$$

Вероятность ложной тревоги за полный цикл проверки всех B точек неопределенности ШПС сигнала можно представить в виде

$$P_{\text{лтц}} = 1 - (1 - P_{\text{ЛТ}D})^{B/D}. \quad (10)$$

Вероятность ложной тревоги за полный цикл проверки можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТЦ}} = 1 - (1 - P_{\text{ЛТ}D})^{B/D} \approx \frac{B}{D} P_{\text{ЛТ}D}. \quad (11)$$

Тогда с учетом рассматриваемого алгоритма контрольной проверки вероятность ложной тревоги за полный цикл можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТЦК}} = \left[1 - (1 - P_{\text{ЛТ}D})^{B/D}\right] P_{\text{ЛТ}D}^{\,k} \approx \frac{B}{D} P_{\text{ЛТ}D}^{k+1}. \quad (12)$$

При совпадении приходящего сигнала и опорной копии вероятность пропуска с учетом рассматриваемого алгоритма контрольной проверки можно представить в виде

$$P_{\text{ПРМК}} = 1 - (1 - P_{\text{прм}})^{k+1} \approx (k+1)P_{\text{прм}}. \quad (13)$$

При отсутствии на входе полезного сигнала полный цикл времени проверки всех точек неопределенности ШПС сигнала с учетом многоканальности и перестройки генератора ПСП с шагом $D\tau$ и с учетом N фильтров можно представить в виде

$$T_{\text{ц}} = \frac{B}{D} T + \Delta\,, \quad (14)$$

где Δ – время контрольных проверок.

Время контрольных проверок можно представить в виде $\Delta = \frac{B}{D} P_{\text{ЛТМ}}\ kT$; тогда полный цикл времени проверок всех точек неопределенности имеет вид

$$T_{\text{ц}} = \frac{B}{D} T + \frac{B}{D} P_{\text{ЛТ}D}\ kT. \qquad (15)$$

В режиме обнаружения сигнала вероятность ложной тревоги для приемного устройства задается в виде вероятности ложной тревоги за час работы устройства ($P_{\text{ЛТЧ}}$):

$$P_{\text{ЛТЧ}} = 1 - (1 - P_{\text{ЛТЦК}})^M \approx M P_{\text{ЛТЦК}}, \qquad (16)$$

где $M = \frac{3600}{T_{\text{ц}}}$.

Учитывая малое значение величины $\frac{B}{D} P_{\text{ЛТ}D}$, выражение (14) можно представить в виде

$$T_{\text{ц}} = \frac{B}{D} T + \frac{B}{D} P_{\text{ЛТ}D}\ kT \approx \frac{B}{D} T. \qquad (17)$$

Тогда с учетом (17) и (16) величину $P_{\text{ЛТЦК}}$ можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТЦК}} = \frac{P_{\text{ЛТЧ}} TB}{3600D}. \qquad (18)$$

Вероятность ложной тревоги при выборе максимума $P_{\text{ЛТМ}}$ с учетом (9), (12) и (18) можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТМ}} = \left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}} T}{3600 D^{k+1}} \right)^{\frac{1}{k+1}}. \qquad (19)$$

При наличии только шума на входе приемника плотность распределения сигнала на выходе интегратора каждого канала определяется законом Релея [4]:

$$W_1(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2} \right), \qquad (20)$$

где σ^2 – дисперсия шума.

Так как $F_i(x) = \int_0^x W_i(y_i) dy_i$, то с учетом (20) будем иметь:

$$F_1^{N-1}(x) = \left[\int_0^x \frac{y}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{y}{2\sigma^2} \right) dy \right]^{N-1} =$$

$$= \sum_{v=0}^{N-1} (-1)^v C_{N-1}^v \exp\left(-\frac{v x^2}{2\sigma^2} \right). \qquad (21)$$

С учетом выбора максимума из N фильтров в D каналах вероятность ложной тревоги на выходе порогового устройства в соответствии с выражениями (5) и (21) можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТМ}} = \int_{\eta}^{\infty} W_z^1(x) dx = \int_{\eta}^{\infty} N W_1(x) F_1^{N-1}(x) dx =$$

$$= \int_{\eta}^{\infty} N \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2} \right) \sum_{v=0}^{N-1} (-1)^v C_{N-1}^v \exp\left(-\frac{v x^2}{2\sigma^2} \right) dx. \qquad (22)$$

Проведем замену $y = \frac{x}{\sigma}$, $\sigma dy = dx$, $\eta_{\text{н}} = \frac{\eta}{\sigma}$, (нормированный порог); тогда получим

$$P_{\text{ЛТМ}} = \int_{\eta_н}^{\infty} N y \exp\left(-\frac{y^2}{2} \right) \sum_{v=0}^{N-1} (-1)^v C_{N-1}^v \exp\left(-\frac{v y^2}{2} \right) dy =$$

$$= \sum_{v=0}^{N-1} (-1)^v C_{N-1}^v N \int_{\eta_н}^{\infty} y \exp\left(-\frac{(v+1) y^2}{2} \right) dy =$$

$$= \sum_{v=0}^{N-1} (-1)^v C_{N-1}^v \frac{N}{v+1} \exp\left(-\frac{(v+1)\eta_н^2}{2} \right) \approx N \exp\left(-\frac{\eta_н^2}{2} \right). \qquad (23)$$

Из выражений (19) и (23) получим

$$\eta_{\text{н}} = \sqrt{2(\ln N) + 2\ln D - \frac{2}{k+1}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3600}\right)}. \tag{24}$$

При наличии сигнала и шума на входе приемника плотность распределения на выходе интегратора определяется законом Райса [4]:

$$W_2(x) = \frac{x}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{x^2+A^2}{2\sigma^2}\right)I_0\left(\frac{xA}{\sigma^2}\right), \tag{25}$$

где σ^2 и A – соответственно дисперсия шума и амплитуда сигнала;

$I_0\left(\frac{xA}{\sigma^2}\right)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого прядка.

Так как $F_i(x) = \int_0^x W_i(y_i)dy_i$, то с учетом (20) и (25) будем иметь:

$$F_1^{N-1}(x) = \left[\int_0^x \frac{y}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma^2}\right)dy\right]^{(N-1)} = \sum_{v=0}^{N-1}(-1)^v C_{(N-1)}^v \exp\left(-\frac{vx^2}{2\sigma^2}\right);$$

$$F_1^{N-2}(x) = \left[\int_0^x \frac{y}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma^2}\right)dy\right]^{(N-2)} = \sum_{v=0}^{(N-2)}(-1)^v C_{(N-2)}^v \exp\left(-\frac{vx^2}{2\sigma^2}\right);$$

$$F_2(x) = \int_0^x W_2(y)dy = \int_0^x \frac{y}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{y^2+A^2}{2\sigma^2}\right)I_0\left(\frac{yA}{\sigma^2}\right)dy. \tag{26}$$

С учетом выбора максимума из N фильтров в D каналах вероятность пропуска при совпадении приходящего сигнала и опорной копии на выходе порогового устройства в соответствии с выражениями (6), (25) и (26) можно представить в виде

$$P_{\text{ПРМ}} = \int_0^{\eta} W_z^2(x)dx = \int_0^{\eta}(N-1)W_1(x)F_1^{(N-2)}F_2(x)dx + \int_0^{\eta} F_1^{(N-1)}(x)W_2(x)dx =$$

$$= \int_0^{\eta_н}(N-1)\sum_{v=0}^{(N-2)}(-1)^v C_{(N-2)}^v \exp\left(-\frac{(v+1)x^2}{2}\right)\int_0^x y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}yh\right)dydx +$$

$$+\int_0^{\eta_н}\sum_{v=0}^{(N-1)}(-1)^v C_{(N-1)}^v \exp\left(-\frac{vx^2}{2}\right)x\exp\left(-\frac{x^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}xh\right)dx, \tag{27}$$

где $h^2 = \frac{A^2}{2\sigma^2}$ – отношение сигнал–шум.

Для упрощения выражения (27) используем только первые члены сумм при $\nu = 0$ и с учетом (24) получим выражение в виде

$$P_{\text{ПРМ}} = (N-1)\int_0^{\sqrt{2(\ln N)+2\ln D-\frac{2}{k+1}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3600}\right)}} x\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\int_0^x y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}yh\right)dydx +$$

$$+\int_0^{\sqrt{2(\ln N)+2\ln D-\frac{2}{k+1}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3600}\right)}} x\exp\left(-\frac{x^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}xh\right)dx. \qquad (28)$$

Учитывая (13) и (28), получим окончательное выражение для вероятности пропуска ШПС сигнала для рассматриваемого алгоритма контрольной проверки при совпадении приходящего сигнала с опорной копией:

$$P_{\text{ПРМК}} = (k+1)(N-1)\int_0^{\sqrt{2(\ln N)+2\ln D-\frac{2}{k+1}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3600}\right)}} x\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\int_0^x y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}yh\right)dydx +$$

$$+(k+1)\int_0^{\sqrt{2(\ln N)+2\ln D-\frac{2}{k+1}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3600}\right)}} x\exp\left(-\frac{x^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}xh\right)dx. \qquad (29)$$

Будем считать, что скорость передачи равна $\frac{1}{T}$. Для наглядности полученного результата по выражению (29) проведены расчеты, которые представлены в табл. 1–3 и на рис. 2–8, для различных значений параметров.

Таблица 1

Зависимость вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при N=1, T=0,001 с (при скорости передачи 1000 бит/с) и k=1; 2; 3; 5

	$P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$ T=0,001							
	D=1 N=1				D=1 N=10			
	k=1	k=2	k=3	k=5	k=1	k=2	k=3	k=5
P*прк*=10^{-1}	h^2=12,52	h^2=11,54	h^2=11,02	h^2=10,63	h^2=13,2	h^2=12,45	h^2=12,01	h^2=11,57
P*прк*=10^{-2}	h^2=13,84	h^2=12,9	h^2=12,24	h^2=11,68	h^2=14,38	h^2=13,69	h^2=13,18	h^2=12,86
P*прк*=10^{-3}	h^2=14,65	h^2=13,81	h^2=13,18	h^2=12,54	h^2=15,14	h^2=14,35	h^2=14,08	h^2=13,54

Таблица 2

Зависимость вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при N=10, T=0,001 с (при скорости передачи 1000 бит/с) и k=1; 2; 3; 5

	$P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-2}$ $T=0,001$											
	D=10 N=10				D=10 N=20				D=10 N=1			
	k=1	k=2	k=3	k=5	k=1	k=2	k=3	k=5	k=1	k=2	k=3	k=5
$Pпрк=10^{-1}$	h^2=13,8	h^2=13,2	h^2=12,9	h^2=12,6	h^2=14,0	h^2=13,4	h^2=13,1	h^2=12,8	h^2=13,2	h^2=12,4	h^2=12,0	h^2=11,6
$Pпрк=10^{-2}$	h^2=14,9	h^2=14,3	h^2=14,0	h^2=13,7	h^2=15,0	h^2=14,6	h^2=14,2	h^2=13,9	h^2=14,4	h^2=13,7	h^2=13,2	h^2=12,8
$Pпрк=10^{-3}$	h^2=15,7	h^2=15,1	h^2=14,7	h^2=14,3	h^2=15,8	h^2=15,3	h^2=15,0	h^2=14,7	h^2=15,1	h^2=13,4	h^2=14,1	h^2=13,7

Таблица 3

Зависимость вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при D=20, N=10, T=0,001 с (при скорости передачи 1000 бит/с) и k=1; 2; 3; 5

	$P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-2}$ $T=0,001$							
	D=20 N=10				D=20 N=20			
	k=1	k=2	k=3	k=5	k=1	k=2	k=3	k=5
$Pпрк=10^{-1}$	h^2=14,0	h^2=13,4	h^2=13,15	h^2=12,82	h^2=14,12	h^2=13,52	h^2=13,28	h^2=13,0
$Pпрк=10^{-2}$	h^2=15,02	h^2=14,5	h^2=14,18	h^2=13,91	h^2=15,25	h^2=14,65	h^2=14,36	h^2=14,05
$Pпрк=10^{-3}$	h^2=15,85	h^2=15,3	h^2=14,97	h^2=14,75	h^2=15,9	h^2=15,39	h^2=15,2	h^2=14,84

Таблица 4

Зависимость вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при N=1, T=0,001 с (при скорости передачи 1000 бит/с) и k=1; 2; 3; 5

	$P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-6}$ T=0,001							
	D=1 N=1				D=1 N=10			
	k=1	k=2	k=3	k=5	k=1	k=2	k=3	k=5
$Pпрк=10^{-1}$	h^2=13,87	h^2=12,77	h^2=12,0	h^2=11,12	h^2=14,32	h^2=13,45	h^2=12,91	h^2=12,2
$Pпрк=10^{-2}$	h^2=14,93	h^2=13,91	h^2=13,18	h^2=12,5	h^2=15,4	h^2=14,58	h^2=14,0	h^2=13,41
$Pпрк=10^{-3}$	h^2=15,6	h^2=14,62	h^2=14,07	h^2=13,34	h^2=16,05	h^2=15,23	h^2=14,75	h^2=14,15

Таблица 5

Зависимость вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при N=10, T=0,001 с (при скорости передачи 1000 бит/с) и k=1; 2; 3; 5

	$P_{ЛТЧ}=10^{-6}$ $T=0,001$											
	D=10 N=10				D=10 N=20				D=10 N=1			
	k=1	k=2	k=3	k=5	k=1	k=2	k=3	k=5	k=1	k=2	k=3	k=5
Pпрк=10^{-1}	h^2=14,7	h^2=14,0	h^2=13,6	h^2=13,1	h^2=14,9	h^2=14,2	h^2=13,8	h^2=13,3	h^2=14,2	h^2=13,4	h^2=12,9	h^2=12,2
Pпрк=10^{-2}	h^2=15,8	h^2=15,0	h^2=14,6	h^2=14,1	h^2=15,9	h^2=15,1	h^2=14,6	h^2=14,2	h^2=15,3	h^2=14,5	h^2=14,0	h^2=13,4
Pпрк=10^{-3}	h^2=16,4	h^2=15,7	h^2=15,2	h^2=14,8	h^2=16,6	h^2=15,9	h^2=15,4	h^2=15,0	h^2=16,1	h^2=15,1	h^2=14,7	h^2=14,1

Таблица 6

Зависимость вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при D=20, N=10, T=0,001 с (при скорости передачи 1000 бит/с) и k=1; 2; 3; 5

	$P_{ЛТЧ}=10^{-6}$ $T=0,001$							
	D=20 N=10				D=20 N=20			
	k=1	k=2	k=3	k=5	k=1	k=2	k=3	k=5
Pпрк=10^{-1}	h^2=14,92	h^2=14,18	h^2=13,72	h^2=13,21	h^2=15,01	h^2=14,28	h^2=13,95	h^2=13,48
Pпрк=10^{-2}	h^2=15,89	h^2=15,1	h^2=14,69	h^2=14,28	h^2=16,0	h^2=15,17	h^2=14,9	h^2=14,42
Pпрк=10^{-3}	h^2=16,51	h^2=15,85	h^2=15,4	h^2=15,02	h^2=16,58	h^2=16,0	h^2=15,52	h^2=15,18

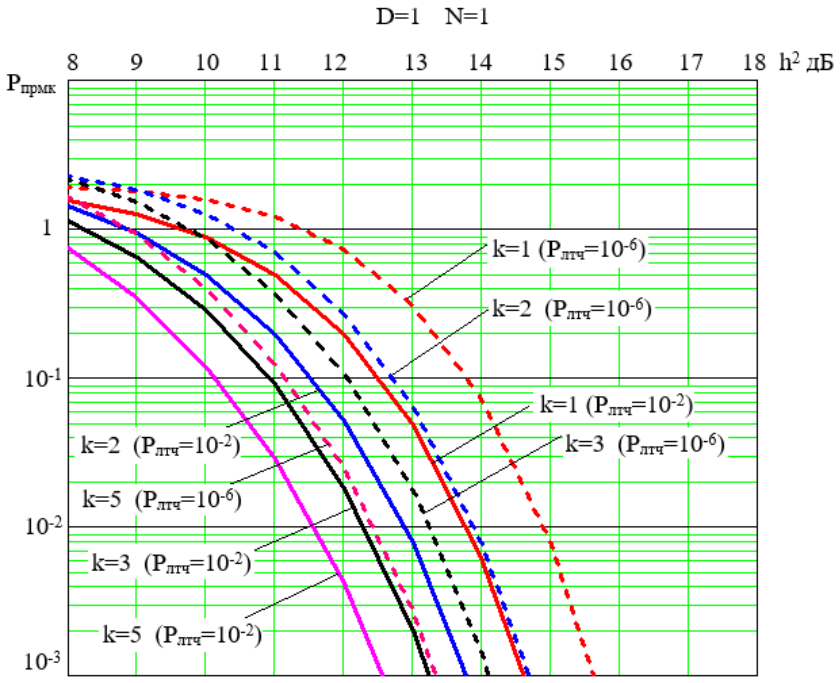


Рис. 2. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при D=1, N=1, T=0,001 с (при скорости передачи 1000 бит/с) и k=1; 2; 3; 5

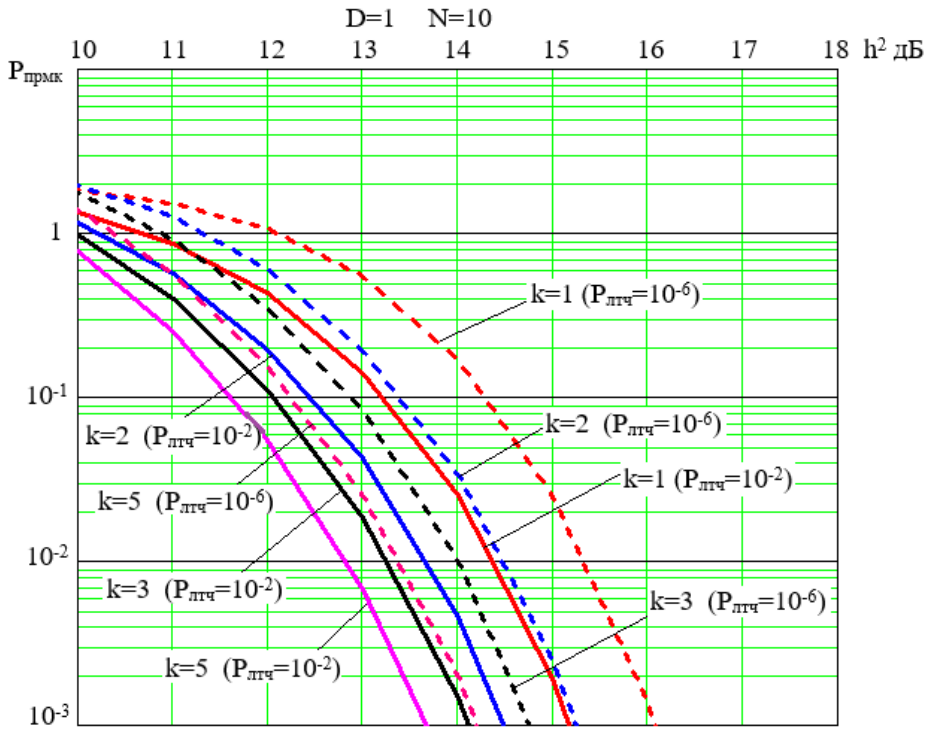


Рис. 3. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при D=1, N=10, T=0,001 с (при скорости передачи 1000 бит/с) и k=1; 2; 3; 5

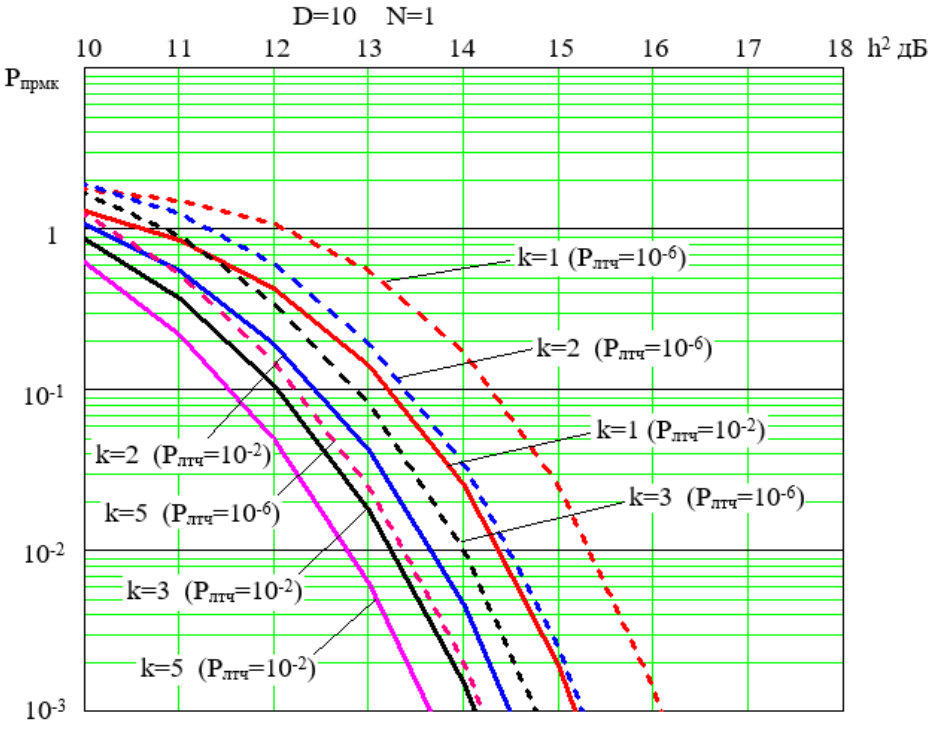


Рис. 4. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при D=10, N=1, T=0,001 с (при скорости передачи 1000 бит/с) и k=1; 2; 3; 5

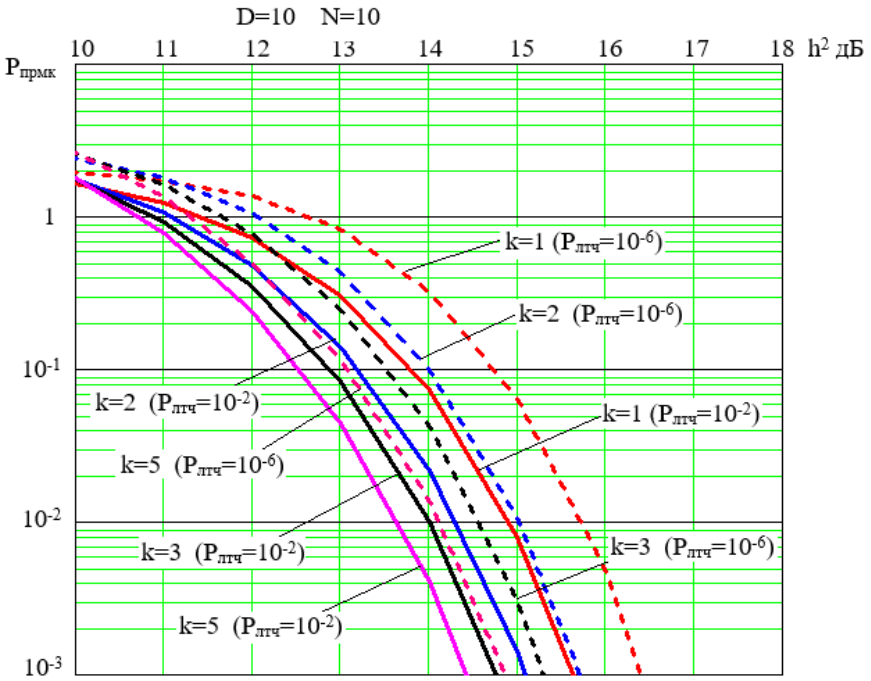


Рис. 5. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при *D*=10, *N*=10, *T*=0,001 с (при скорости передачи 1000 бит/с) и *k*=1; 2; 3; 5

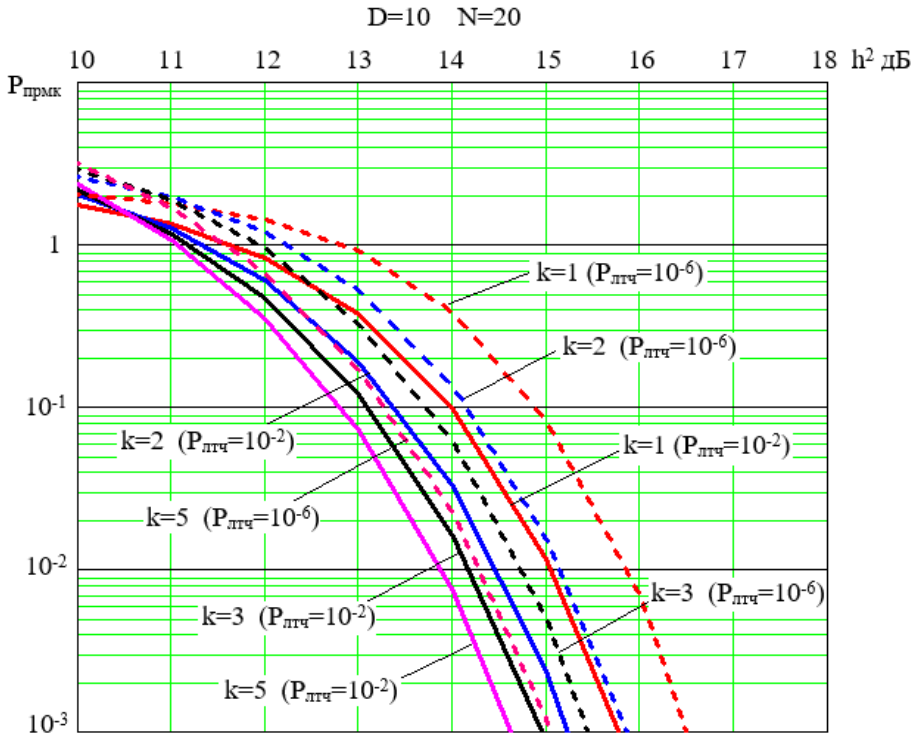


Рис. 6. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при *D*=10, *N*=20, *T*=0,001 с (при скорости передачи 1000 бит/с) и *k*=1; 2; 3; 5

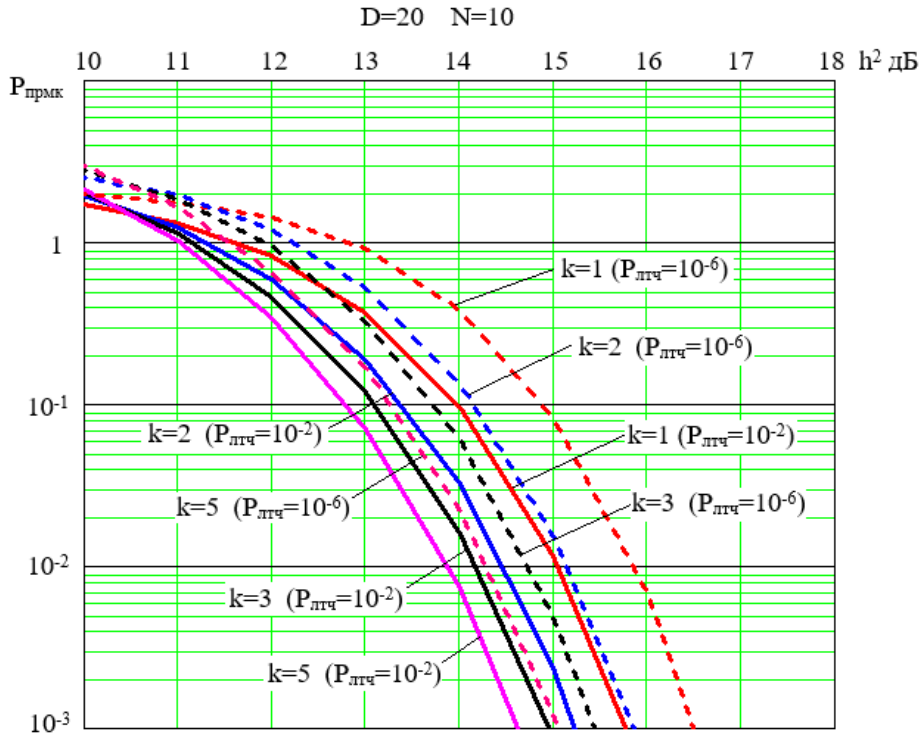


Рис. 7. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при D=20, N=10, T=0,001 с (при скорости передачи 1000 бит/с) и k=1; 2; 3; 5

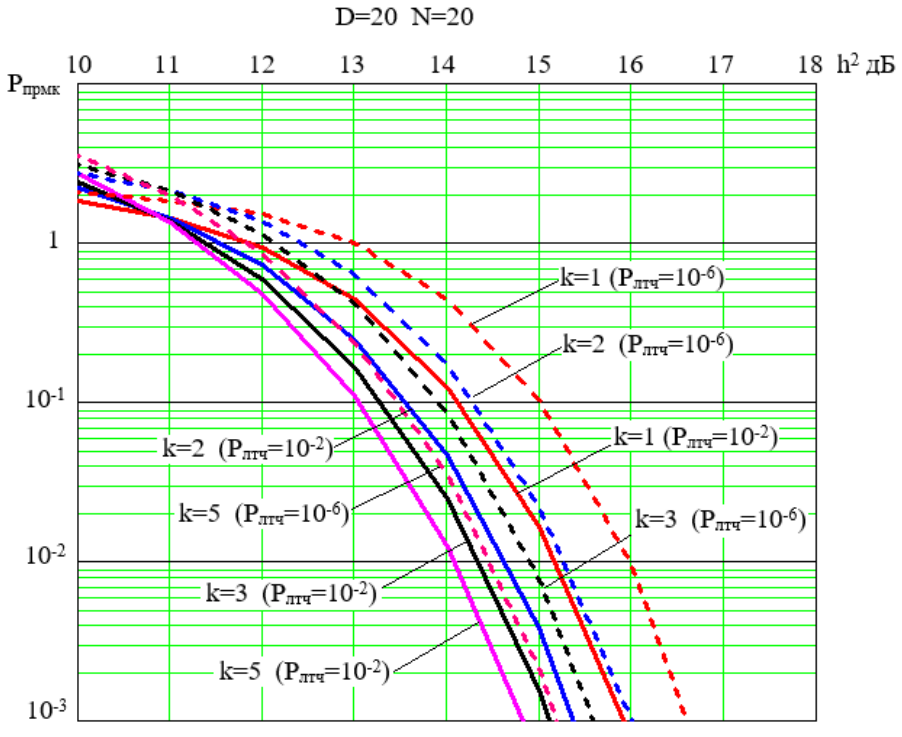


Рис. 8. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при D=20, N=20, T=0,001 с (при скорости передачи 1000 бит/с) и k=1; 2; 3; 5

Вывод

В настоящей работе показана зависимость вероятности пропуска сигнала схемой обнаружения при различных вероятностях ложной тревоги в одноканальном режиме при отсутствии в принимаемом сигнале эффекта Доплера (*D*=1, *N*=1) и при его наличии (*D*=1, *N*=1), а также в многоканальном режиме при отсутствии (*D*=10, *N*=1) и наличии (*D*=10, *D*=20, *N*=10, *N*=20) эффекта Доплера.

В одноканальном режиме (*D*=1) при наличии эффекта Доплера (*N*=10) имеет место ухудшение помехоустойчивости при контрольной проверке *k*=5 на 1 дБ по сравнению с вариантом отсутствия эффекта Доплера (*D*=1, *N*=1) при вероятности ложной тревоги $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$ и на 1,3 дБ по сравнению с вариантом отсутствия эффекта Доплера (*D*=1, *N*=1) при вероятности ложной тревоги $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$.

В многоканальном режиме (*D*=10) при наличии эффекта Доплера в принимаемом сигнале имеет место ухудшение помехоустойчивости при контрольной проверке *k*=5 на 0,6 дБ (*N*=10) и на 0,8 дБ (*N*=20) по сравнению с вариантом отсутствия эффекта Доплера (*D*=10, *N*=1) при вероятности ложной тревоги $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$ и на 0,8 дБ (*N*=10) и на 0,9 дБ (*N*=20) по сравнению с вариантом отсутствия эффекта Доплера (*D*=10, *N*=1) при вероятности ложной тревоги $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$.

В многоканальном режиме при наличии эффекта Доплера в принимаемом сигнале имеет место ухудшение помехоустойчивости при контрольной проверке *k*=5 на 2,2 дБ (при *D*=10, *N*=20) и на 2,35 дБ (при *D*=20, *N*=20) по сравнению с вариантом отсутствия эффекта Доплера в одноканальном режиме при вероятности ложной тревоги $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$.

В многоканальном режиме при наличии эффекта Доплера в принимаемом сигнале имеет место ухудшение помехоустойчивости при контрольной проверке *k*=5 на 0,2 дБ (при *D*=10, *N*=20) и на 0,3 дБ (при *D*=20, *N*=20) по сравнению с вариантом наличия эффекта Доплера в многоканальном режиме при вероятности ложной тревоги $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$.

Список источников

1. *Варакин Л.Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Сов. радио, 1985. 384с.

2. *Вентцель Е.С., Овчаров Л.Ф.* Теория вероятностей. М.: Наука. 1973.

3. *Тихонов В.И.* Статистическая радиотехника. М.: Сов. радио, 1966. 680 с.

4. *Тузов Г.И.* Статистическая теория приема сложных сигналов. М.: Сов. радио, 1977. 400 с.

5. *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для вузов. 4-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1986.

Информация об авторах

Ю.В. Сидоров, д.т.н., руководитель программ
В.И. Шестопалов, к.т.н., руководитель проекта
А.И. Мордовин, начальник сектора

Information about the authors

Yu.V. Sidorov, D.Sc. in Engineering Sciences, Program Manager
V.I. Shestopalov, Ph.D. in Engineering Sciences, Project Manager
A.I. Mordovin, Head of Section

Статья поступила в редакцию 15.08.2023
Одобрена после рецензирования 22.08.2023
Принята к публикации 25.08.2023

The article was submitted 15.08.2023
Approved after reviewing 22.08.2023
Accepted for publication 25.08.2023

Принципы построения и алгоритмы функционирования устройств радиосвязи

Теория и техника радиосвязи. 2023. № 3. С. 32–39. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2023. No. 3. Pp. 32–39. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.391.8

Адаптивная система контроля и управления параметрами радиосвязи между беспилотным аппаратом и пунктом управления

Вячеслав Николаевич Верещагин[1], Илья Игоревич Пеленков[2]
[1,2]АО «ВНИИ «Вега», Воронеж, Россия
[1,2]vega-103@vniivega.ru

Аннотация. *Предложен новый способ увеличения дальности и надежности радиосвязи между беспилотным аппаратом и пунктом управления. Разработана структурная схема устройства для реализации способа. Найдено условие работоспособности способа. Рассмотрен алгоритм работы системы на конкретном примере.*

Ключевые слова: *бюджет радиолинии, затухание (ослабление) радиосигнала, дисперсия, вероятность ошибки на бит, псевдослучайная последовательность, тестовый сигнал, трехканальный приемопередатчик.*

Construction principles and functioning algorithms of radio communication devices

Adaptive system for monitoring and control the parameters of radio communication between an unmanned vehicle and a control center

Vyacheslav N. Vereshchagin [1], Ilya I. Pelenkov[2]
[1,2]JSC «VSRI «Vega», Voronezh, Russia
[1,2]vega-103@vniivega.ru

Abstract. *A new method of increasing the range and reliability of radio communication between an unmanned vehicle and a control center is proposed. A structure of a device for implementing the method is developed. Condition for the efficiency of the method is found. The algorithm of the system operation is considered on a specific example.*

Keywords: *radio link budget, radio signal attenuation, dispersion, bit error rate, pseudo-random sequence, test signal, three-channel transceiver.*

В последнее время наблюдается тенденция существенного увеличения степени применения и расширения классов задач, решаемых с использованием различных роботов, в частности, беспилотных летательных аппаратов (БЛА) [1, 2].

Однако из-за влияния различных факторов и случайного изменения параметров электромагнитной обстановки, а также параметров среды распространения возникает задача обеспечения непрерывности радиосвязи между пунктом управления (ПУ) и беспилотным аппаратом (БА).

В реальных условиях затухание в радиолинии отличается от затухания для свободного пространства, монотонно зависящего только от длины волны и расстояния. Из-за известного факта неоднородности среды распространения: наличия земной поверхности, неравномерности распределения ее параметров и параметров атмосферы, вследствие эффектов отражения, многолучевого распространения и явления дифракции – наблюдается явление интерференции распространяющихся сигнальных электромагнитных (ЭМ) волн. В результате этих явлений наблюдается квазипериодическая интерференционная картина: в про-

© Верещагин В.Н., Пеленков И.И. 2023

странстве присутствуют области с минимумами и максимумами величины затухания и ЭМ поля. Величина затухания, в частности, будет зависеть от взаимного расположения ПУ и БА, от их координат. Можно зафиксировать высоту и рассмотреть профиль затухания в зависимости от расстояния, характер профиля будет квазипериодический, будут наблюдаться максимумы и минимумы затухания. В некоторых случаях разница между максимумом и минимумом может быть относительно большой – 20 дБ и более. Следовательно, при перемещении БА могут существенно увеличиться затухание (рис. 1), величина битовой ошибки, а значит, может ухудшиться связь, или даже произойти ее разрыв.

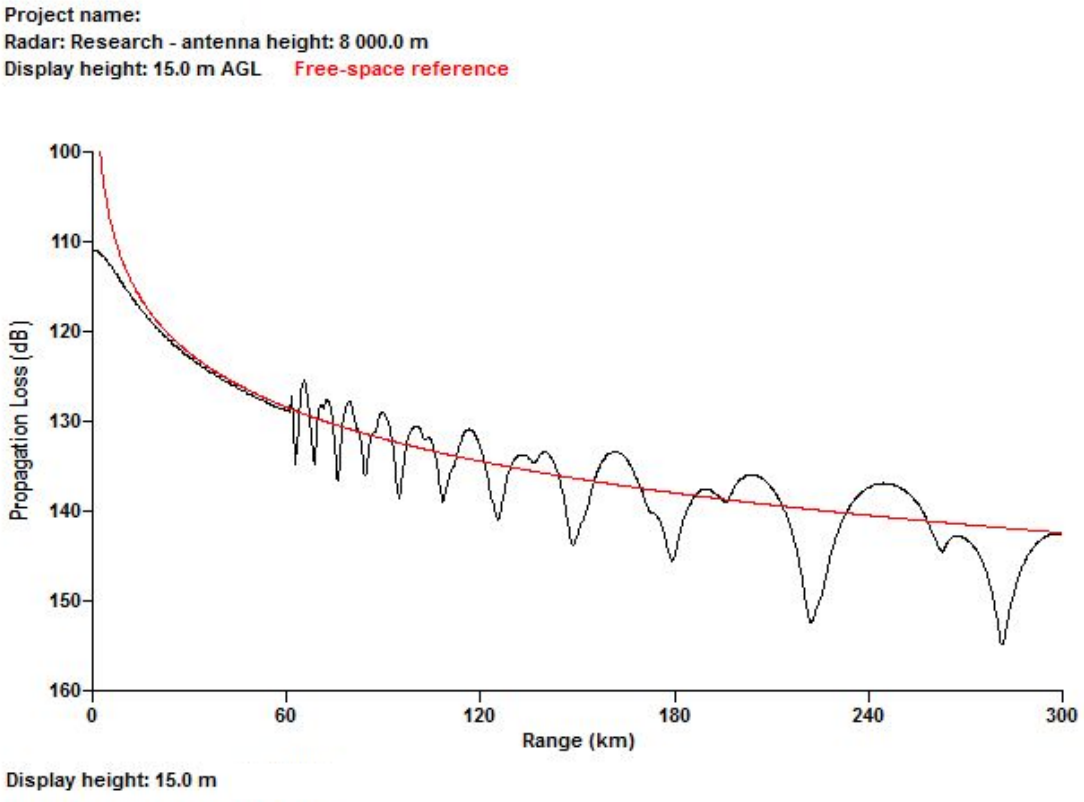


Рис. 1. Пример зависимости затухания радиосигнала в радиолинии «БА – ПУ» от местоположения БЛА (высота – 8 км) относительно ПУ (от расстояния на высоте 15 м)

В реальных условиях наблюдается также дисперсия – зависимость профиля затухания от рабочей частоты узкополосного радиосигнала.

В соответствии с методикой расчета бюджета радиолинии [3, 7–9] при заданных параметрах: уровне чувствительности радиоприемного устройства, коэффициентах усиления/ослабления передающей и приемной антенн и др. – рассчитывается затухание (ослабление) сигнала, и вычисляется величина минимально необходимой мощности излучения. При этом контролируется уровень вероятности битовых (символьных) *BER* ошибок, определяется их пороговое значение, при превышении которого качество связи становится неприемлемым.

Известны способы, согласно которым при возрастании вероятности битовой ошибки (*BER*) происходит переход на другой радиоканал из совокупности всех доступных каналов [4]. Однако значение частоты с наименьшим затуханием может оказаться между двумя соседними значениями частоты имеющихся радиоканалов (этот факт может стать критичным для качества связи при наличии относительно сильной зависимости затухания от частоты – частотной дисперсии). Этот недостаток можно устранить, если при перемещении БА своевременно на некоторую величину менять рабочую частоту, тогда БА всегда будет находиться в области с минимальным значением затухания.

Цель работы – разработка нового способа обеспечения непрерывности радиосвязи и его исследование.

Предлагаемый способ можно рассмотреть на примере комплекса, предназначенного для решения определенных задач с помощью дистанционного управления роботом, состоящего из наземного (стационарного) ПУ и БЛА. В комплексе имеются два радиоканала: канал управления (КУ) и канал передачи видео, телеметрической и другой мультимедийной информации с БЛА на ПУ (КВТ).

Пусть разрешенный рабочий диапазон частот: $\Delta f = f_{max} - f_{min}$, где f_{max} – максимальная частота, f_{min} – минимальная частота. Априори неизвестная зависимость затухания P от радиус-вектора (координат) БЛА: $P(\vec{r})$, $\vec{r} = \{x; y; z\}$. Зависимость местоположения БЛА от времени: $\vec{r}(t)$. Таким образом, в общем случае априори неизвестная зависимость затухания от времени: $P(\vec{r}(t)) \equiv P(t)$. Зависимость затухания от частоты: $P(f)$. В идеальном случае, все вышеописанные функции – достаточно гладкие (непрерывные и непрерывно дифференцируемые), т.е. параметры не меняются скачком (допускаются относительно небольшие флуктуации).

В результате статистического исследования распространения радиоволн в реальных средах (например, программой *AREPS* 3.0) может быть установлена (с учетом максимальной скорости используемого БЛА) максимальная скорость изменения затухания с течением времени. Для этого водятся параметры (при $t = t_0$, $f = f_0$):

$$A = \max\left|\frac{d\vec{r}}{dt}\right|, \quad B = \max\left|\frac{dP}{d\vec{r}}\right|, \quad C = \max\left|\frac{dP}{dt}\right| = BA,$$

$$D = \min\left|\frac{dP}{df}\right|, \; d / d\vec{r} \equiv \nabla = \{\partial / \partial x, \partial / \partial y, \partial / \partial z\}.$$

Известно критическое изменение затухания: $\Delta P_{кр} = P_{кр} - P_0$, $P_{кр} = P(BER_{порог})$, P_0 – минимальное значение затухания (для некоторой зоны).

При первоначальной настройке системы в начальный момент времени – момент времени $t = t_0$ ($\vec{r}(t_0) \equiv \vec{r}_0$) известна оптимальная частота $f = f_0$. При этом затухание $P(f_0) = P_0 = P_{min}$ – минимально, точки $(f_0; P_0)$, $(t_0; P_0)$ – точки минимума. Предполагается, что сигнал достаточно узкополосный: $\Delta f_1 << f_0, \Delta f$; $\Delta f_1 << \Delta P_{кр} / D$, где Δf_1 – ширина спектра радиосигнала.

Через малый промежуток времени Δt – в момент $t = t_1 = t_0 + \Delta t$ ($\vec{r}(t_1) \equiv \vec{r}_1$, $P(\vec{r}_1, f_0) = P_1 > P_0$) оптимальная частота $f = f_1$, $\Delta t << \Delta P_{кр} / C$.

Выберем окрестность частоты f_0 шириной ΔF: $(f_0 - \Delta F / 2; f_0 + \Delta F / 2)$,

$$\Delta F >> \Delta P_{кр} / D \qquad (1)$$

Для поиска оптимальной рабочей частоты КВТ одновременно с информационным сигналом постоянно передается и принимается с плавной перестройкой центральной частоты тестовый сигнал – например, фрагмент *BOC* (или *DuoBOC*) сигнал, состоящий из двух составляющих и представляющий собой сигнал из нового класса меандровых шумоподобных радиосигналов [5]. Выбирается та частота, на которой разность максимумов автокорреляционных функций (АКФ) составляющих тестового сигнала минимальна.

Для реализации представленного способа предлагается устройство, структурная схема и особенности взаимодействия с существующими блоками которого показаны на рис. 2.

В схеме на рис. 2 использованы следующие обозначения: 1 – радиоприемное устройство КВТ; 2 – блок контроля и регулировки параметров радиоприемного устройства видеоканала (радиомодем), выполняющий следующие функции: вычисление вероятности битовой ошибки и сравнения ее с пороговым значением, контроль уровня принимаемого сигнала (по мощности), контроль и регулировка коэффициента усиления/аттенюации, обнаружение помех и выбор канала на другой рабочей частоте из списка разрешенных (возможных); 7 – решающее устройство; 10 – устройство сравнения; 11 – блок радиопередающего устройства КУ; 12 – генератор псевдослучайной последовательности (ПСП) 1; 13 – умножитель 1; 14 – блок вычисления максимального значения автокорреляционной функции квадратурной компоненты сигнала; 15 – генератор ПСП 2 (смещена по фазе относительно ПСП 1 на 90 градусов); 16 – умножитель 2; 17 – блок вычисления максимального значения автокорреляционной функции синфазной компоненты сигнала; 18 – генератор несущего сигнала; 19 – генератор поднесущего

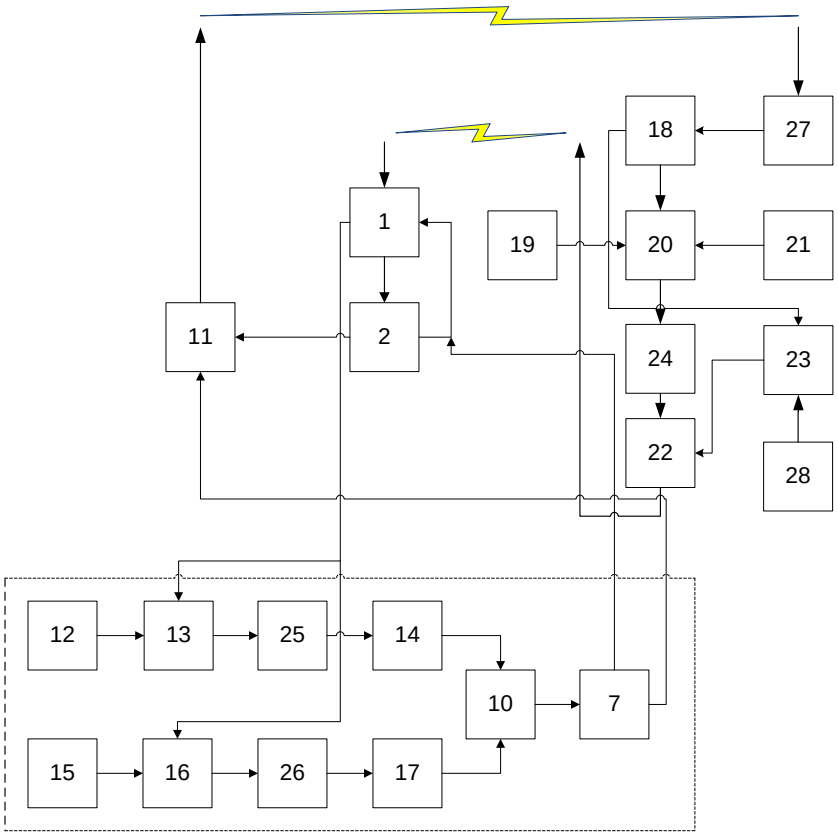


Рис. 2. Структурная схема устройства, реализующего способ увеличения дальности и обеспечения непрерывности радиосвязи между ПУ и БЛА

сигнала; 20 – умножитель 3; 21 – генератор ПСП 3; 22 – сумматор и радиопередающее устройство КВТ; 23 – умножитель 4; 24 – система фильтров; 25 – ФНЧ 1; 26 – ФНЧ 2; 27 – блок радиоприемного устройства КУ; 28 – источник информационного сигнала.

Замечание. Блоки 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24, 27, 28 расположены на БЛА; остальные блоки расположены на наземном ПУ.

Описание способа и работы блок-схемы (рис. 2). На вход блока 1 с выхода блока 22 по КВТ поступает радиосигнал, представляющий собой сумму информационного (полезного) радиосигнала, формируемого в блоке 22 с помощью умножения информационного сигнала (сообщения) с выхода блока 28 и несущего сигнала с выхода блока 18 в блоке 23 и передачи его на вход блока 22, и формируемого также в блоке 22 тестового радиосигнала в виде фрагмента *BOC*-сигнала, который формируется с помощью умножения сигналов на выходах блоков 18, 19, 21 в блоке 20 и фильтрации, в результате чего остаются только две информационные составляющие *BOC*-сигнала, сигнала с выхода блока 20 в блоке 24, с выхода которого сигнал поступает на вход блока 22. Таким образом, одновременно с информационным радиосигналом по КВТ постоянно передается тестовый радиосигнал в виде фрагмента *BOC*-сигнала. В блоке 1 происходит фильтрация и демодуляция, в результате чего с первого выхода блока 1 на вход блока 2 поступает информационный сигнал (сообщение), а со второго выхода блока 1 на вход блоков 13 и 16 (т.е. на вход модуля определения оптимальной рабочей частоты) поступает тестовый сигнал. В блоке 2 происходит вычисление вероятности битовых ошибок на центральной частоте полезного сигнала; если вероятность битовых ошибок превышает предупредительный порог 1 (*BER*1), то в блоке 2 анализируются значение мощности информационного сигнала, коэффициент усиления/аттенюации, наличие помех, после чего на блоки 1 и 11 может быть направлена команда об изменении передаваемой мощности, коэффициента усиления/аттенюации в приемном устройстве, о переходе передающего и приемного устройств КВТ на канал с другой рабочей частотой из списка возможных (разрешенных). С выхода блока 11 радиосигнал передается по КУ на вход блока 27, т.е. команда об

изменении мощности излучения или рабочей частоты поступает с ПУ на БЛА.

Сигнал, формируемый на втором выходе блока 1, поступает на вход блоков 13 и 16, в которых он умножается на сигналы с выхода блоков 12 и 15 соответственно, в результате чего на выходе блока 13 формируется квадратурная, а на выходе блока 16 – синфазная компонента фрагмента *BOC* сигнала (рис. 3). Затем сигналы с выхода блоков 13 и 16 поступают на входы блоков 25 и 26 соответственно, где происходит выделение нужной составляющей, с выходов которых сигналы поступают на входы блоков 14 и 17 соответственно, в каждом из которых происходит определение значения максимума АКФ (вероятности достоверного приема [6]) цифрового сигнала соответствующей компоненты. С выходов блоков 14 и 17 сигналы с информацией о максимальных значениях АКФ каждой из компонент поступают на вход блока 10, в котором происходит вычисление разности максимумов АКФ составляющих. Сигнал с данной информацией поступает на вход блока 7, где происходит процесс принятия решения.

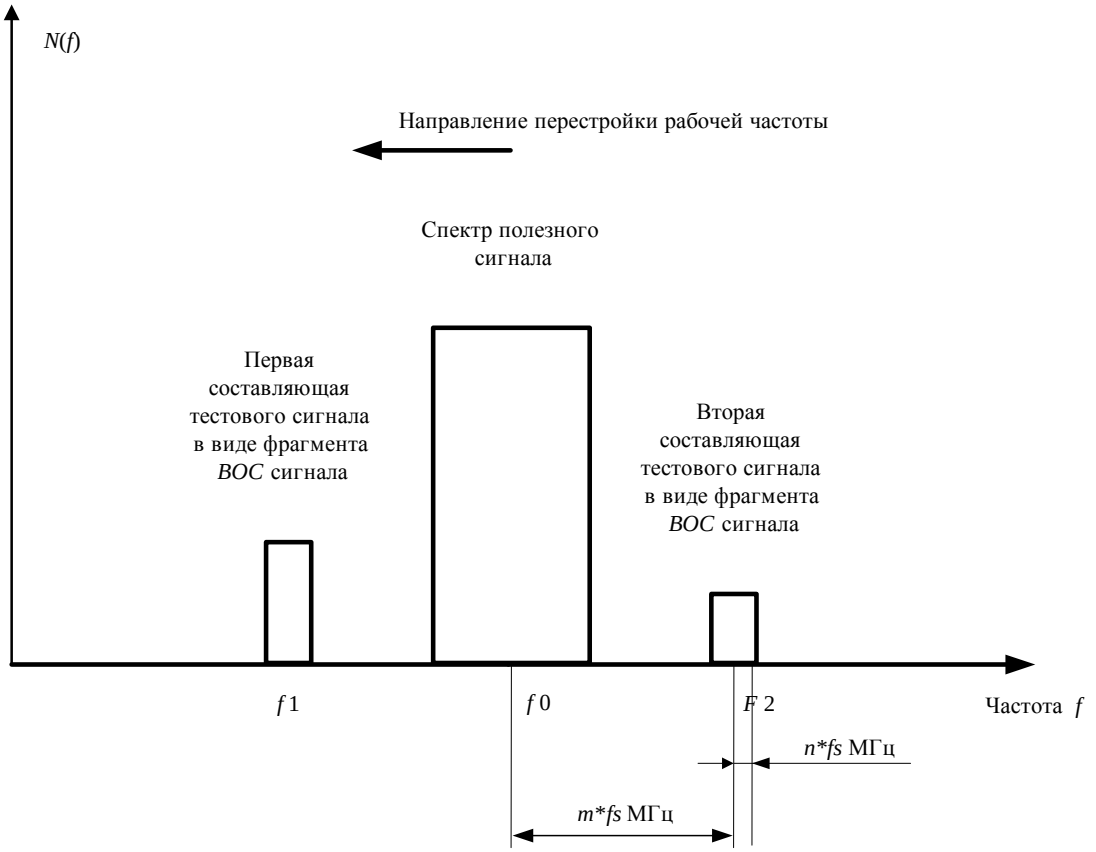


Рис. 3. Условно обозначенный спектр радиосигнала, представляющего собой сумму полезного информационного сигнала и тестового сигнала (пилот-сигнала) в виде фрагмента *BOC*-сигнала, на выходе блока 22 и входе блока 1 (*fs* – ширина полосы частот, задаваемая символьной скоростью)

Если разность максимумов АКФ составляющих не превышает выбранное исходя из величины частотной дисперсии (чем больше параметр *dP/df*, тем меньше порог: выбирается такое *k*, при котором величина *BER* при отстройке от оптимальной частоты увеличивается не более чем на 10 %) пороговое значение *k*, то на выходе блока 7 сигнал отсутствует. В противном случае с выхода блока 7 сигнал с информацией о необходимости перестройки рабочей частоты и направлении перестройки (в сторону с большим значением максимума АКФ) на минимальный шаг Δf_0 поступает на вход блоков 1 и 11. Величина шага Δf_0 выбирается, с одной стороны, как можно меньше для большей точности выбора оптимальной частоты при наличии сильной частотной дисперсии, с другой стороны, шаг не может быть слишком малым, потому что время

поиска новой рабочей частоты не должно превышать время, за которое оптимальная рабочая частота перемещается от «старого» до «нового» значения (см. условие работоспособности способа (2)). После перестройки рабочей частоты на шаг Δf_0 снова происходит сравнение значений максимумов АКФ составляющих. В итоге поиск завершится, когда будет найдена рабочая частота (несущая частота информационного и тестового радиосигналов), на которой наблюдается минимальная разность значений максимумов АКФ и (или) порог не превышен. При этом рабочая частота не должна выходить за разрешенный диапазон. В случае, если, например, рабочая частота попадает в ВЧ область и превышается критическое значение битовых ошибок 1, то рабочая частота скачком возвращается в НЧ область разрешенного диапазона. Параметры *m* и *n* задают величину защитного интервала и ширину составляющих в частотной области, т.е. скорость передачи тестовой информации.

Преимущество предлагаемого способа по сравнению с существующим заключается в том, что в случае сильной частотной дисперсии, когда оптимальная рабочая частота будет находиться между двумя соседними рабочими частотами каналов из списка разрешенных, при этом на этой частоте критическое пороговое значение 2 (*BER*2) не превышено, а на соседних частотах превышено, в отличие от прототипа непрерывность связи не будет нарушена. Способ пригоден для узкополосных сигналов.

Замечания. Так как изменения затухания при пространственных замираниях между минимумами и максимумами, как правило, монотонны, и функции зависимости затухания от местоположения БЛА и частоты достаточно гладкие, то для поиска оптимальной частоты (в какую сторону нужно перестроить рабочую частоту и насколько) можно исследовать достаточно близкие по частоте малые частотные промежутки слева и справа от информационного сигнала (не обязательно выполнение (2)). Для этого предлагается использовать составляющие *BOC* сигнала, которые, с одной стороны, не требуют большой энергии и не мешают полезному сигналу, как при передаче тестового шумоподобного сигнала (белый шум), а с другой стороны, могут нести информацию в отличие от двух обычных гармонических сигналов. Также *BOC* модуляция проще и удобнее других видов модуляций (быстро и удобно менять параметры передачи *m* и *n*), что позволяет ее использовать и в космической сфере.

Модуль поиска оптимальной частоты (блоки 12, 13, 15, 16, 25, 26, 14, 17, 10, 7) работает постоянно и независимо от блока 2.

На значения параметров *m* и *n* сигнала *BOC* (*m, n*) накладываются ограничения исходя из ширины полосы частот сигнала и защитного интервала, а также иных параметров и факторов.

Пусть ширина спектра информационного сигнала равна Δf_1 (МГц), защитный интервал (с одной стороны) составляет k' % от Δf_1, например, f_s = 1,023 МГц. Тогда $(m–n) = (\Delta f_1/2+k'*\Delta f_1/100)/1{,}023$ МГц, т.е. если выбран параметр n, то можно вычислить и *m* или наоборот. Параметр *m* зависит от параметра *C*: $m=C/G$, $G=\dfrac{\Delta f \times D \times \tilde{f}_s}{k \times r}$, r – размер информационного пакета, $h \times \tilde{f}_s[\text{бит/с}] \to f_s\ [\text{Гц}]$, параметр *h* зависит от типа модуляции (например, для *BPSK* – 1 бит/с/Гц, *QPSK* – 2 бит/с/Гц, *8PSK* – 3 бит/с/Гц, *16QAM* – 4 бит/с/Гц).

Вычисление АКФ составляющих для каждого значения центральной частоты спектра информационного сигнала должно производиться с помощью передачи *BOC* сигнала как можно большее количество раз, но так, чтобы не превысить отведенный временной интервал (2), который зависит от скорости передачи, зависящей от *n*.

Время сканирования равно произведению количества повторений и величины пакета, деленному на скорость передачи.

Время сканирования определяется исходя из максимально возможной скорости БЛА и периодом пространственных замираний.

Количество повторений определяется также исходя из вероятности правильной передачи.

Таким образом, определена скорость передачи, которая пропорциональна ширине полосы частот, следовательно, задан параметр *n* (рис. 3).

Пример.

С помощью блоков 18–28 (кроме 25, 26, 27) на БЛА формируются и передаются через видеоканал в эфир информационный и тестовый сигналы (тестовый сигнал может быть сформирован различными способами, например, с помощью фильтрации *BOC*(*m,n*)-сигналов, в результате чего не подавляются только две составляющие с большей энергией). Пусть центральная частота полезного информационного

радиосигнала $f_0 = 3000$ МГц, ширина его полосы $\Delta f_1 = 30$ МГц $<< f_0$. Параметр n = 1 (n*1,023 МГц $<< \Delta f_1$). Центральные частоты составляющих равны $f_{2,1} = f_0 \pm 1.023m = f_0 \pm 19.437$ МГц, m = 19 (защитный интервал равен $4f_s$). Шаг сканирования $\Delta f_0 = \dfrac{C \times k \times r}{n \times f_s \times D} = 0,231$ МГц, r – размер пакета (r = 1500 байт), $k = k^{'}$ = 10, f_s = 1.023 МГц. Параметр n выбирается как можно больше для большей скорости передачи и меньшего времени поиска, но не больше максимального значения, ограниченного частотным ресурсом (не более 41 МГц).

Пусть вышеописанные параметры принимают след. значения:

A = 13,8 м/с = 49,68 км/ч – максимальная скорость БЛА;

B = 1 дБ/м – максимальная скорость пространственных замираний;

C = 13,8 дБ/с – максимальная скорость изменения затухания с течением времени;

D = 7 дБ/МГц – параметр, характеризующий свойства среды распространения (частотную дисперсию – скорость изменения затухания с изменением частоты).

Сигнал, переданный с БЛА по КВТ, принимается блоком 1, входящим в состав наземного ПУ. Далее сигнал анализируется в блоке 2. $BER = 10^{-5} > 10^{-6} = BER_{кр1}$ – критическое значение 1, поэтому применяется алгоритм проверки и изменения коэффициента усиления приемника и мощности передатчика. Независимо от этого алгоритма происходит поиск оптимальной частоты.

В блоках 14 и 17 вычисляются максимумы АКФ составляющих тестового *BOC*-сигнала, которые сравниваются в блоке 10. Максимумы АКФ1 и АКФ2 равны 0,8 и 0,6 соответственно. После перемещения центральной частоты влево на 4 шага затухание составит 131 дБ, на 5 шагов – 142 дБ. Поэтому согласно алгоритму, после перемещения на 5 шагов влево, будет сделан один шаг вправо, т.к. для 4 шагов *max* АКФ равны 0,71 и 0,69, для 5 шагов уже 0,72 и 0,68 (для трех шагов – 0,73 и 0,67), т.е. выбирается минимальная разница:

$$f_0^1 = \arg\inf S(f) = \arg\inf \left| < \max \text{АКФ1}(f) - \max \text{АКФ2}(f) > \right|,$$

т.е. «новая» частота f_0^1 = 2999.076 МГц.

<…> – усреднение по ансамблю реализаций (на каждой частоте осуществляются несколько (k = 10) измерений).

Пусть критическое затухание

$$P_{кр2} = P\left(BER_{кр2} = 10^{-3}\right) = 145 \text{ дБ},$$

$$P_{кр1} = P\left(BER_{кр1} = 10^{-6}\right) = 135,6 \text{ дБ}.$$

Т.к. $P_{min} = 125$ дБ, то критическое изменение затухания $\Delta P_{кр1} = P_{кр1} - P_{min} = 10,6$ дБ. Время одного сканирования (передачи пакета) $t_{ос} = 10$ мс.

Из рис. 3 видно, что $m \times f_s = \dfrac{\Delta f_1}{2} + n \times f_s + \Delta f_з$, где $\Delta f_з = 4 f_s$ – защитный интервал.

Таким образом, время поиска оптимальной рабочей частоты должно удовлетворять условиям: с одной стороны,

$$\Delta t < \frac{\Delta P_{кр}}{C} = E = 10,6 / (13,8) = 0,77 \text{ с} -$$

– максимальное допустимое время принятия решения (минимальное время, за которое оптимальная частота смещается за критическое по отношению к величине затухания значение), с другой стороны,

$$\Delta t > \frac{\Delta f_{кр}}{\Delta f} \times t_{ос} * k = \frac{\Delta P_{кр} \times t_{ос} \times k}{\Delta f \times D} = F =$$

$$= \frac{10,6 \times 10^{-2} \times 10}{0,46 \times 10^6 \times 7 \times 10^{-6}} = 0,033 \text{ с} -$$

– время принятия решения о перестройке рабочей частоты, поэтому

$$E > F \qquad (2)$$

– условие работоспособности алгоритма.

При этом $E - F$ – время для перестройки рабочей частоты.

В итоге, для выполнения условия работоспособности алгоритма необходим выбор подходящих значений параметров тестового сигнала и параметров поиска.

Предполагаемые направления дальнейших работ – изготовление устройств (системы), реализующих предложенный способ.

Новизна, изобретательский уровень и практическая применимость подтверждены патентом на полезную модель [6].

Список источников

1. Применение беспилотных летательных аппаратов [Электронный ресурс]. URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/Беспилотный_летательный_аппарат#Применение (дата обращения: 07.06.2022).

2. Современное состояние беспилотных летательных аппаратов [Электронный ресурс]. URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/Беспилотный_летательный_аппарат#Современное_состояние (дата обращения: 07.06.2022).

3. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: пер. с англ. М.: Издательский дом «Вильямс», 2007. 1104 с.

4. *Борисов В.И.* Помехозащищенность систем радиосвязи: основы теории и принципы реализации. М.: Наука, 2009. 358 с.

5. *Вейцель А.В.* Новый класс меандровых шумоподобных радиосигналов для радионавигационных систем // Вестник МАИ. 2009. Т. 16, № 7. С. 43 – 48.

6. Патент на полезную модель 219303. Рос. Федерация. Устройство радиосвязи / Верещагин В.Н., Пеленков И.И., Кашкаров В.М., Поветко В.Н.; правообладатель АО «ВНИИ «Вега». № 219303. Заявл. 21.12.2022, опубл. 11.07.2023, реестр полезных моделей. 4 с.

7. *Кубанов В.П.* Влияние окружающей среды на распространение радиоволн. Самара: ПГУТИ, 2013. 92 с.

8. Рекомендация МСЭ-R P. 341-6. Концепция потерь передачи для радиолиний. 2016. 7 с.

9. Рекомендация МСЭ-R P. 1812-4. Метод прогнозирования распространения сигнала на конкретной трассе для наземных служб "из пункта в зону" в диапазонах УВЧ и ОВЧ. 2015. 35 с.

Информация об авторах

В.Н. Верещагин, мл.н.с.
И.И. Пеленков, начальник отдела

Information about the authors

V.N. Vereshagin, Associate Research Engineer
I.I. Pelenkov, Head of department

Статья поступила в редакцию 15.08.2023
Одобрена после рецензирования 21.08.2023
Принята к публикации 23.08.2023

The article was submitted 15.08.2023
Approved after reviewing 21.08.2023
Accepted for publication 23.08.2023

Теория и техника радиосвязи. 2023. № 3. С. 40–45. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2023. No. 3. Pp. 40–45. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396.6.001.63

Методика сбора экспериментальных данных о магнитной составляющей ближнего поля печатного модуля

Вадим Валерьевич Глотов[1], Сергей Михайлович Федоров[2], Татьяна Сергеевна Глотова[3]
[1,2,3]ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет», Воронеж, Россия
[1]vadik-livny@mail.ru, [2]zar36@yandex.ru, [3]tatiyna-livny@mail.ru

Аннотация. *Описаны структура сканирующего комплекса ближнего электромагнитного поля, назначение основных элементов и их взаимосвязь. В качестве дальнейшей структуры предложена планарная схема реализации сканера ближнего поля, как наиболее простая в реализации и полностью удовлетворяющая поставленным требованиям для данного научного исследования. Для проведения сбора данных магнитной составляющей представлены конструкции соответствующих пробников, описаны способы их практического применения и основные технические параметры. В качестве измеряющего устройства применяется анализатор спектра, а также описывается структура необходимого программного обеспечения для управления сканером ближнего электромагнитного поля. Для реализации адаптивного шага продемонстрирована соответствующая математическая модель. На основе предложенного аппаратно-программного комплекса и представленной математической модели реализована методика сбора данных магнитной и электрической составляющей ближнего поля конструкций печатных модулей.*

Ключевые слова: *ближнее поле, электромагнитная совместимость, сканер электромагнитного поля, адаптивный шаг.*

Method for collecting experimental data on the near field magnetic component of the printed module

Vadim V. Glotov[1], Sergey M. Fedorov[2], Tatyana S. Glotova[3]
[1,2,3]Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia
[1]vadik-livny@mail.ru, [2]zar36@yandex.ru, [3]tatiyna-livny@mail.ru

Abstract. *The structure of the near electromagnetic field scanning complex, the purpose of its main elements and their relationship are described. As a further structure, a planar scheme for implementing a near-field scanner is proposed, as the simplest to implement and fully meeting the requirements for this scientific study. To collect data on the magnetic component, the designs of appropriate probes are proposed, and the methods of their practical application and the main technical parameters are described. A spectrum analyzer is used as a measuring device, and the structure of necessary software for controlling the near electromagnetic field scanner is described. To implement the adaptive step, the appropriate mathematical model is demonstrated. On the basis of proposed hardware-software complex and presented mathematical model, a method for collecting data on the near field magnetic and electrical components of printed module designs is implemented.*

Keywords: *near field, electromagnetic compatibility, electromagnetic field scanner, adaptive step.*

Описание комплекса сканирования ближнего электромагнитного поля

Установка сканирования ближнего электромагнитного поля состоит из персонального компьютера, сканирующего устройства, где располагается тестируемый печатный модуль (ПМ), и анализатора спектра. Структурная схема данного устройства представлена на рис. 1.

Сканер, показанный на рис. 2, выполняет прецизионное перемещение датчика ближнего электромагнитного поля над поверхностью анализируемого электронного устройства. Так, для данного подхода наиболее распространенным является планарный тип сканеров [1], обладающий простотой исполнения и оптимальным методом сканирования, учитывающим условия ис-

© Глотов В.В., Федоров С.М., Глотова Т.С. 2023

пользования ПМ, которые можно представить в виде тонких двухмерных объектов. В этом варианте плоскость сканирования совпадает с плоскостью ПМ и покроет эффективную излучающую зону в прямой близости от тестируемого устройства, обеспечивая сбор полученных данных об эмиссии полей. Сканирование осуществляется по осям *X* и *Y* и по оси *Z*.

Управление сканером и измерительным анализатором спектра осуществляется соответствующим модулем программной оболочки [2]. В программе должна быть реализована методика обработки данных и их графического представления.

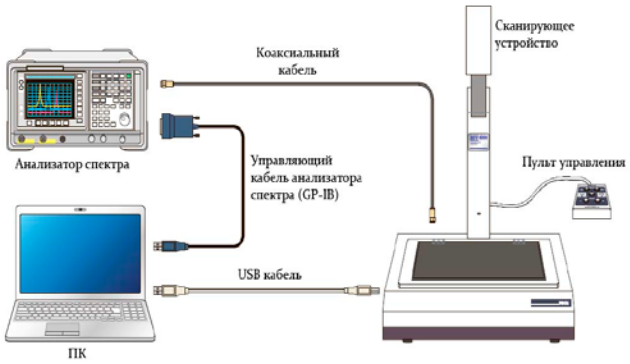


Рис. 1. Установка сканирования ближнего поля

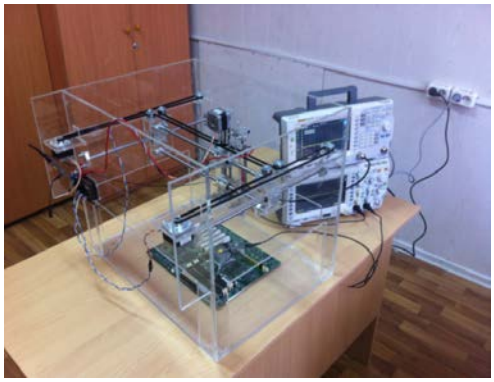
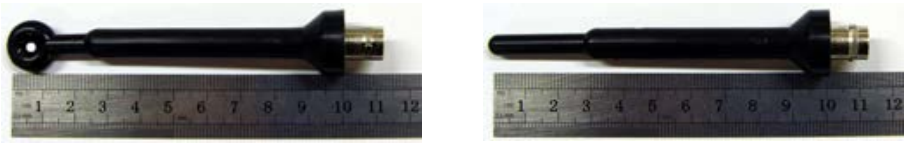


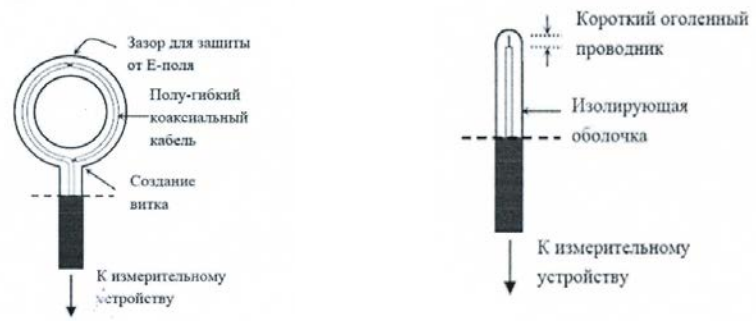
Рис. 2. Сканер ближнего электромагнитного поля

Одним из основных элементов сканера ближнего электромагнитного поля является пробник, с помощью которого происходит оценка электромагнитных излучений от тестируемого устройства [3]. Существует два вида пробника – Н-пробник, снимающий магнитную составляющую, и Е-пробник, снимающий электрическую составляющую. Внешний вид пробников показан на рис. 3 (а, б), конструкция – на рис. 4 (а, б).



а) б)

Рис. 3. Внешний вид пробников: а) Н-пробник; б) Е-пробник



а) б)

Рис. 4. Принципиальная конструкция пробников: а) Н-пробник; б) Е-пробник

При детальном рассмотрении данных, снятых с помощью пробников, есть несколько моментов, на которые необходимо обращать внимание. Из-за габаритных размеров датчика невозможно снять компоненту в определенной точке, происходит суммирование полей окружающей области. Вторым фактором является чувствительность пробника более чем к двум компонентам электромагнитного поля. К третьему фактору относится присутствие в датчике токов, которые вносят изменения и возмущения во время измерения. Пробники характеризуются следующими основными параметрами: пространственным разрешением, чувствительностью и искажением поля [4].

Входящий в состав аппаратно-программного комплекса ближнего электромагнитного поля анализатор спектра (Rigol DSA815-TG) осуществляет измерение мощности, гармоник, шумов, искажений, электромагнитных измерений, а также измерения S-параметров различных систем.

Программное обеспечение для работы установки включает три составляющие: прошивка для микроконтроллерной платы управления Mega 2560 R3, управляющая программа перемещения датчика поля и, непосредственно, рабочая среда пользователя.

В качестве прошивки для микроконтроллерной платы управления выбрана типовая прошивка Marlyn, полностью обеспечивающая на этапе опытного образца необходимый функционал. Прошивка бесплатная, с открытым кодом, что позволяет оперативно дорабатывать ее по мере необходимости. В дальнейшем при полной отладке опытного образца и переходе к серийному выпуску возможна разработка собственной прошивки.

Управление перемещением датчика поля можно осуществлять при помощи Pronterface (рис. 5), имеющуюся в пакете программ управления станков с ЧПУ PrintRun. PrintRun – мощная САПР, с доступным и бесплатным обновлениями. GNU General Public License. PrintRun был создан Климентом Яневым и теперь поддерживается им вместе с Гийомом и "iXce" Сегуином. Программа позволяет использовать стандартный G-код для управления микроконтроллерной платой Mega 2560 R3.

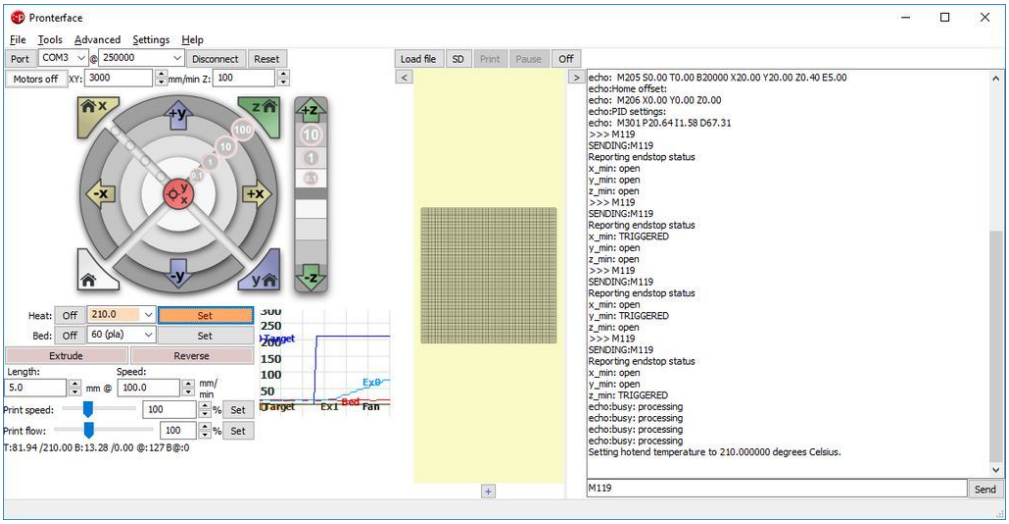


Рис. 5. Интерфейс управляющей программы Pronterface

Для подключения Arduino Mega 2560 к персональному компьютеру необходимо нажать кнопку «Подключить через виртуальный USB-порт». После нажатия на кнопку «Отключить» производится корректное отключение платы управления сканирующей подсистемы от персонального компьютера. По завершении работы необходимо нажимать кнопку «Отключить» для предотвращения «сбиваний» настроек сканирующей системы. В окне «Настройки» можно произвести настраивание параметров, таких как координаты сканирования поля сканирующей подсистемы, параметры сканирования, шаг сканирования, скорость сканирования. В окне «Sending» прописываются все команды, полученные платой управления.

В окне «Управление» необходимо включить относительное позиционирование, так как данная функция необходима для автоматического исключения ошибок при сканировании системы

и для автоматического выхода из программ. В данном окне вводятся координаты точки завершения [5]. При использовании кнопки «Показать текущую позицию» демонстрируется информация о текущей позиции пробника.

Таким образом, разработано специальное программное обеспечение для механической части комплекса, а именно сканера ближнего электромагнитного поля, отличающегося блочно-модульным принципом построения.

Программа №2018612831 для анализа экспериментальных данных на ЭМС сканера ближнего поля предназначена для расчета ЭМС. Программа позволяет выполнять оценку электромагнитной совместимости РЭС, действующих в диапазоне 900 МГц – 3 ГГц в соответствии с ГОСТ Р 55 898-2013 «Технические средства радиосвязи. Взаимные радиопомехи в локальной группировке. Методы расчета», а также провести оценку результата технических мероприятий по снижению уровня радиопомех.

На рис. 6 показан основной вид рабочего окна программы для анализа экспериментальных данных на ЭМС сканера ближнего поля.

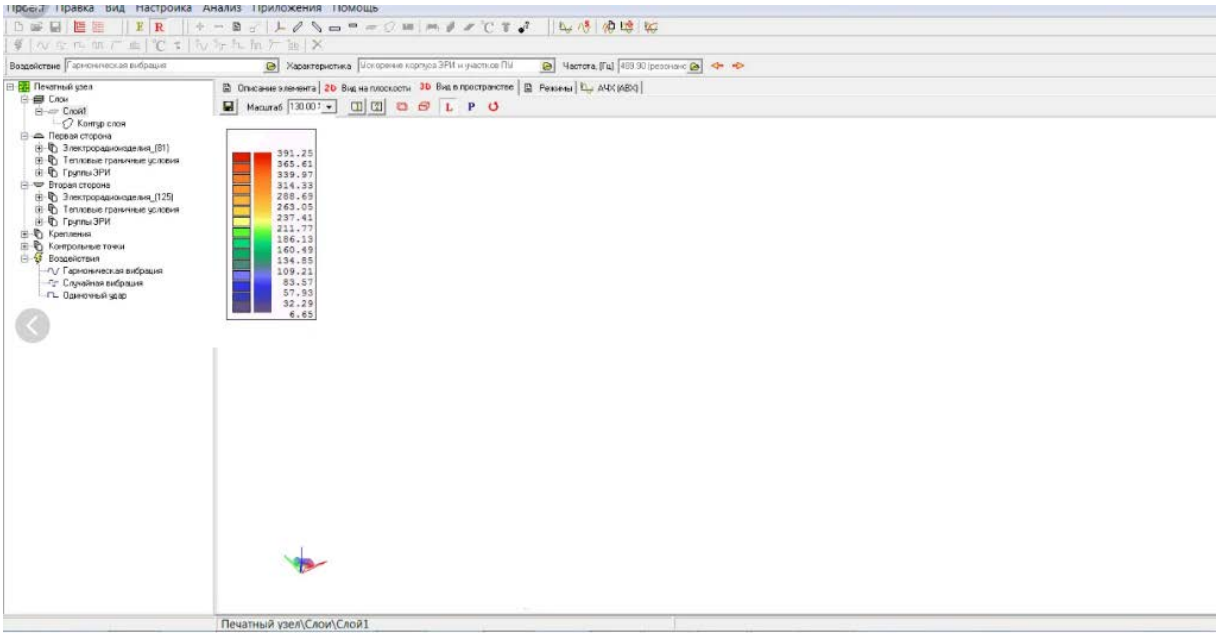


Рис. 6. Основной вид рабочего окна программы для анализа экспериментальных данных на ЭМС сканера ближнего поля

Алгоритм процесса сканирования печатного модуля с адаптивным шагом движения

Точность движения пробника сканера ближнего электромагнитного поля зависит от производительности подсистемы позиционирования и алгоритма его перемещения. Сама система перемещения состоит из каретки, трех направляющих, трех механических приводов и трех пошаговых двигателей [6]. Двигатели в свою очередь приводят в движение каретку, на которой установлен пробник, перемещающийся вдоль осей *x, y, z*. Двигатели в свободном шаге имеют шаг, равный 10 мкм, что в свою очередь характеризует точность перемещения. После нагрузки на двигатель данный шаг может изменяться и вычисляться для каждой точки перемещения, при этом стоит учитывать компромисс между скоростью и требуемой точностью:

$$v(t)=\begin{cases} 0,5\cdot v_f\left(1-\cos\left(\dfrac{\pi t}{T}\right)\right), & (0<t\le T),\ \text{фаза ускорения} \\ v_f, & (T<t\le T_d),\ \text{фаза равномерного движения}, \\ 0,5\cdot v_f\left(1-\cos\left(\dfrac{\pi\left(t-T_d-T\right)}{T}\right)\right), & (T_d<t\le T_d-T),\ \text{фаза замедления} \end{cases} \quad (1)$$

где t – время перемещения, T – время ускорения и замедления, $T_d - T$ – время замедления, v_f – постоянная скорость, $H(x,y)$ – магнитная компонента ближнего поля, T_d – время активного состояния двигателя (напряжение подано). Шаг перемещения вычисляется по формуле:

$$h(T_d) = \int_0^{T_d+T} v(t)\,dt = v_f T_d. \qquad (2)$$

Требуемый адаптивный шаг перемещения определяется:

$$h_a(T_d) = v_f \cdot T_d \cdot k_{ш}, \qquad (3)$$

где $k_{ш} = \dfrac{1}{1 + gradH(x,y)}$ – коэффициент шага, зависящий от напряженности магнитного поля.

Описанный алгоритм перемещения пробника был протестирован на сканере ближнего электромагнитного поля, а именно постоянно перемещающейся кареткой на 1000 шагов со случайно сгенерированными смещениями и направлениями на различных фазах. При проверке шага перемещения был использован штангенциркуль и не было обнаружено никакой очевидной разницы между фактическим и ожидаемым изменением положения [7]. При использовании алгоритма управления движением было выявлено, что шаг перемещения, равный в 1 см, является наиболее эффективным.

Предлагаемая методика сбора данных магнитной составляющей ближнего электромагнитного поля РЭС представленная, включает в себя следующие действия:

1. Замер электромагнитных помех. На этом этапе определяются лабораторные условия, необходимые для измерения магнитной или электрической составляющей.
2. Установка тестируемого печатного модуля, фиксируется положение, далее от этого положения будут зависеть начальные координаты, определяемые областью сканирования.
3. Определение области сканирования *XYZ*.
4. Включение питающей станции, задающей воздействие на тестируемый печатный модуль.
5. Замер электромагнитных помех и нахождение их усредненного значения.
6. Подключение питающей станции к тестируемому печатному модулю.
7. Выбор расширения сканирования – параметр, отвечающий за качество и время сканирования.
8. Выбор частотного интервала.
9. Определение сканируемой магнитной или электрической составляющей.
10. Выбор датчика магнитной составляющей, который определяется согласно выбранному частотному интервалу.
11. Выбор ортогональной составляющей магнитного поля.
12. Установка датчика.
13. Сканирование в области *XYZ* при частотном интервале *f*.
14. Преобразование уровней магнитной составляющей из dBm в V.
15. Вычисляются уровни помех.
16. Записываются в таблицу уровни Ah соответственно *XYZ* при *f*.
17. Преобразование уровней B из Тл в А/м.
18. Записываются в таблицу уровни H соответственно *XYZ* при *f*.
19. Построение карт напряженностей магнитного поля.
20. Вывод карт ближнего электромагнитного поля.
21. Формирование рекомендаций.

На рис. 7 показаны основные этапы методики сбора экспериментальных данных магнитной составляющей ближнего поля печатного модуля.

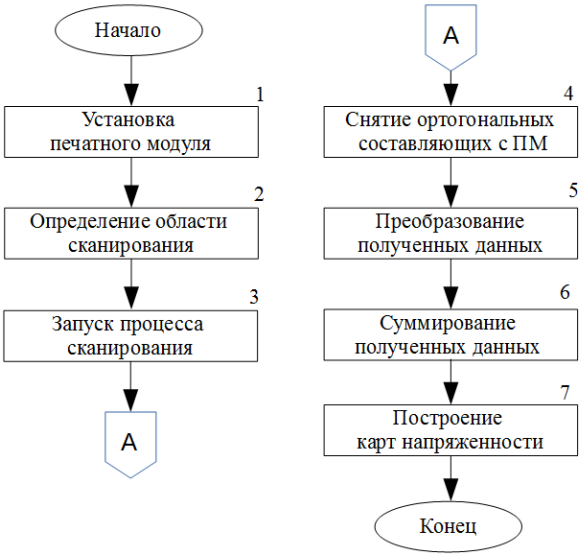


Рис. 7. Основные этапы методики сбора экспериментальных данных магнитной составляющей ближнего поля печатного модуля

Выводы

Предложена и описана структура сканирующего комплекса ближнего электромагнитного поля, описано назначение основных элементов, их взаимосвязь и взаимодействие. Для проведе-

ния сбора данных магнитной составляющей предложены конструкции соответствующих пробников, описаны способы их практического применения и основные технические параметры. В качестве измеряющего устройства применяется анализатор спектра, а также описывается структура необходимого программного обеспечения для управления данным сканером ближнего электромагнитного поля. Отличительной особенностью используемой установки является применение адаптивного шага, что позволяет ускорить проведение измерений и оптимизировать массив получаемых выходных данных. Для реализации адаптивного шага продемонстрирована соответствующая математическая модель. На основе предложенного аппаратно-программного комплекса и представленной математической модели реализована методика сбора данных магнитной и электрической составляющей ближнего поля конструкций печатных модулей.

Список источников

1. *Кечиев Л.Н.* Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры. М.: ООО «ГруппаИДТ», 2007. 616 с.

2. *Ромащенко М.А.* Основные задачи анализа обеспечения ЭМС в конструкциях РЭС и принципы его выполнения // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2011. Т. 7, №4. С. 106–109.

3. Патент RU 2593910 C2 Антенна Вивальди с печатной линзой на единой диэлектрической подложке / Ашихмин А.В., Федоров С.М., Негробов В.В., Пастернак Ю.Г., Авдюшин А.С. Заявл. 11.07.2014, опубл. 10.08.2016

4. *Зеленин И.А., Рыжиков А.Г., Фёдоров С.М.* Антенная решетка на основе линзы Ротмана // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2012. Т. 8, № 11. С. 102–105.

5. *Рыжиков А.Г., Слинчук С.А., Фёдоров С.М., Чугуевский В.И.* Исследование характеристик антенной решетки на основе линзы Ротмана и антенн с эллиптическими плечами // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2013. Т. 9, № 2. С. 49–52.

6. *Ашихмин А.В., Першин П.В., Фёдоров С.М.* Пеленгование с использованием модели, в которой наблюдаемое поле является суперпозицией плоской падающей волны и рассеянных сферических волн, создаваемых блестящими точками на корпусе рассеивателя // Вестник Воронежского института МВД России. 2018. № 3. С. 70–76.

7. *Князев А.Д., Кечиев Л.Н., Петров Б.В.* Конструирование радиоэлектронной и электронно- вычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместимости. М.: Радио и связь, 1989. 224 с.

Информация об авторах

В.В. Глотов, к.т.н.
С.М. Федоров, к.т.н., доцент
Т.С. Глотова, аспирант

Information about the authors

V.V. Glotov, Ph.D. in Engineering Sciences
S.M. Fedorov, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor
T.S. Glotova, Postgraduate

Статья поступила в редакцию 28.07.2023
Одобрена после рецензирования 07.08.2023
Принята к публикации 10.08.2023

The article was submitted 28.07.2023
Approved after reviewing 07.08.2023
Accepted for publication 10.08.2023

Теория и техника радиосвязи. 2023. № 3. С. 46–56. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2023. No. 3. Pp. 46–56. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396.662

Особенности разработки широкополосных цифровых формирователей мощных ЧМ сигналов

Н.М. Тихомиров[1], А.В. Леньшин[2], Е.В. Шаталов[3], В.Н. Тихомиров[4]
[1,4]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[2]ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия
[3]УГИБДД ГУ МВД России по Воронежской области, Воронеж, Россия
[1]n.m.tihomirov@sozvezdie.su, [2]andrey-lenshin@yandex.ru, [3]evgen1778@mail.ru, [4]v.n.tihomirov@sozvezdie.su

Аннотация. *Предложен методологический аппарат для разработки формирователя сигналов гетеродина радиоприемной подсистемы и ЧМ сигналов возбудителя радиопередающей подсистемы системы радиосвязи, обеспечивающий низкий уровень частотных и нелинейных искажений в широком диапазоне модулирующих и несущих частот при работе в режиме передачи, высокое быстродействие при перестройке в диапазоне рабочих частот и требуемую чистоту сигнала (малый уровень фазовых шумов и паразитных спектральных составляющих) при работе в режиме приема.*

Ключевые слова: *синтез частот, импульсно-фазовая автоподстройка, цифровая частотная модуляция, генераторы, интегральные микросхемы, дробные делители.*

Features of the development of powerful FM signal broadband digital shapers

N.M. Tikhomirov[1], A.V. Lenshin[2], E.V. Shatalov[3], V.N. Tikhomirov[4]
[1,4]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[2]Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin, Voronezh, Russia
[3]UGIBDD GU of the Ministry of Internal Affairs of Russian Federation in Voronezh region, Voronezh, Russia
[1]n.m.tihomirov@sozvezdie.su, [2]andrey-lenshin@yandex.ru, [3]evgen1778@mail.ru, [4]v.n.tihomirov@sozvezdie.su

Abstract. *A methodological apparatus is proposed for the development of signal generator for the heterodyne of radio receiving subsystem and the exciter of radio transmitting subsystem of radio communication system, which provides a low level of frequency and nonlinear distortion in a wide range of modulating and carrier frequencies when operating in transmission mode, high speed during transmission in the operating frequency range and the required signal purity (low level of phase noise and parasitic spectral components) when operating in reception mode.*

Keywords: *frequency synthesis, pulse-phase auto-tuning, digital frequency modulation, generators, integrated circuits, fractional dividers.*

Развитие наземных и бортовых систем радиосвязи (СРС), характеризующееся существенным возрастанием объема передаваемой и обрабатываемой информации, а также значительным ростом скоростей обработки и передачи информации, привело в последние годы к серьезным изменениям в понимании сущности, методов построения и путей развития СРС различных видов. Основными направлениями повышения эффективности СРС являются: процессы конвергенции и интеграции современных компьютерных и традиционных сетей связи; использование новых частотных рабочих диапазонов частот (освоение миллиметрового диапазона); использование современных сигнально-кодовых конструкций и цифровых методов модуляции; уменьшение относительной нестабильности частот формируемых сигналов; повышение спектральной чистоты сигналов возбудителей и гетеродинами приемопередающих подсистем; обеспечение высокого быстродействия (малого времени вхождения в связь и смены рабочей частоты) [1, 2].

© Тихомиров Н.М., Леньшин А.В., Шаталов Е.В., Тихомиров В.Н., 2023

Реализация СРС должна определяться использованием новейших научно-технических достижений в области физики, микроэлектроники, информационных технологий, программного обеспечения. Закономерно появление решений, способствующих: а) повышению качества и эффективности информационного обмена; б) снижению приведенных затрат на организацию передачи и повышение надежности связи в целом, что особенно важно для совершенствования деятельности в военной сфере. Перспективные бортовые СРС должны обеспечивать:

1) связь и ретрансляцию каналов в закрытой (открытой) телефонной связи и каналов передачи данных, работу в действующих и перспективных автоматизированных системах управления (АСУ);

2) одновременную ретрансляцию узкополосных каналов (телефонных, передачи данных, телеграфных) и высокоскоростных широкополосных каналов телевизионной (инфракрасной), радиолокационной и другой информации;

3) повышение надежности доведения информации за счет применения новых высокоскоростных помехозащищенных режимов работы [3].

Достижение потенциальных возможностей и эффективность СРС во многом зависят от частотно-временных (диапазон рабочих частот, шаг сетки частот, время установления частоты, частота сравнения) и спектральных (гармонические, субгармонические и негармонические искажения; уровень побочных спектральных составляющих (ПСС), лежащих в полосе частот при отстройке от несущей; среднеквадратическое значение паразитного отклонения частоты (фазы); амплитудный и фазовый шум (ФШ)) характеристик синтезаторов частот (СЧ) [4, 5]. Важнейшими техническими характеристиками СЧ также следует считать способ управления параметрами генерируемых колебаний, допустимое энергопотребление, климатические условия эксплуатации, стоимость [6].

В настоящее время цифровые методы формирования и обработки сигналов широко используются в узлах СРС. Показаны реальные возможности и эффективность технологии быстродействующей цифровой аппаратуры СРС на базе перепрограммируемых логических интегральных схем (ПЛИС) с переходом на этапе серийного производства на специализированные СБИС типа «система на кристалле». Актуальной представляется разработка быстродействующих АЦП и ЦАП с тактовыми частотами 1 ГГц и выше и разрядностью 14–16 разрядов. АЦП уже работают на высоких частотах, а во входном тракте появляется возможность оцифровывать широкополосный радиосигнал непосредственно на несущей частоте. В последнее время возрос интерес к идее прямой (непосредственной) цифровой модуляции вместо формирования цифровых сигналов на промежуточной частоте [7, 8].

Специализированные быстродействующие ЦАП используются для синтеза ВЧ сигналов с рабочей или промежуточной частотой и заданным видом модуляции. К таким ЦАП предъявляются высокие требования по быстродействию – десятки и сотни MSPS (единица измерения скорости поступления сигнала в устройство цифровой обработки данных: миллион сигналов в секунду – Million Signals Per Second), по разрешению и качеству выходного сигнала, которое оценивается следующими параметрами: SFDR – свободный динамический диапазон; CNR – отношение сигнал/шум на частоте несущей; IMD – коэффициент интермодуляционных искажений; ASPR – коэффициент развязки соседних каналов по мощности [2].

Существуют четыре основные технологии модуляции, выполняющие преобразование цифровых данных в аналоговый сигнал: амплитудная манипуляция (ASK – Amplitude-Shift Keying); частотная манипуляция (FSK – Frequency-Shift Keying); фазовая манипуляция (PSK – Phase-Shift Keying); квадратурная амплитудная манипуляция. Выделяют два класса цифровых видов модуляции: с постоянной огибающей (GMSK, GFSK, FFSK) и изменяющейся огибающей (BPSK, QPSK, OQPSK, DQPSK, 8-PSK, QAM-16, QAM-64, QAM-256).

Полностью цифровое формирование ВЧ модулированного сигнала, как и прямой цифровой прием, связано с целым рядом проблем [9]. Передатчик модулированного сигнала на ВЧ, имеющий высокую скорость передачи информации, приемлемый КПД и отвечающий требованиям ЭМС, может быть реализован только при независимой реализации аппаратной генерации ВЧ сигнала в рабочей области частот и последующей модуляции монохроматического сигнала. Выделяют три основные функциональные схемы передатчика: с модуляцией непосредственно на рабочей частоте, с модуляцией на ненулевой промежуточной частоте и с модуляцией на нулевой промежуточной частоте с по-

следующим преобразованием спектра модулированного сигнала в ВЧ область.

В современных СРС радиосигнал чаще формируют переносом с ПЧ на несущую, для чего перемножают немодулированный ВЧ сигнал и модулированный сигнал на ПЧ с помощью различных схем преобразования. Сигнал ПЧ получают чаще всего из цифрового сигнала на «нулевой» или ПЧ с помощью ЦАП, в качестве гетеродина применяют различные синтезаторы частот (СЧ) с ФАПЧ ($СЧ_{PLL}$). Логичным решением проблем стали методы непосредственной цифровой модуляции на основе воздействия полезного цифрового сигнала на схему автоподстройки ($СЧ_{PLL}$).

Постановка задачи

Важнейшей задачей проектирования радиопередающей и радиоприемной подсистем СРС является обеспечение необходимых требований по точности установки и относительной стабильности несущей частоты, амплитуды и фазы. Данная задача сегодня может быть достаточно успешно решена с помощью $СЧ_{PLL}$ [10–12]. В этом случае широко применяется интегральная микросхема $СЧ_{PLL}$, использующая внешний кварцевый высокостабильный генератор опорной частоты совместно со встроенными делителями для опорной (ДФКД) и формируемой выходной частоты (целочисленные или дробные делители – ДПКД/ДДПКД), а также устройство сравнения в виде частотно-фазового детектора (ЧФД).

Выходным каскадом зарядовой накачки (ЗН) ЧФД формируется сигнал рассогласования, который подается на внешний или встроенный фильтр нижних частот (ФНЧ) и далее – на внешний или встроенный управляемый напряжением генератор (ГУН). Микроконтроллер с помощью программируемых коэффициентов для режимов целочисленного (с помощью ДПКД) и дробного деления (с помощью ДДПКД) путем выбора необходимой опорной частоты обеспечивает широкий диапазон рабочих частот, а также позволяет оптимизировать параметры синтеза частот (длительность переходных процессов (быстродействие), шаг перестройки выходной частоты и уровень фазового шума). Синтезаторы с дробными делителями частоты появились как решение противоречивой задачи по обеспечению высокой скорости переключения частоты, снижению фазового шума вблизи несущей частоты и уменьшению уровня побочных составляющих в спектре сигнала СРС [5].

При быстром развитии современной электронной компонентной базы аппаратура СРС быстро устаревает, а потому нуждается в доработке и модернизации [10, 11, 13]. Для использования в составе УКВ радиостанции на основании технического задания ранее был разработан аналоговый формирователь ЧМ сигнала радиопередатчика со следующими параметрами:

– рабочий диапазон частот – 100,0…400,0 МГц;

– шаг сетки частот – 25 кГц;

– время установки новой частоты во всем рабочем диапазоне частот с точностью $\Delta f = \pm 100$ Гц – 500 мкс;

– напряжение выходного сигнала на нагрузке 50 Ом – не менее 6 В;

– среднее квадратическое значение паразитного отклонения частоты выходного сигнала, измеренное в полосе частот 20…30000 Гц, – не более 60 Гц;

– девиация частоты при уровне $u_{\text{М}}(t) = \pm\ 500$ мВ и частоте $F_{\text{М}} = 1$ кГц – ±5,6 кГц;

– коэффициент нелинейных искажений в полосе частот 0,020…12 кГц – не более 3%;

– неравномерность амплитудно-частотной модуляционной характеристики (АЧМХ) в полосе модулирующих частот 20…24000 Гц – не более 3 дБ;

– уровень ПСС при частотной отстройке от несущей на 2,5% и более – не хуже минус 90 дБ;

– спектральная плотность мощности ФШ при отстройке от f_0 на 10% – не хуже минус 180 дБн/Гц.

Целью статьи является обоснование методологического аппарата для разработки цифрового формирователя мощных ЧМ сигналов для радиопередающих подсистем СРС.

Критический анализ и описание работы аналогового формирователя ЧМ сигналов

На основании проведенного анализа методов построения синтезаторов частот и по результатам анализа технического задания выбрана блок-схема возбудителя радиопередатчика. Известен частотный модулятор с контуром фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) (патент ЕР 0403877А1, НОЗС 3/09, 1990 г.). Частотный модулятор характеризуется тем, что верхняя

граничная частота ФНЧ меньше нижней граничной частоты модулирующего сигнала. Между ФНЧ и генератором, управляемым напряжением (ГУН), предусмотрен суммирующий каскад, в котором производится сложение выходного сигнала ФНЧ с модулирующим сигналом. В этом устройстве можно получить на выходе сигнал с частотной модуляцией (ЧМ), однако диапазон модулирующих частот (например, от 300 до 3400 Гц) будет ограничен снизу из-за действия обратной связи в контуре ФАПЧ. При этом быстродействие контура ФАПЧ будет невысоким.

Основным недостатком вышеприведенной схемы формирования ЧМ сигналов является невозможность одновременного получения низкого уровня частотных и нелинейных искажений, а также требуемого быстродействия при смене рабочих частот. Известно устройство, реализующее широкополосную частотную модуляцию генераторов, охваченных контуром ФАПЧ с узкой шириной полосы (патент США 4074209, НОЗС 3/22, 1978 г.). В этом устройстве полоса модулирующих частот не ограничивается параметрами контура ФАПЧ, т.к. используется двухточечное введение модулирующего сигнала. Однако в данном устройстве наряду с невысокой стабильностью параметров выходного ЧМ колебания отсутствует возможность работы в диапазоне выходных частот, т.к. в случае частотного перекрытия неравномерность крутизны характеристики управления ГУН приведет к непостоянству девиации частоты при постоянной величине модулирующего сигнала, а также к возникновению нелинейных искажений из-за неидентичности усиления по каналам модуляции при подаче модулирующего сигнала в две точки.

Устройство фазовой автоподстройки частоты генератора с частотной модуляцией (а.с. СССР № 1566458, Н03С 3/09, Н04L 27/10, 1990 г.) состоит из опорного генератора, фазового модулятора, интегратора, источника модулирующего сигнала, ЧФД, ФНЧ, ГУН и делителя частотного тракта приведения. Если в данном устройстве модулирующий сигнал подается только на вход фазового модулятора, то модулированный по фазе выходной сигнал фазового модулятора и выходной сигнал ФАПЧ после делителя частоты тракта приведения преобразуются в ЧФД в напряжение сигнала ошибки, которое через ФНЧ подается в ГУН. При этом ФНЧ в системе ФАПЧ ослабляет сигнал ошибки и уменьшает чувствительность модуляции на высоких частотах модулирующего сигнала. Использование модуляции непосредственно ГУН при подаче сигнала с источника модулирующего сигнала на его модуляционный вход характеризуется тем, что контур ФАПЧ корректирует частоту выходного сигнала и, следовательно, противодействует модуляции. ФНЧ в контуре ФАПЧ ослабляет высокочастотные сигналы от ЧФД, корректирующее действие контура уменьшает чувствительность модуляции на нижних частотах.

Следовательно, применение одноточечной ЧМ на основе ФАПЧ реализует чувствительность модуляции с полосой пропускания либо верхних, либо нижних частот в зависимости от точки приложения (введения) сигнала модуляции. В случае подачи модулирующего сигнала одновременно в обе точки процесс модуляции представляется как противодействие одного явления другому [3]. При этом реализуется чувствительность модуляции с суммарной характеристикой пропускания. Эта характеристика может быть пологой в случае идентичности усиления по каналам подачи модулирующего сигнала.

Однако условие равновесия имеет силу только при одном значении крутизны характеристики перестройки ГУН. При работе в диапазоне выходных частот система модуляции выходит из равновесия, и для поддержания постоянства соотношения усиления по каналам модуляции требуется принятие дополнительных мер, сопряженных с привлечением значительных аппаратурных затрат, которые на практике не всегда могут быть реализованы.

До недавнего времени наиболее распространенным техническим решением, применяемым на практике для формирования мощных широкополосных ЧМ сигналов, являлось устройство фазовой автоподстройки частоты мощного ГУН [14]. Структурная схема аналогового формирователя ЧМ сигналов показана на рис. 1.

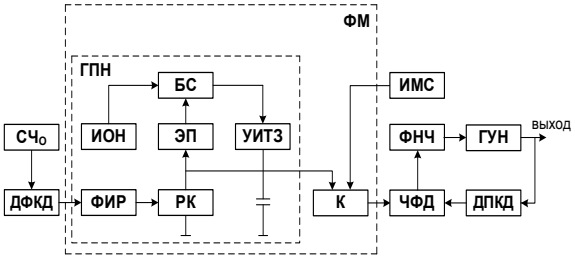


Рис. 1. Структурная схема аналогового формирователя ЧМ сигналов

На рис. 1 обозначено: $СЧ_О$ – опорный синтезатор частот; ЧФД – частотно-фазовый детектор; ИМС – источник модулирующего сигнала; ДФКД – делитель частоты с фиксированным коэффициентом деления; ДПКД – делитель частоты тракта приведения (ДТП) с переменным коэффициентом деления; ФИР – формирователь импульсов разряда; РК – разрядный ключ; УИТЗ – управляемый источник тока заряда; ЗК – зарядный конденсатор; ЭП – эмиттерный повторитель; БС – блок сравнения; ИОН – источник опорного напряжения; К – компаратор; ГПН – генератор пилообразного напряжения; ФМ – фазовый модулятор [15].

Выходная частота $f_{\text{ВЫХ}}$ аналогового формирователя ЧМ сигналов определяется выражением

$$f_{\text{ВЫХ}} = N_{\text{ТП}} \cdot f_{\text{ОСЧ}} / N_{\text{ОП}}, \qquad (1)$$

где $f_{\text{ОСЧ}}$ – частота сигнала ОСЧ; $N_{\text{ТП}}$ – переменный коэффициент деления ДПКД; $N_{\text{ОП}}$ – фиксированный коэффициент деления ДФКД.

На выходе ГУН формируется дискретное множество частот с шагом сетки частот

$$\Delta F_{\text{ВЫХ}} = \Delta f_{\text{СЧ}} \cdot N_{\text{ТП}} / N_{\text{ОП}}, \qquad (2)$$

где $\Delta f_{\text{СЧ}}$ – шаг сетки частот на выходе ОСЧ.

Частота сравнения ЧФД $f_{\text{СР}} = f_{\text{СЧ}} / N_{\text{ОП}}$ изменяется в диапазоне рабочих частот. После установления синхронизма в кольце ФАПЧ осуществляется частотная модуляция ГУН подачей модулирующего сигнала от ИМС, модулирующий сигнал которого подается на второй вход ФМ. На первый вход компаратора (К) подается опорный сигнал с ГПН с постоянной амплитудой в диапазоне частот $f_{\text{СР}} = f_{\text{СЧ}} / N_{\text{ОП}}$ (в пределах 0,5…2,0 МГц). На выходе К формируется напряжение прямоугольной формы с частотой $f_{\text{СР}}$, фронт которого модулируется по фазе. Этот процесс затем трансформируется в частотную модуляцию выходного сигнала ГУН.

Недостатком схемы аналогового формирователя ЧМ сигналов является низкая стабильность (повторяемость) параметров выходных ЧМ колебаний, так как применяются аналоговые методы формирования, которые не позволяют обеспечить высокостабильный модулированный ЧМ сигнал на выходе устройства по причине непостоянства амплитуды пилы ГПН в диапазоне частот сравнения $f_{\text{СР}}$. Вместе с тем, при разработке и практической реализации мощных широкополосных ЧМ модуляторов приходится сталкиваться с трудностями, обусловленными влиянием синусоидальной (полигармонической) помехи на входе компаратора ФМ, что приводит к значительному искажению передаваемого сообщения. При подаче синусоидального модулирующего воздействия на ФМ демодулированный сигнал далек от синусоидальной формы. В демодулированном сигнале присутствует так называемая «борода», которая приводит к увеличению коэффициента нелинейных искажений. Возможным решением данной проблемы может служить соответствующая компоновка функциональных узлов модулятора. При этом стремятся максимально экранировать ФМ с целью уменьшения помехи на входе компаратора К. Поэтому основной задачей явилось расширение функциональных возможностей за счет использования методов цифрового формирования ЧМ сигнала на выходе ОСЧ при работе в режиме передачи.

Описание работы и преимуществ применения цифрового формирователя ЧМ сигналов

Для решения поставленной задачи в цифровом формирователе ЧМ сигналов с низким уровнем искажений используется синтезатор частот с возможностью осуществления функции выбора частоты сравнения ЧФД; изменения токов зарядовой накачки для компенсации нелинейности характеристики управления ГУН и коррекции частоты среза контура фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ); формирования высокочастотных колебаний в зависимости от изменения управляющего напряжения ГУН; перестройки частоты выходного сигнала с необходимым шагом и изменения частоты изменением коэффициента деления дробного делителя (ДДПКД) в цепи обратной связи контура ФАПЧ и формирования ЧМ модуляции, а также приведения опорного ВЧ выходного сигнала в диапазон требуемых частот для следящего контура ФАПЧ.

Для цифровых СРС с многоуровневой частотной манипуляцией (ЧМн) сигнал в *i*-м интервале передачи $iT_s < t < (i+1)T_s$ (T_s – длительность информационного символа) имеет вид

$$s(t) = \sqrt{2P_s} \sin\left[2\pi(f_0 + a_i \Delta f)t + \varphi_i\right], \qquad (3)$$

где f_0 – несмещенная минимальная несущая частота; Δf – минимальный разнос по частоте между сигналами в *M*-ичной последовательности; a_i – значение *i*-го символа данных, взятое из последовательности целых чисел $1, 2, ..., M$.

Без учета модуляции данных методом *M*-ичной ЧМн, которая не изменяет спектральные свойства сигнала, выражение (3) принимает следующий вид

$$s(t) = \sqrt{2P_s}\sin\left[2\pi\left[f_0 + \frac{n_i + 0{,}5}{T_h}\right]t + \varphi_i\right], \quad (4)$$

где $iT_h \le t \le (i+1)T_h$; $n_i \in \{0, 1, 2, ..., M_f\}$ [1].

В системах с цифровой ЧМ с непрерывной фазой с кодовыми символами в виде прямоугольных импульсов единичной высоты мгновенная частота сигнала изменяется по закону

$$\omega(t) = \omega_0 + k_{\text{ЧМ}}\sum_{n=0}^{\infty} e_n^{(k)}\upsilon(t - n\Delta t), \quad (5)$$

а канальный сигнал

$$u_{\text{НФ}}(t) = U_0\cos\left[\omega_0 t + k_{\text{ЧМ}}\sum_{n=0}^{\infty} e_n^{(k)}\upsilon(t - n\Delta t) + \varphi_0\right], \quad (6)$$

где $k_{\text{ЧМ}}$ – девиация частоты; φ_0 – начальная фаза несущего колебания [2].

Для получения ЧМ сигнала с низким уровнем искажений на выходе мощного ГУН он охватывается широкополосным следящим контуром ФАПЧ с последующей подачей сформированного сигнала на усилитель мощности передатчика [13]. В режиме приема при отключенном модулирующем сигнале выходной сигнал ОСЧ используется в качестве гетеродина приемника. На рис. 2 представлена структурная схема цифрового формирователя ЧМ сигналов.

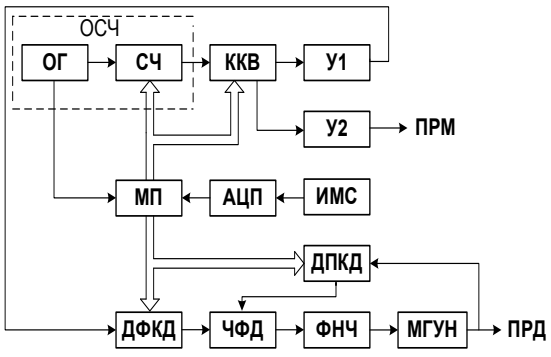


Рис. 2. Структурная схема цифрового формирователя ЧМ сигналов

На рис. 2 введены следующие обозначения: ОГ – опорный генератор; СЧ – синтезатор частот; ККВ – ключ коммутации выходов; У1 – первый усилитель; У2 – второй усилитель; МГУН – мощный генератор, управляемый напряжением; МП – микропроцессор; АЦП – аналого-цифровой преобразователь.

Цифровой формирователь ЧМ сигналов с низким уровнем искажений сигналов работает следующим образом. Модулирующее напряжение $u_{\text{М}}(t)$ с частотой $F_{\text{М}}$ с выхода ИМС подается на вход АЦП, где преобразуется в цифровой вид. МП опрашивает состояние АЦП с частотой дискретизации $F_{\text{ДС}} >> 2F_{\text{М}}$, периодом дискретизации $T = 1/F_{\text{ДС}}$, использует полученные данные для расчета значения девиации частоты $F_{\text{Д}}$ в данный момент времени t_i, где i – целое число (рис. 3), и формирует команды управления, передаваемые по шине управления в ОСЧ.

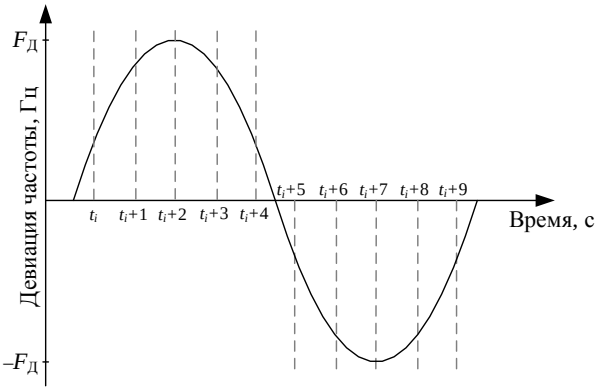


Рис. 3. Изменение девиации частоты $F_{\text{Д}}$

Сигнал с первого выхода ОСЧ через ККВ и У1 подается на следящий контур ФАПЧ, состоящий из ДФКД, ЧФД, ФНЧ, МГУН и ДПКД, работающего с минимально возможным целочисленным коэффициентом деления.

Для формирования мощного ЧМ сигнала используется МГУН, управляемый с помощью следящего контура ФАПЧ. При включении питания происходит изменение управляющего напряжения МГУН (начинается заряд или разряд конденсаторов ФНЧ), которое перестраивает частоту колебаний выходного сигнала. При совпадении частот сигналов на входах ЧФД появляется постоянное напряжение на выходе ФНЧ, которое переводит ФАПЧ в режим синхронизма. В результате прекращается изменение частоты колебаний МГУН. Происходит непрерывная подстройка частоты генерируемого

сигнала, обеспечивающая такую же ЧМ модуляцию колебаний МГУН, как и у входного сигнала, подаваемого от ОСЧ. Частота генерируемого сигнала совпадает с частотой входного сигнала, а его амплитуда значительно больше амплитуды входного сигнала (в формирователе происходит усиление ЧМ сигнала одновременно с фильтрацией его от нежелательных побочных составляющих.

Нежелательные колебания с СЧ попадают на выход устройства только через систему следящего контура ФАПЧ, и, следовательно, занимаемая ими полоса частот вблизи частоты полезного несущего сигнала определяется шириной полосы частот наиболее быстродействующего, а значит, и более широкополосного контура ФАПЧ. При ограничении полосы пропускания ФАПЧ частотами среза ФНЧ $f_{\text{СР}} = 0,5...1,0$ МГц обеспечивается требуемое быстродействие, а также фильтрация всех ПСС во входном сигнале (сигнал с выхода ОСЧ). Формирователь на основе МГУН с ФАПЧ эквивалентен узкополосному электронно-перестраиваемому усилителю мощности, что позволяет получить выигрыш при 10% отстройке от несущей частоты на 10…30 дБн/Гц по сравнению с фазовыми шумами сигнала с ОСЧ.

Следящий контур осуществляет слежение за задающим воздействием со стороны ОСЧ и по своей сути является еще и дополнительным фильтром, формируя мощный сигнал с низким уровнем искажений для усилителя мощности передатчика. В режиме приема при помощи ККВ возможно переключать ОСЧ на У2, одновременно отключая формирование модулирующего сигнала МП, выполняя роль перестраиваемого гетеродина.

Частота сигнала на выходе МГУН определяется по формуле

$$F_{\text{ВЫХ}} = (f_{\text{ОСЧ}} / N_{\Ф}) \cdot N_{\text{ЦД}}, \qquad (7)$$

где $f_{\text{ОСЧ}}$ – частоты сигнала с выхода ОСЧ; $N_{\Ф}$ – фиксированный коэффициент деления следящего контура; $N_{\text{ЦД}}$ – переменный целочисленный коэффициент деления следящего контура.

На выходе МГУН формируется дискретное множество частот с шагом сетки частот

$$\Delta F_{\text{ВЫХ}} = (\Delta f_{\text{ОСЧ}} / N_{\Ф}) \cdot N_{\text{ЦД}}, \qquad (8)$$

где $\Delta f_{\text{ОСЧ}}$ – шаг сетки частот на выходе СЧ.

Частота сигнала на выходе СЧ определяется по формуле

$$F_{\text{ВЫХ}} = (f_0 / N_{\text{ФО}}) \cdot N_{\text{ДД}}, \qquad (9)$$

где f_0 – частота ОГ; $N_{\text{ФО}}$ – фиксированный коэффициент деления СЧ; $N_{\text{ДД}}$ – дробный коэффициент деления ОСЧ. Девиация частоты $F_{\text{Д}}$ на выходе СЧ должна быть в $N_{\text{ЦД}} / N_{\Ф}$ раз меньше, чем требуемая на выходе МГУН.

На рис. 4 приведен один из возможных вариантов реализации СЧ (ДДПКД – делитель с дробно-переменным коэффициентом деления (ДДПКД), ДСМ – дельта-сигма модулятор, ДЧ – делитель частоты).

Для создания возбудителя радиопередающей подсистемы СРС используется СЧ с ДСМ в цепи обратной связи контура ФАПЧ. С целью упрощения структуры возбудителя процесс получения сетки частот совмещают с ЧМ, осуществляемой посредством изменения коэффициентов деления делителя в цепи обратной связи контура ФАПЧ СЧ, состоящего из ДФКД, ЧФД, ФНЧ, ГУН, ДСМ и ДДПКД (см. рис. 4). Поскольку большинство узлов схемы, кроме ГУН и ФНЧ, являются цифровыми, она обладает всеми достоинствами управления параметрами.

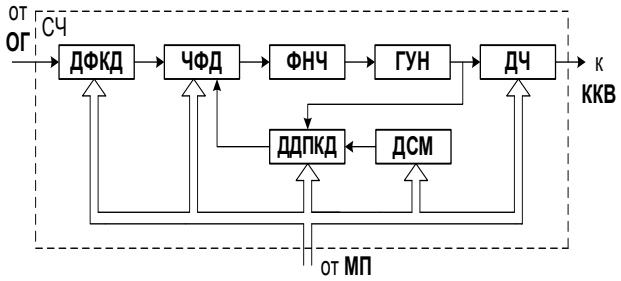


Рис. 4. Вариант реализации СЧ

Особенностью архитектуры СЧ (рис. 4) является представление ДСМ накапливающим сумматором. Сумматор не относится к классу импульсных модуляторов, которым свойственны фазовое или частотное отклонение передаваемого сигнала и медленные изменения фазы в низкочастотной области. Данные обстоятельства обусловили широкое использование в синтезаторах частот ДСМ высоких порядков (второго и выше) [16–19]. Строго говоря, термин «ДСМ» для систем синтеза частот употребляется в работах зарубежных авторов, см., например, патент США № 7453325 от 18 ноября 2008 года.

Дробные делители достаточно широко применяются в СЧ для приемопередающих подсистем СРС [20–22]. Дробные делители позволяют получить малый шаг сетки частот на выходе передатчика при использовании высокого значения опорной частоты. Если частота ОГ f_0 превышает допустимую частоту сравнения $f_{\text{СР}}$ ЧФД, то коэффициент деления R ДФКД выбирается таким образом, чтобы выполнялось условие $f_{\text{СР}} \geq f_0/R$. Высокая частота сравнения $f_{\text{СР}}$ позволяет улучшить шумовые характеристики и уменьшить время установления переходных процессов в контуре ФАПЧ, улучшая быстродействие передатчика. Если коэффициент деления в тракте приведения (цепи обратной связи) изменять в соответствии с законом модуляции, то может быть получена ЧМ выходного сигнала. В результате получаем улучшение шумовой характеристики без уменьшения полосы контура ФАПЧ.

Модулирующий сигнал после АЦП преобразуется МП и далее подается на вход ДСМ, выходной сигнал которого изменяет коэффициент деления ДДПКД с изменяемым на единицу коэффициентом деления $N/(N+1)$ в контуре ФАПЧ. Свободный от ПСС выходной сигнал получается добавлением псевдослучайной составляющей в итоговое значение дробного коэффициента деления ДДПКД, при этом обеспечивается подавление шума в информационном тракте. Шум квантования перемещается в область ВЧ и фильтруется полосой пропускания контура ФАПЧ, которая является по своему характеру ФНЧ. Если поток битов на входе ДСМ промодулирован во времени, мгновенная частота выходного сигнала может варьироваться.

Таким образом, СЧ позволяет выполнять функции выбора частоты сравнения ЧФД, изменять токи зарядовой накачки для компенсации нелинейности характеристики управления ГУН и проводить коррекцию частоты среза контура ФАПЧ. Кроме того, он позволяет формировать высокочастотные колебания в зависимости от изменения управляющего напряжения ГУН, осуществлять перестройку частоты выходного сигнала с необходимым шагом и изменение частоты изменением коэффициента деления ДДПКД в цепи обратной связи контура ФАПЧ, а также формировать ЧМ модуляцию и приводить опорный ВЧ выходной сигнал в диапазон требуемых частот для следящего контура ФАПЧ.

Предлагаемое устройство позволяет осуществить сочетание модуляции и несущих частот, формируемых изменением коэффициента ДДПКД в цепи обратной связи контура ФАПЧ. Изменение коэффициентов ДДПКД с помощью ДСМ приводит в режиме синхронизма контура ФАПЧ к временной модуляции передних фронтов сигнала с частотой сравнения $f_{\text{СР}}$ на входе ЧФД, которая трансформируется затем в ЧМ на выходе СЧ.

Выходной сигнал можно модулировать по частоте, изменяя содержимое управляющих регистров внутри СЧ, что позволяет быстро перестраивать выходную частоту. Данный подход позволяет достаточно просто получать сигнал с ЧМ с непрерывной фазой и постоянной амплитудой. Одна из основных характеристик СЧ – скорость передачи данных, которая зависит в данном случае (рис. 4) от трех параметров: внутренней опорной частоты СЧ, полосы пропускания контура ФАПЧ и пропускной способности его последовательного интерфейса управления.

Отсутствие в структуре смесителей делает ее привлекательной для формирования в передатчиках информационного сигнала с шириной полосы модулирующих частот меньшей, чем полоса следящего контура ФАПЧ. В режиме передачи ДЧ совместно с ДФКД обеспечивают необходимую частоту сравнения ЧФД в диапазоне выходных рабочих частот, что обеспечивает постоянство характеристик следящего контура. В режиме приема ОСЧ при отключенном модулирующем сигнале выполняет роль перестраиваемого гетеродина. В этом случае ДЧ используется для получения частот требуемого диапазона, так как в большинстве случаев ГУН имеет более высокие частоты.

Цифровой формирователь ЧМ сигналов в режиме передачи позволяет получить на выходе устройства низкий уровень частотных и нелинейных искажений при малой неравномерности амплитудно-частотной модуляционной характеристики (АЧМХ) в широком диапазоне модулирующих и несущих частот, а в режиме приема – сохранить высокое быстродействие при перестройке в диапазоне рабочих частот и высокую чистоту сигнала (малый уровень фазовых шумов и паразитных спектральных составляющих).

Практическая реализация формирователя мощных ЧМ сигналов

Проанализируем возможность реализации цифровой модуляции (DDM) с помощью прямого воздействия цифрового потока на $СЧ_{PLL}$. Компания АО «ПКК Миландр» производит микросхемы $СЧ_{PLL}$, например, 1508МТ015 с дробно-переменным коэффициентом деления и встроенным ГУН. Используя их в качестве ОСЧ, можно значительно упростить структуру широкополосного быстродействующего цифрового формирователя ЧМ сигналов для радиопередающей подсистемы СРС. В передающем тракте остается только сам синтезатор, внешний ГУН и задающий высокостабильный кварцевый резонатор. Микросхема $СЧ_{PLL}$ 1508МТ015 позволяет сразу формировать модулированную несущую частоту. Данная микросхема работает как цифро-частотный преобразователь. Микросхема 1508МТ015 содержит $СЧ_{PLL}$ с дробным коэффициентом деления на основе ΣΔ-модулятора 3-го порядка. Выходной сигнал можно модулировать по частоте, изменяя содержимое управляющих регистров внутри $СЧ_{PLL}$. Это позволяет быстро перестраивать частоту внутреннего ГУН, формирующего выходную частоту.

Предложенный методологический подход позволяет формировать сигнал с частотной модуляцией (ЧМ, FM), частотной манипуляцией (FSK), частотной манипуляцией с минимальным сдвигом (MSK), гауссовской частотной манипуляцией с минимальным сдвигом (GMSK) и другими видами модуляции с непрерывной фазой и постоянной амплитудой [7, 9].

Модулированный сигнал формируется путем многочисленных быстрых частотных перестроек. Входные цифровые данные поступают в регистр данных модуляции, и далее – в блок модуляции. Содержимое блока модуляции определяет смещение по частоте (вверх или вниз) относительно центральной частоты синтезатора. Поддерживается как стандартный (16-разрядные данные) режим загрузки регистра данных модуляции, так и режим прямой загрузки (не требующей задания адреса). Длина управляющего слова в режиме прямой загрузки может варьироваться в пределах от 2 до 12 бит. Режим прямой загрузки значительно увеличивает скорость модуляции. В регистр данных модуляции необходимо записывать значение частотного сдвига. Следовательно, входной информационный поток необходимо превратить в значения частоты (или смещения частоты). Для этого во внешнем управляющем микроконтроллере, как правило, используют заранее подготовленную таблицу преобразования. Информационные данные будут для нее входными значениями, а выходными – значения частоты. При этом задействуются минимальные вычислительные мощности.

Фазовая манипуляция (PSK), например, квадратурная фазовая манипуляция (QPSK), не обеспечивает непрерывность фазы сигнала. Для реализации PSK с помощью микросхемы $СЧ_{PLL}$ 1508МТ015 необходимо скачки фазы аппроксимировать скачками частоты. Это требует нескольких частотных скачков на один информационный бит. Такая аппроксимация допустима, если время перестройки частоты, имитирующей скачок фазы, значительно меньше длительности информационной посылки. Подобный подход применим только при низкой скорости передачи данных, поэтому для фазовых методов модуляции $СЧ_{PLL}$ 1508МТ015 не очень удобны.

Проанализируем основные характеристики модуляции, реализуемые при использовании $СЧ_{PLL}$ 1508МТ015. Одна из основных характеристик – скорость передачи данных – зависит в данном случае от трех параметров: внутренней опорной частоты синтезатора, полосы пропускания кольца ФАПЧ и пропускной способности его последовательного интерфейса управления. Проведенный анализ показывает, что ограничение, связанное с пропускной способностью последовательного интерфейса (до 50 Мбит/с), на фоне предыдущих уже не играет роли. Даже при использовании модуляций с более высокой спектральной эффективностью максимальная скорость передачи данных в системе с $СЧ_{PLL}$ 1508МТ015 не превышает нескольких сотен Кбит/с.

Экспериментально установлено, что на основе систем ФАПЧ с дробно-переменным коэффициентом деления возможна реализация DDM. Достоинствами предложенного варианта СЧ являются: высокие рабочие частоты (более 10 ГГц); простота схемной реализации; экономичность в потреблении энергии (20…100 мВт); минимум необходимых элементов. К недостаткам можно отнести: невысокую скорость передачи данных – на уровне сотен Кбит/с (единиц Мбит/с для некоторых видов модуляций); ограниченный набор реализуемых модуляций – только постоянная амплитуда и непрерывная фаза (фазовые переходы «сглажены»); формирование сигналов только с одной несущей; невозможность реализации фазовой модуляции с

ограниченным спектром и амплитудно-фазовой модуляции (фазовый детектор в контуре ФАПЧ подавляет зависимость сигнала ошибки от амплитудной модуляции выходного сигнала).

Конструктивный действующий макет предлагаемого широкополосного быстродействующего цифрового формирователя мощных ЧМ сигналов с малым шагом сетки частот представлен на рис. 5.

Рис. 5. Конструктивный макет широкополосного быстродействующего цифрового формирователя мощных ЧМ сигналов с малым шагом сетки частот

$СЧ_{PLL}$ целесообразно применять для реализации цифровой модуляции (DDM) в устройствах, где требуется в первую очередь компактность схемы и малое потребление при невысокой скорости передачи (беспроводные датчики, носимые устройства управления и контроля, каналы передачи телеметрической информации и команд управления малогабаритных летательных аппаратов и транспортных средств и др.).

Заключение

Предлагаемый подход может использоваться для разработки формирователя ЧМ сигналов гетеродина приемника и возбудителя передатчика. Технический результат – обеспечен низкий уровень частотных и нелинейных искажений в широком диапазоне модулирующих и несущих частот при работе в режиме передачи; высокое быстродействие при перестройке в диапазоне рабочих частот и высокая чистота сигнала (малый уровень ФШ и паразитных спектральных составляющих) при работе в режиме приема. Для получения ЧМ сигнала с низким уровнем искажений на выходе МГУН обеспечен широкополосный следящий контур ФАПЧ с последующей подачей сформированного сигнала на усилитель мощности передатчика. В режиме приема при отключенном модулирующем сигнале выходной сигнал ОСЧ используется в качестве гетеродина приемника.

Применение цифрового формирователя ЧМ сигналов позволяет осуществить сочетание модуляции и несущих частот, формируемых изменением коэффициента ДДПКД в цепи обратной связи контура ФАПЧ. Изменение коэффициентов ДДПКД с помощью ДСМ приводит в режиме синхронизма контура ФАПЧ к временной модуляции передних фронтов сигнала с частотой сравнения $f_{СР}$ на входе ЧФД, которая затем трансформируется в частотную модуляцию на выходе СЧ. Отсутствие в структуре смесителей делает ее привлекательной для формирования в передатчиках информационного сигнала с шириной полосы модулирующих частот меньших, чем полоса следящего контура ФАПЧ. В режиме передачи ДЧ совместно с ДФКД обеспечивают необходимую частоту сравнения ЧФД в диапазоне выходных рабочих частот, что обеспечивает постоянство характеристик следящего контура. В режиме приема ОСЧ при отключенном модулирующем сигнале выполняет роль перестраиваемого гетеродина. В этом случае делитель используется для получения частот требуемого диапазона, так как в большинстве случаев ГУН имеет более высокие частоты. Реализация блоков, использованных в предлагаемом формирователе, не вызывает затруднений и может быть осуществлена на современной элементной базе.

Список источников

1. Автоматизированные системы управления, радиосвязи и радиоэлектронной борьбы. Основы теории и принципы применения. Монография / Под ред. М.Л. Артемова. М.: Радиотехника, 2021. 556 с.

2. *Ворона В.А*. Схемы и элементы цифровых радиопередающих устройств. М.: Горячая линия–Телеком, 2022. 166 с.

3. *Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Попов С.А.* Бортовые радиоэлектронные системы. Основы построения: учебное пособие. 2 изд., перераб. и доп. / Под ред. А.В. Леньшина. Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2021. 486 с.

4. *Тихомиров Н.М.*, *Романов С.К.*, *Леньшин А.В.* Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой. М.: Радио и связь, 2004. 210 с.

5. *Романов С.К.*, *Тихомиров Н.М.*, *Леньшин А.В.* Системы импульсно-фазовой автоподстройки в устройствах синтеза и стабилизации частот. М.: Радио и связь, 2010. 328 с.

6. *Ченакин А.В., Горевой А.В.* Практическое построение синтезаторов частот СВЧ-диапазона. М.: Горячая линия–Телеком, 2021. 280 с.

7. *Галкин В.А.* Цифровая мобильная радиосвязь. Учебное пособие для вузов. 3-е изд., перераб. и доп. М.: Горячая линия–Телеком, 2022. 518 с.

8. Применение высокоскоростных систем / Под ред. Уолта Кестера. М.: Техносфера, 2009. 368 с.

9. *Галкин В.А.* Приемо-передающие устройства для радиосетей передачи речи и данных. Учебное пособие для вузов. М.: Горячая линия–Телеком, 2022. 500 с.

10. *Lenshin A.V., Tikhomirov V.N., Savchenko M.P., Tikhomirov N.M., Shatalov E.V.* Modernization of frequency synthesizers of the VHF radios // Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO). IEEE Xplore digital library. 2022. С. 1–7.

11. *Леньшин А.В., Тихомиров В.Н., Шаталов Е.В., Савченко М.П., Тихомиров Н.М.* Модернизация синтезаторов частот радиостанции УКВ радиосвязи // T–Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. № 9. С. 20–27.

12. *Леньшин А.В., Шаталов Е.В., Тихомиров В.Н.* Методика проектирования астатической по фазе системы фазовой автоподстройки для цифровых синтезаторов частот // Телекоммуникации. 2019. № 4. С. 35–41.

13. *Леньшин А.В., Тихомиров В.Н., Тихомиров Н.М., Шаталов Е.В.* Особенности построения малошумящих быстродействующих синтезаторов для систем радиосвязи УКВ диапазона // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции, посвященной памяти Б.Я. Осипова. Т. 2. Воронеж: ИД ВГУ, 2022. С. 216–223.

14. *Maturazova T.V., Starovoitova O.V., Tikhomirov N.M., Shatalov E.V., Fortunova N.A.* The use of PLL principle in high-power broadband with frequency modulation transmitter of VHF radio stations // Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO). IEEE Xplore digital library. Jully 2019. С. 52–57.

15. Свидетельство на ПМ RU27441 (Россия) МКИ[6] H03 C3/09, H04L27/10 Устройство фазовой автоподстройки частоты генератора с частотной модуляцией / Н.М. Тихомиров. № 2001123900/20; заявл. 30.08.2001, опубл. Бюл. № 6.

16. *Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Романов С.К.* Представление дельта-сигма модулятора генератором «цветного» шума при определении уровней помех дробности в синтезаторах частот // Вестник Воронежского института МВД России. 2011. № 3. С. 110–119.

17. *Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Романов С.К., Тихомиров М.Н.* Помехи дробности в синтезаторах с делителями частоты, управляемыми дельта-сигма модуляторами // Телекоммуникации. 2012. № 5. С. 38–42.

18. *Борисов В.И., Тихомиров Н.М., Леньшин А.В., Романов С.К., Шаталов Е.В.* Определение помех дробности в фазоцифровых синтезаторах частот, использующих дельта-сигма модуляторы // Теория и техника радиосвязи. 2015. № 4. С. 47–53.

19. *Lenshin A.V., Savchenko M.P., Tikhomirov N.M., Tukalenko O.N., Maturazov M.V.* Influence of charge pump pumping nonlinearities and a fractional frequency divider with a delta-sigma modulator on the noise interference spectrum in the PLL system // Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO). IEEE Xplore digital library. Jully 2019. С. 31–37.

20. *Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Шаталов Е.В., Попов С.А.* Влияние нелинейности частотно-фазового детектора на спектр помех в системе автоподстройки с дробным делителем частоты // Телекоммуникации. 2017. № 6. С. 2–9.

21. *Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Шаталов Е.В.* Определение спектра шумов помех дробности в непрерывной нелинейной модели системы фазовой автоподстройки // Телекоммуникации. 2017. № 12. С. 2–6.

22. *Леньшин А.В., Тихомиров В.Н., Шаталов Е.В.* Уменьшение влияния нелинейности детектора на чистоту спектра сигнала в системе ФАПЧ с дробным делением и двумя ветвями обратной связи // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции, посвященной памяти Б.Я. Осипова. Т. 2. Воронеж: ИД ВГУ, 2022. С. 283–298.

Информация об авторах

Николай Михайлович Тихомиров, д.т.н., начальник НТУ
Андрей Валентинович Леньшин, д.т.н., профессор
Евгений Владимирович Шаталов, к.т.н.
Владимир Николаевич Тихомиров, ведущий конструктор

Information about the authors

Nikolay M. Tikhomirov, D.Sc. in Engineering Sciences, Head of Scientific and Technical Department
Andrey V. Lenshin, D.Sc. in Engineering Sciences, Professor
Evgeny V. Shatalov, Ph.D. in Engineering Sciences
Vladimir N. Tikhomirov, Leading Design Engineer

Статья поступила в редакцию 24.07.2023
Одобрена после рецензирования 31.07.2023
Принята к публикации 03.08.2023

The article was submitted 24.07.2023
Approved after reviewing 31.07.2023
Accepted for publication 03.08.2023

Теория и техника радиосвязи. 2023. № 3. С. 57–62. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2023. No. 3. Pp. 57–62. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396

Моделирование волноводных полосно-пропускающих фильтров на металлических пластинах КВЧ диапазона

Михаил Николаевич Белозеров[1], Александр Юрьевич Чернышов[2]
[1,2]АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[1]belozerov1995@mail.ru, [2]ostfilm@mail.ru

Аннотация. *Исследуется методика моделирования волноводных полосно-пропускающих фильтров с одним и двумя рядами металлических пластин в Е-плоскости волновода, и представлены результаты моделирования полосно-пропускающего фильтра для КВЧ диапазона.*

Ключевые слова: *волноводный фильтр, КВЧ диапазон, моделирование, пластины в Е-плоскости, полосно-пропускающий фильтр.*

Modeling of waveguide bandpass filters on metal plates in microwave range

Mikhail N. Belozerov[1], Alexander Yu. Chernishov[2]
[1,2]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[1]belozerov1995@mail.ru, [2]ostfilm@mail.ru

Abstract. *The technique of modeling the waveguide bandpass filters with one and two rows of metal plates in the E-plane of the waveguide is researched. The results of modeling the bandpass filter for the microwave range are presented.*

Keywords: *waveguide filter, microwave range, modeling, plates in the E-plane, bandpass filter.*

Волноводные фильтры обеспечивают минимальные потери и позволяют пропускать высокий уровень мощности, благодаря чему они находят широкое применение в системах радиосвязи. Они могут быть как прямоугольными, так и цилиндрическими, однако последние применяются гораздо реже. В КВЧ диапазоне распространен вариант создания полосно-пропускающих фильтров (ППФ) в виде структуры из нескольких последовательно соединенных звеньев волновода – резонаторов, ограниченных с обеих сторон реактивностями.

Реактивности представляют собой неоднородность в виде диафрагмы с индуктивной, емкостной или резонансной связью в зависимости от положения диафрагмы в волноводе относительно вектора электрического поля основной волны. Также в качестве реактивностей применяют металлические штыри и металлические пластины, расположенные в *Е*-плоскости волновода. Именно последний вариант расположения получил наибольшее практическое применение при проектировании волноводных полосовых фильтров в КВЧ диапазоне.

Такой фильтр представляет собой волновод, посередине которого расположена металлическая пластина, окна которой образуют резонаторы (рис. 1). Этот фильтр достаточно прост в изготовлении, хотя и требует соблюдения жестких допусков на размеры.

© Белозеров М.Н., Чернышов А.Ю., 2023

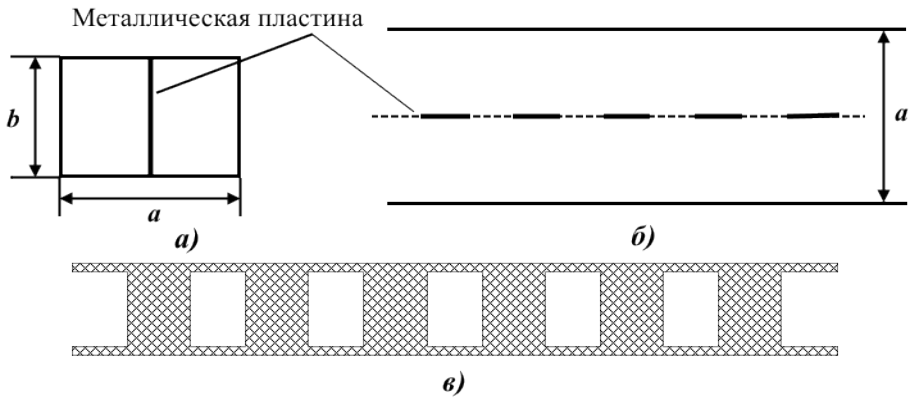


Рис.1. Волноводный фильтр с пластиной в Е-плоскости (*a* – ширина волновода, *b* – высота волновода)

Кроме того, ППФ может быть образован не одним, а несколькими рядами металлических пластин, что, как описано в [1], дает такие преимущества, как низкие вносимые потери и уменьшение размера фильтра.

Для расчета параметров волноводного ППФ с пластинами в *E*-плоскости применим известную методику расчета СВЧ-фильтров с параллельными индуктивными связями [2]. Для расчета используем Чебышевский фильтр-прототип нижних частот, он обеспечивает хорошее первое приближение при расчете ППФ (рис. 2).

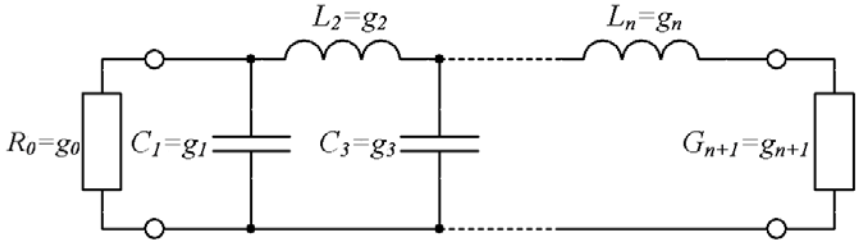


Рис. 2. Эквивалентная схема фильтра-прототипа нижних частот

Вначале следует определить порядок фильтра *n*, который показывает количество резонаторов в фильтре

$$n = \frac{\operatorname{arch}\left(\sqrt{\frac{Lz-1}{Lp-1}}\right)}{\operatorname{arch}\left(\frac{\sin\left(\frac{\pi}{4}\cdot Wz\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{4}\cdot Wp\right)}\right)}, \qquad (1)$$

где *Lp* – затухание в полосе пропускания, *Lz* – затухание в полосе заграждения, *Wp* – относительная полоса пропускания в волноводе, *Wz* – относительная полоса заграждения в волноводе.

Параметры g_1, g_2, … g_n – это значения элементов фильтра-прототипа (индуктивность последовательной катушки или емкость последовательного конденсатора), а параметры g_0 и g_{n+1} – это сопротивления (или проводимость) генератора и нагрузки соответственно. Для расчета параметров *g* сначала определяем вспомогательные параметры

$$\gamma = \operatorname{sh}\left(\frac{\beta}{2\cdot n}\right), \qquad (2)$$

$$\beta = \ln\left(\operatorname{cth}\left(\frac{b_p}{17{,}37}\right)\right), \qquad (3)$$

$$a_m = \sin\left(\frac{(2\cdot m-1)\cdot\pi}{2\cdot n}\right), \qquad (4)$$

$$b_m = \gamma^2 + \sin^2\left(\frac{\pi\cdot m}{n}\right), \qquad (5)$$

где $m = 1, 2, \ldots n + 1$.

Значение g_0 всегда принимается за 1, остальные величины находятся по формулам:

$$g_1 = \frac{2\cdot a_1}{\gamma}, \qquad (6)$$

$$g_m = \frac{4 \cdot a_{m-1} \cdot a_m}{b_{m-1} \cdot g_{m-1}}, \quad (7)$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1, \text{ для нечетного n;} \\ \operatorname{cth}^2\left(\frac{\beta}{4}\right), \text{ для четного n.} \end{cases} \quad (8)$$

Далее осуществляется переход от фильтра-прототипа нижних частот к полосно-пропускающему фильтру, состоящему из последовательных резонаторов *X* (реактивных сопротивлений) и элементов связи резонаторов *K* (инверторов сопротивлений), рис. 3.

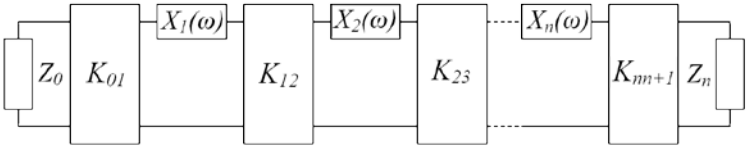


Рис. 3. Эквивалентная схема полосно-пропускающего фильтра

Значения инверторов сопротивлений *K* вычисляются по формулам:

$$\frac{K_{01}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi \cdot W_p}{2 \cdot g_0 \cdot g_1}}, \quad (9)$$

$$\frac{K_{n,n+1}}{Z_0} = \frac{\pi \cdot W_p}{2 \cdot \sqrt{g_n \cdot g_{n+1}}}. \quad (10)$$

Следующий шаг – нахождение размеров металлических пластин. Их можно найти с привлечением приближенных соотношений или с помощью численных методов моделирования. Для применения последнего метода, необходимо найти коэффициент передачи S_{21}, он находится через элементы матрицы рассеяния:

$$\left[ABCD\right]_{n,n+1} = \begin{bmatrix} 0 & \pm j \cdot \frac{K_{n,n+1}}{Z_0} \\ \pm j \cdot \left(\frac{K_{n,n+1}}{Z_0}\right)^{-1} & 0 \end{bmatrix}, \quad (11)$$

$$\left|S_{21}\right|_{n,n+1} = \frac{2}{A + B + C + D}, \quad (12)$$

$$\left|S_{21}\right|_{n,n+1} = \left| \frac{2}{\frac{K_{n,n+1}}{Z_0} + \frac{Z_0}{K_{n,n+1}}} \right|. \quad (13)$$

Применяя формулу (13) получается набор из $n + 1$ параметров S_{21} для фильтра n порядка. При моделировании, изменяя ширину элемента связи, добиваются, чтобы на центральной частоте параметр S_{21} максимально совпадал с ранее рассчитанным. Таким образом, находятся размеры для всех элементов связи ППФ-пластин.

Для нахождения геометрических размеров резонаторов (расстояния между пластинами) вычисляются реактивные сопротивления *X*:

$$\frac{X_{n,n+1}}{Z_0} = \frac{K_{n,n+1}/Z_0}{1 - \left(K_{n,n+1}/Z_0\right)^2}. \quad (14)$$

Затем, используя электрическую длину, находят геометрическую длину резонаторов *L*:

$$L_n = \frac{\lambda_{g0} \cdot \left(\pi + \frac{1}{2} \cdot \left(\arctan\left(\frac{2 \cdot X_{n-1,n}}{Z_0}\right) + \arctan\left(\frac{2 \cdot X_{n,n+1}}{Z_0}\right)\right)\right)}{2 \cdot \pi}, \quad (15)$$

где λ_{g0} – длина волны в волноводе на центральной частоте.

Размеры, полученные при таком расчете, могут отличаться от реальных на несколько десятков процентов, из-за чего при моделировании

необходимо производить подбор размеров. Поэтому гораздо эффективнее, зная размеры пластин, произвести отдельное моделирование на центральной частоте для каждой из n секций, состоящей из резонатора, ограниченного с обеих сторон элементами связи, с их последующим сложением. За начальную длину резонаторов, от которой начинается моделирование, принимают половину длины волны в волноводе:

$$L_0 = 0.5 \cdot \lambda_{g0}. \quad (16)$$

Произведем расчет и моделирование волноводного полосно-пропускающего фильтра для частоты 36,5 ГГц, с полосой пропускания 300 МГц и числом резонаторов n = 5. Для данной частоты используется волновод с размерами 7,2 х 3,4 мм.

По формулам (2) – (8) вычислили параметры g и затем нашли значения инверторов по формулам (9) и (10) и коэффициент передачи S_{21} по формуле (13). Рассчитанные данные приведены в табл. 1.

После получения всех данных переходим к нахождению геометрических размеров фильтра посредством моделирования. Моделирование будем выполнять в программе *CST Studio Suite*.

Таблица 1

Рассчитанные данные ППФ

n	$g_{n,n+1}$	$K_{n,n+1}$	$S_{21n,n+1}$	$S_{21n,n+1}$, дБ
0	1	0,106	0,21	-13,556
1	1,339	0,011	0,022	-33,152
2	1,337	0,009	0,018	-34,895
3	1,337	0,009	0,018	-34,895
4	1,339	0,011	0,022	-33,152
5	1	0,106	0,021	-13,556

Толщина пластин 0,1 мм. В фильтре будем применять 2 ряда пластин, равноудаленных друг от друга и от стенок волновода (рис. 4а).

С использованием рассчитанных параметров из табл. 1 были смоделированы пластины фильтра и получены их размеры. Затем отдельно смоделировали каждую из 5 секций для нахождения размеров резонаторов. В качестве начального размера резонаторов в соответствии с формулой (16), используем половину длины волны в волноводе на частоте 36,5 ГГц – это 4,43 мм. Поскольку волноводные фильтры симметричны, достаточно найти размеры только первых 3-х пластин и смоделировать первые 3 секции фильтра. Пример зависимости коэффициента передачи S_{21} от частоты одной секции, смоделированной на центральной частоте, показан на рис. 5.

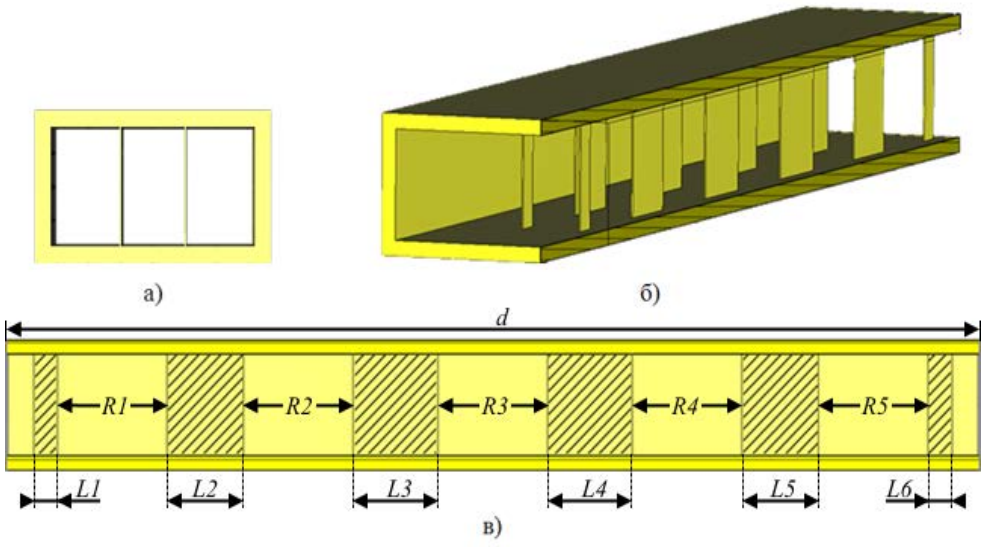


Рис. 4. Модель фильтра

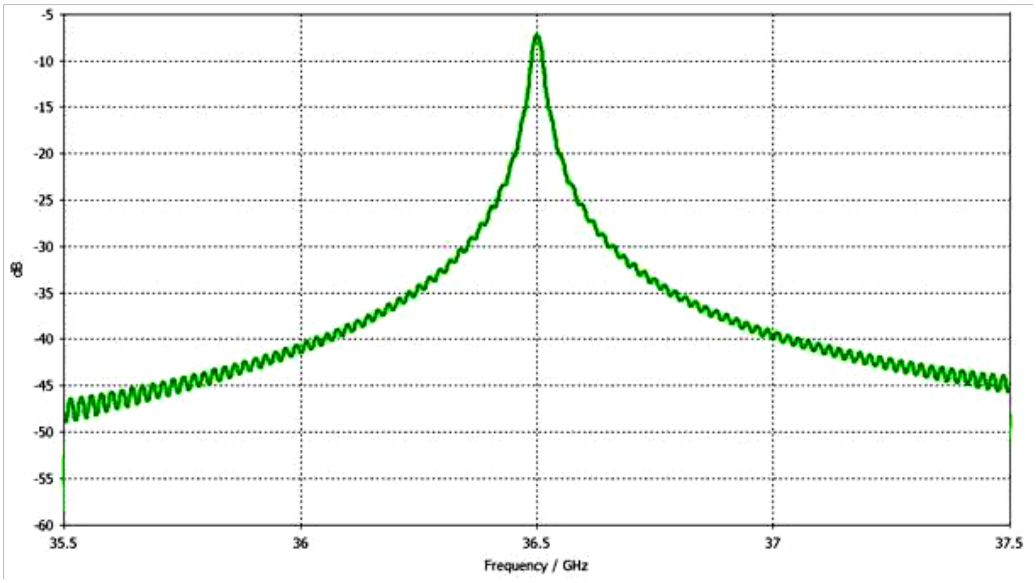


Рис. 5. Секция ППФ на центральной частоте

Геометрические размеры резонаторов и металлических пластин, полученные в ходе моделирования, приведены в табл. 2.

Для сравнения нашли геометрические размеры для фильтра с одним рядом пластин с аналогичными параметрами. Как видно из табл. 2, длина фильтра с двумя рядами пластин действительно получается меньше, что зачастую является критично важным при разработке КВЧ-оборудования, однако требует точного позиционирования рядов пластин в фильтре между собой. По полученным размерам моделируем фильтр (рис. 4) и строим его АЧХ, для приближения к реальным результатам при моделировании указываем, что волновод выполнен из серебра и заполнен внутри воздухом.

Таблица 2

Геометрические размеры фильтра

Элемент фильтра	Фильтр с одним рядом пластин	Фильтр с двумя рядами пластин
Резонатор *R1*, мм	3,19	4,015
Резонатор *R2*, мм	3,175	4,022
Резонатор *R3*, мм	3,175	4,022
Резонатор *R4*, мм	3,175	4,022
Резонатор *R5*, мм	3,19	4,015
Пластина *L1*, мм	2,262	1,114
Пластина *L2*, мм	8,09	3,07
Пластина *L3*, мм	8,638	3,329
Пластина *L4*, мм	8,638	3,329
Пластина *L5*, мм	8,09	3,07
Пластина *L6*, мм	2,262	1,114
Длина фильтра *d*, мм	53,885	39,114

По АЧХ на рис. 6 видно, что построенный фильтр обладает полосой пропускания 312 МГц, что удовлетворяет нашим начальным условиям, центральная частота при такой полосе – 36,501 ГГц, смещение в 1 МГц – это 0,003% от необходимой величины, поэтому может быть принято за погрешность. Во всей полосе фильтр дает среднее ослабление в 0,31 дБ.

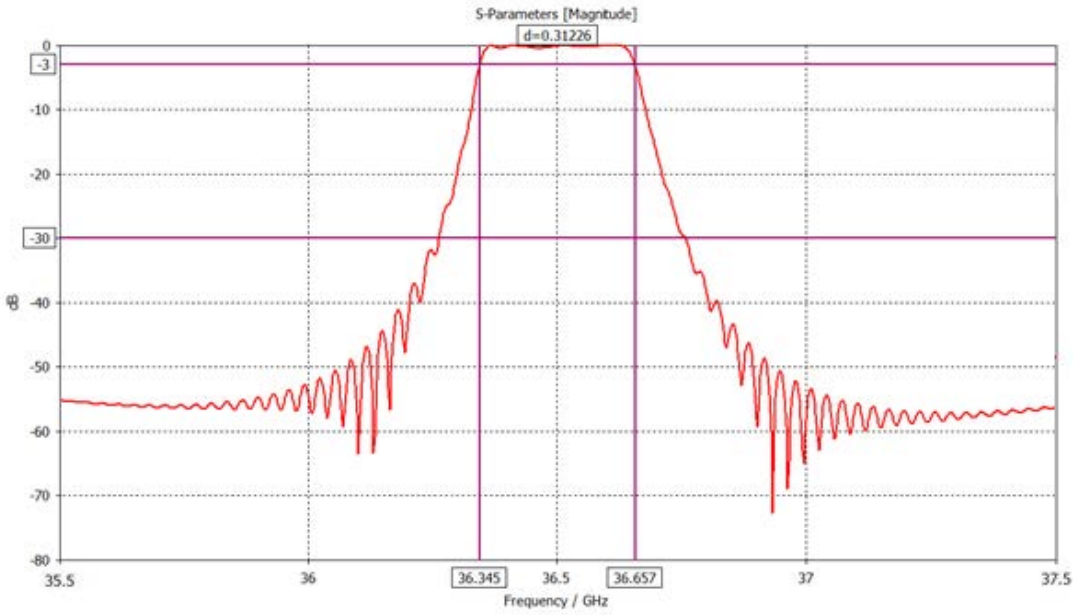


Рис. 6. АЧХ смоделированного ППФ

При обобщении методик расчета и моделирования волноводных фильтров получена методика моделирования, которая может быть применена для разработки полосно-пропускающих фильтров в КВЧ диапазоне с одним или двумя рядами пластин в *E*-плоскости, с получением малых погрешностей.

Список источников

1. *Arndt F., Bornemann J., Vahldieck R., Grauerholz D.* E-Plane Integrated Circuit Filters with Improved Stopband Attenuation // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1984. Vol. MTL-32, No. 10.

2. *Маттей Г.Л.* Фильтры КВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т. I. М.: Связь, 1972.

3. *Шаров Г.А.* Волноводные устройства сантиметровых и миллиметровых волн. М.: Горячая линия – Телеком, 2016. 640 с.: ил.

4. КВЧ-фильтры и мультиплексоры для систем космической связи. Монография / Под ред. В.П. Мещанова. М.: Радиотехника, 2017. 256 с.: ил.

Информация об авторах

М.Н. Белозеров, старший инженер
А.Ю. Чернышов, старший инженер

Information about the authors

M.N. Belozerov, Senior Engineer
A.Yu. Chernishov, Senior Engineer

Статья поступила в редакцию 06.07.2023
Одобрена после рецензирования 13.07.2023
Принята к публикации 18.07.2023

The article was submitted 06.07.2023
Approved after reviewing 13.07.2023
Accepted for publication 18.07.2023

Теория и техника радиосвязи. 2023. № 3. С. 63–70. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2023. No. 3. Pp. 63–70. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396

Исследование диаграмм обратного рассеяния однодвигательных истребителей четвертого и пятого поколений

А.В. Володько[1], В.Е. Изотова[2], Е.А. Ищенко[3], С.М. Фёдоров[4], П.А. Шрубович[5]
[1-5]Воронежский государственный технический университет, Воронеж, Россия
[1]zavlabvgtu@mail.ru, [2]viktoriya.izotova0220@gmail.com
[3]kursk1998@yandex.ru, [4]fedorov_sm@mail.ru, [5]polinali373@gmail.com

Аннотация. *Рассматриваются методы моделирования и измерения диаграмм обратного рассеяния для однодвигательных самолетов западного производства. Для исследования производилось моделирование характеристик ЭПР для самолета четвертого поколения F-16 Fighting Falcon, самолетов пятого поколения F-35 Lightning II и F-35 Lightning II «Beast mode». Результаты электромагнитного моделирования были получены на основе асимптотических методов в электродинамике. Полученные результаты представлены в виде диаграмм обратного рассеяния и блестящих точек моделей. Помимо моделирования производилось экспериментальное измерение моделей самолетов в масштабе 1/72 с использованием ультразвукового локатора. Полученные результаты имеют высокую корреляцию с результатами моделирования и подтверждают все факторы, которые влияют на характеристики ЭПР самолетов, – форма корпуса, методы размещения вооружения. Все результаты приведены в виде графиков моностатических диаграмм обратного рассеяния.*

Ключевые слова: *диаграмма обратного рассеяния, ЭПР, четвертое поколение истребителей, пятое поколение истребителей.*

Investigation of backscatter diagrams of fourth and fifth generation single-engine fighters

A.V. Volodko[1], V.E. Izotova[2], E.A. Ishchenko[3], S.M. Fedorov[4], P.A. Shrubovich[5]
[1-5]Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia
[1]zavlabvgtu@mail.ru, [2]viktoriya.izotova0220@gmail.com
[3]kursk1998@yandex.ru, [4]fedorov_sm@mail.ru, [5]polinali373@gmail.com

Abstract. *Methods for modeling and measuring backscatter diagrams for single-engine Western-made aircrafts are discussed. For the study, the RCS characteristics were simulated for the fourth-generation fighter F-16 Fighting Falcon and fifth-generation fighters F-35 Lightning II and F-35 Lightning II «Beast mode» . The results of electromagnetic modeling were obtained on the basis of asymptotic methods in electrodynamics. The results obtained are presented in the form of backscatter diagrams and bright points of the models. In addition to modeling, experimental measurements of aircraft models on a scale of 1/72 were carried out using an ultrasonic locator. The results obtained have a high correlation with the simulation results and confirm all the factors that affect the RCS characteristics of aircrafts, – the shape of the hull, the methods of weapons placement. All results are shown in monostatic backscatter diagrams plots.*

Keywords: *backscatter diagrams, RCS, fourth-generation fighters, fifth-generation fighters.*

В настоящее время все большее распространение получают самолеты пятого поколения, а также активно ведутся работы над созданием авиационных комплексов шестого. Важно отметить, что каждое новое поколение приводит к значительному росту эффективности использования авиационной техники, внедрению новых радиолокационных станций, применению технологий повышения скрытности (стелс). Основным и самым массовым самолетом четвертого поколения, который находится на вооружении стран НАТО, является F-16 Fighting Falcone, который был создан по программе LWF в 1970-х годах. Особенностью данного самолета являются малые размеры, а

© Володько А.В., Изотова В.Е., Ищенко Е.А., Фёдоров С.М., Шрубович П.А., 2023

также использование одного двигателя, что позволяет повысить маневренность и тяговооруженность. На текущий момент выпущено более 4604 самолетов F-16, однако сейчас все большую популярность среди западных стран набирает однодвигательный самолет пятого поколения F-35 Lightning II, который был создан в рамках программы JSF в 2012 году. Особенностью истребителей пятого поколения является их повышенная скрытность, интегрированная авионика, бортовое оборудование нового поколения, а также повышенные маневренные и скоростные качества. Недостатками же самолетов является их стоимость и сложность эксплуатации. На текущий момент Lockheed Martin произвели более 935 самолетов F-35, а ряд стран блока НАТО заменили весь свой парк самолетов F-16 на F-35. Поэтому особый интерес вызывает исследование характеристик диаграмм обратного рассеяния, которое имеют данные самолеты, даже с учетом того, что дополнительные материалы-поглотители являются секретными.

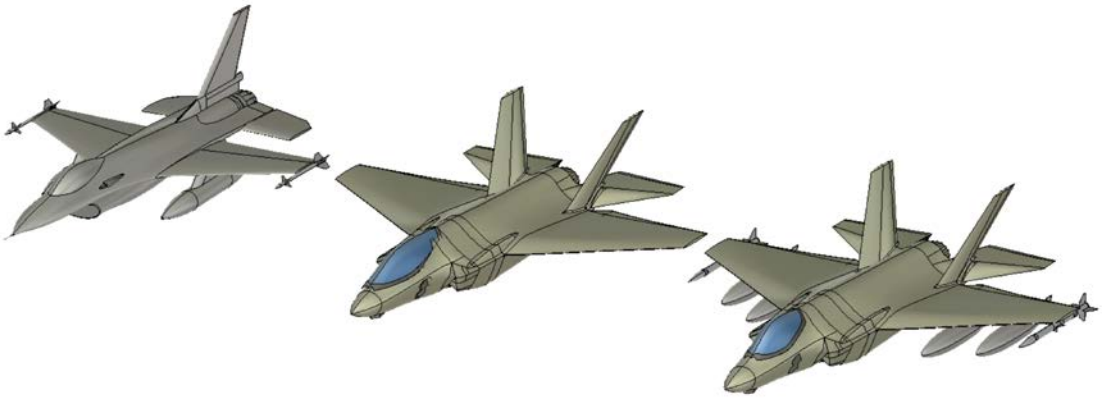
Задачи и сложности разработки самолетов пятого поколения описаны в работе [1]. Автор статьи из Lockheed Martin описывает, с какими трудностями пришлось столкнуться при разработке самолета F-22A Raptor. Особый акцент делается на внедрении технологий малозаметности, которые приводят к ухудшению аэродинамических свойств, а также к необходимости достижения требований для самолетов пятого поколения. Первым самолетом, который был полностью построен вокруг идеи *стелс*, является F-117A Nighthawk [2], однако из-за особенностей конструкции малозаметного планера его скорость была сильно ограничена, самолет не имел форсажной камеры и мощного бортового радиоэлектронного оборудования. В процессе создания F-22 все вышеописанные проблемы решались путем внедрения новых технологий, использования вычислительных машин, а также путем изобретения новых материалов-поглотителей. Помимо этого, стоит отметить, что ряд важных наработок и достижений, которые были получены в процессе разработки, испытаний и эксплуатации F-22, были использованы в самолете F-35.

Одной из наиболее значимых ключевых особенностей самолетов, выполненных по технологии стелс, является наличие внутренних отсеков для размещения вооружения. Размещение вооружения в таких отсеках позволяет значительно повысить скрытность самолета, так как из-за формы ракет и бомб возникает резкое повышение значений ЭПР [3], что полностью сводит на нет использование всех технологий скрытности. Благодаря использованию современных систем автоматизированного проектирования появляются возможности разработки и моделирования основных характеристик диаграмм обратного рассеяния для объектов любой сложности [4–6]. Реализация методов физической, а также геометрической оптики для электромагнитных волн позволяет обеспечить высокую скорость и точность расчетов для всех моделей.

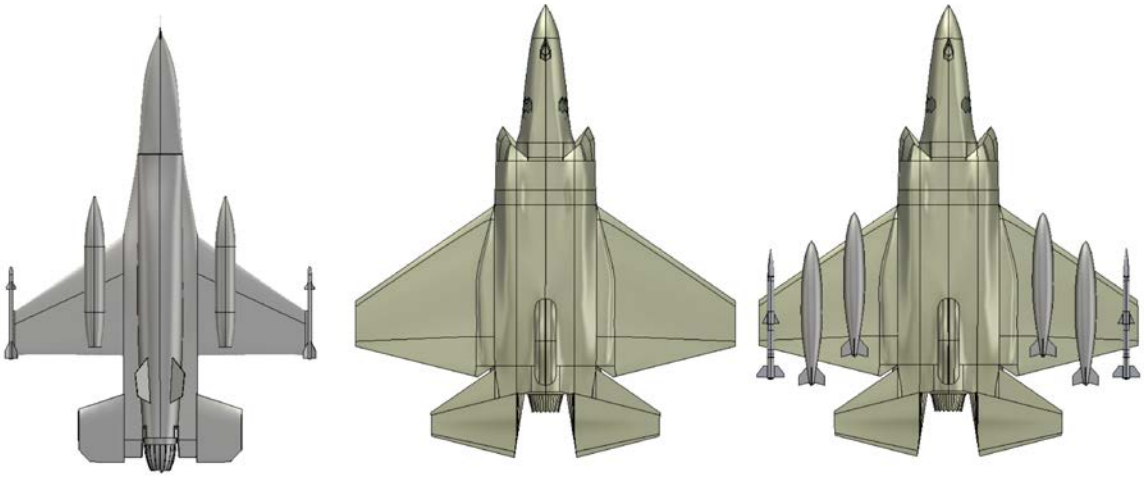
В настоящей работе будут исследоваться характеристики однодвигательных многофункциональных истребителей: F-16 Fighting Falcone и F-35 Lightning II в стелс-режиме и в режиме максимального вооружения. Анализ будет проводиться на основе электродинамического моделирования, а также с использованием измерений на основе ультразвуковой локации в соответствии с методом, который был предложен в [7].

Электродинамическое моделирование диаграмм обратного рассеяния самолетов

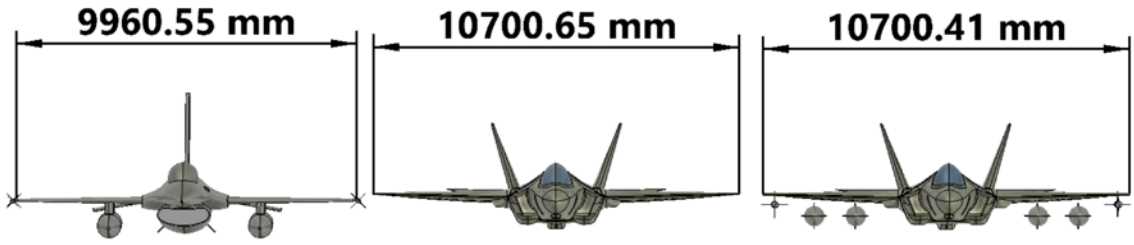
Для исследования самолетов и других крупных объектов удобно использовать асимптотические методы моделирования, которые базируются на принципах геометрической и физической оптики в электродинамике. В данном случае моделирование производилось в CST Studio Suite 2023 с использованием метода *SBR*, который основывается на возбуждении k–d дерева с отслеживанием путей переотраженных лучей, как это описано в [6]. Исследуемые модели выполнялись из идеальных проводников, так как в данном случае больший интерес представляет именно влияние геометрической формы на картины обратного моностатического рассеяния, поскольку материалы-поглотители имеют сложные диэлектрические характеристики, помимо этого, они секретны, что значительно усложняет их учет при моделировании. Для расчетов была выбрана максимальная точность, что позволило учитывать 25 переотраженных лучей, а также повысить точность поверхностного построения сетки. Расчеты проводились с использованием расчетной станции с применением технологий CUDA (Nvidia Tesla T4) и заняли более 5 дней для каждого случая. Исследуемые самолеты приводятся на рис. 1.



а)



б)

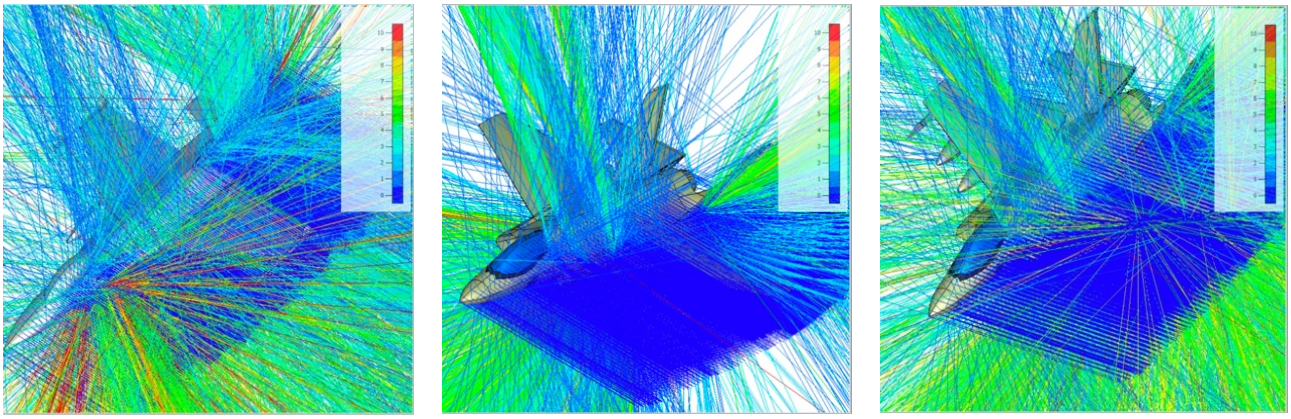


в)

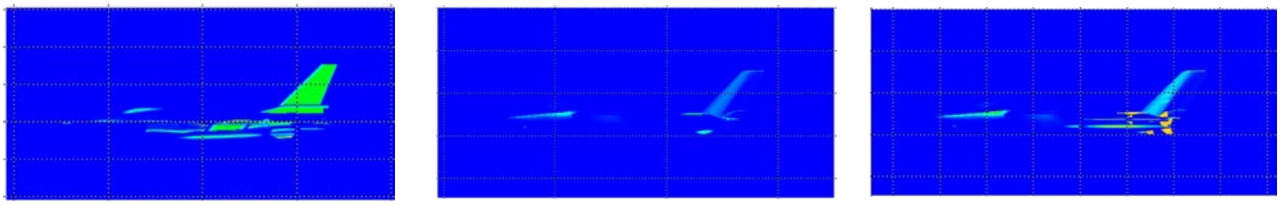
Рис. 1. Модели исследуемых самолетов, слева направо:
F-16 Fighting Falcone (на крыльях закреплены два топливных бака и две ракеты AIM-9X Sidewinder),
F-35A Lightning II (режим стелс, оружие на крыльях отсутствует, все во внутренних отсеках),
F-35A Lightning II “Beast Mode” (максимальное вооружение, 4 бомбы JDAM, 2 ракеты AIM-120 AMRAAM)

На основании полученных моделей производилось электродинамическое моделирование на частоте 10 ГГц (для F-16 размах крыльев составляет 332 длины волны; для F-35 – 357 длин волн). Благодаря использованию методов асимптотического моделирования присутствует возможность отслеживать направление отражений электромагнитных волн, а также блестящих точек, как это показано на рис. 2.

Полученные результаты показывают, что геометрическая форма корпуса оказывает сильное влияние на характеристики отраженных волн. Так у F-16 (рис. 2а, г) наблюдается пик отражения от хвостового оперения, которое перпендикулярно планеру, а также от вооружения, которое подвешено под крыльями. Особый интерес вызывают и результаты для F-35. Отчетливо видно, что благодаря использованию технологии стелс у самолетов пятого поколения происходит значительное снижение заметности, так как электромагнитные волны преломляются и не возвращаются в изначальную точку, однако при установке вооружения происходит резкое повышение заметности, которое вызвано формой



а) F-16 б) F-35A в) F-35A «Beast»



г) F-16 д) F-35A е) F-35A «Beast»

Рис. 2. Результаты моделирования трассировки лучей: а–в) пути откажения лучей; г–е) блестящие точки

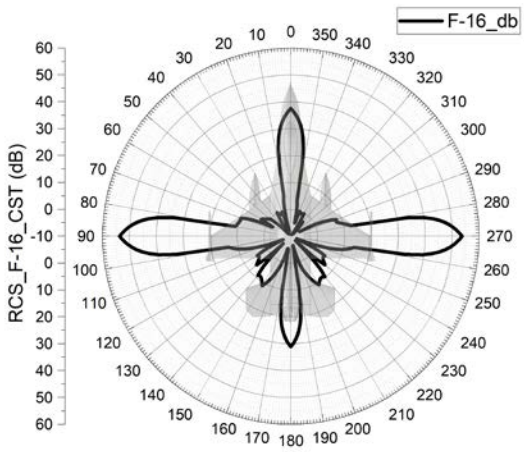
ракет и бомб, закрепленных на крыльях. На основании произведенного облучения программой моделирования происходит расчет характеристик ЭПР:

$$\sigma = \frac{P_r}{P_t A^2} 4\pi r^4 \lambda^2, \qquad (1)$$

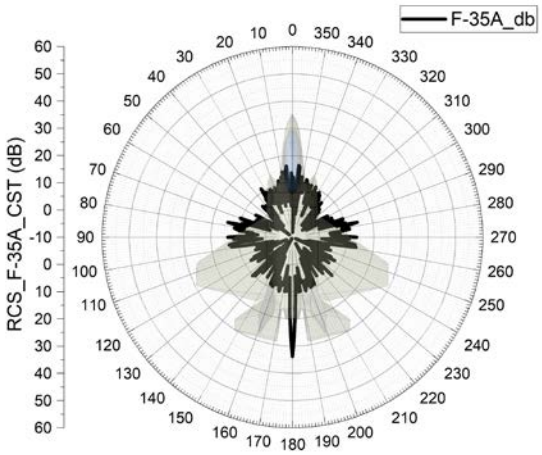
где λ – длина волны, м; A – апертура антенны (ее эффективная площадь), м^2; r – расстояние от антенны до цели, м; P_r – мощность, которую примет антенна, Вт; P_t – мощность, которую излучит антенна, Вт.

Полученные картины ЭПР в логарифмическом масштабе приводятся на рис. 3.

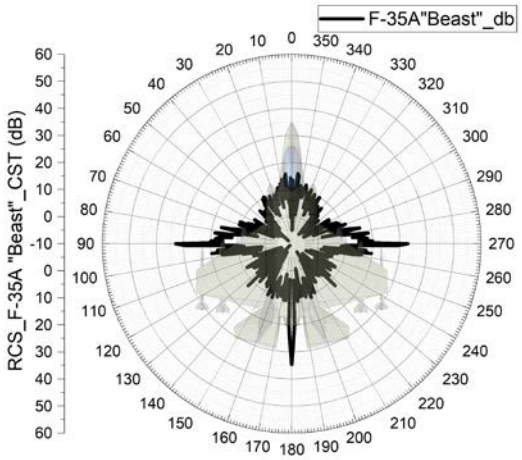
Как видно по полученным результатам, F-35 имеет большую скрытность благодаря использованию геометрии корпуса, при этом физические размеры двух самолетов максимально близки. Важно отметить, что повышение ЭПР в области задней полусферы (180 градусов) вызвано отражением волн от лопаток двигателя. Также отчетливо видно, что добавление вооружения под крылья F-35 приводит к увеличению ЭПР на 7 дБ, что значительно ухудшает скрытность, однако такой режим применения самолета в соответствии с предписанием использования F-35 возможен только в ситуациях полного подавления систем ПВО противника.



а) F-16



б) F-35



в) F-35 «Beast»

Рис. 3. Картины ЭПР исследуемых самолетов в полном масштабе

Таким образом, можно сделать вывод, что самолеты пятого поколения значительно превосходят четвертое по скрытности, что отчетливо видно по результатам моделирования, при этом добавление дополнительного нескрытого вооружения значительно повышает заметность объектов. Помимо моделирования, для приведенных моделей производилось экспериментальное измерение диаграмм обратного рассеяния с использованием ультразвукового локатора [7].

Экспериментальное изменение моделей самолетов путем ультразвуковой локации

При экспериментальном измерении использовались модели самолетов в масштабе 1/72, которые помещались на установку, излучающую ультразвуковые волны с частотой 40 кГц. Модели самолетов приводятся на рис. 4, при этом важно отметить, что модели F-35 имеют в своей конструкции S-образные воздуховоды в передней полусфере, что повторяет конструкцию реального самолета для сокрытия лопаток двигателя Pratt & Whitney F135.

а) F-16, Моделист 1/72

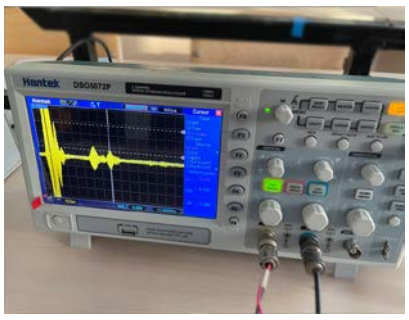
б) F-35A, Hasegawa 1/72

в) F-35A «Beast», Hasegawa 1/72

Рис. 4. Модели самолетов в масштабе 1/72 для экспериментальных измерений. Вооружение у F-16: 1 подвесной топливный бак, 2 бомбы JDAM, 2 ракеты AGM-88 HARM, 2 ракеты AIM-9X Sidewinder; у F-35 «Beast»: 4 бомбы JDAM, 2 ракеты AIM-120 AMRAAM

В процессе измерений используется режим моностатического измерения, когда отраженный сигнал принимается в том же направлении, что и изначально излученный. Измерение принятого сигнала происходит с использованием осциллографа, а подаваемый изначальный сигнал может быть настроен как по амплитуде, так и по частоте. Процесс измерений приводится на рис. 5.

а)



б)

в)

Рис. 5. Процесс измерения моделей самолетов: а) крепление самолета; б) осциллограф с отраженным сигналом при измерении; в) вид установки

На основании проведенного измерения были получены диаграммы обратного рассеяния моделей самолетов, которые приводятся на рис. 6. Важно отметить, что масштаб у графиков в «вольтах», так как при облучении ультразвуковыми волнами невозможен пересчет в единицы площади, в которых обычно измеряются значения ЭПР.

Полученные результаты показывают, что достигнута высокая корреляция результатов измерений моделей и электродинамического моделирования. Отличия вызваны тем, что при моделировании шаг измерения составлял 1 градус, а при измерениях макета – 10 градусов. Результаты показывают, что применение технологии «стелс» позволяет значительно повысить скрытность самолетов, при этом отчетливо заметно влияние вооружения, которое закреплено на крыльях – увеличение величины принятого отраженного от цели сигнала. Особенно заметно данное явление у F-16, так как в его конструкции отсутствуют сложные грани, которые дополнительно искажают сигнал, как у F-35. В процессе измерения было также замечено, что уровень отраженного сигнала у F-35 меньше более, чем в 1.2 раза.

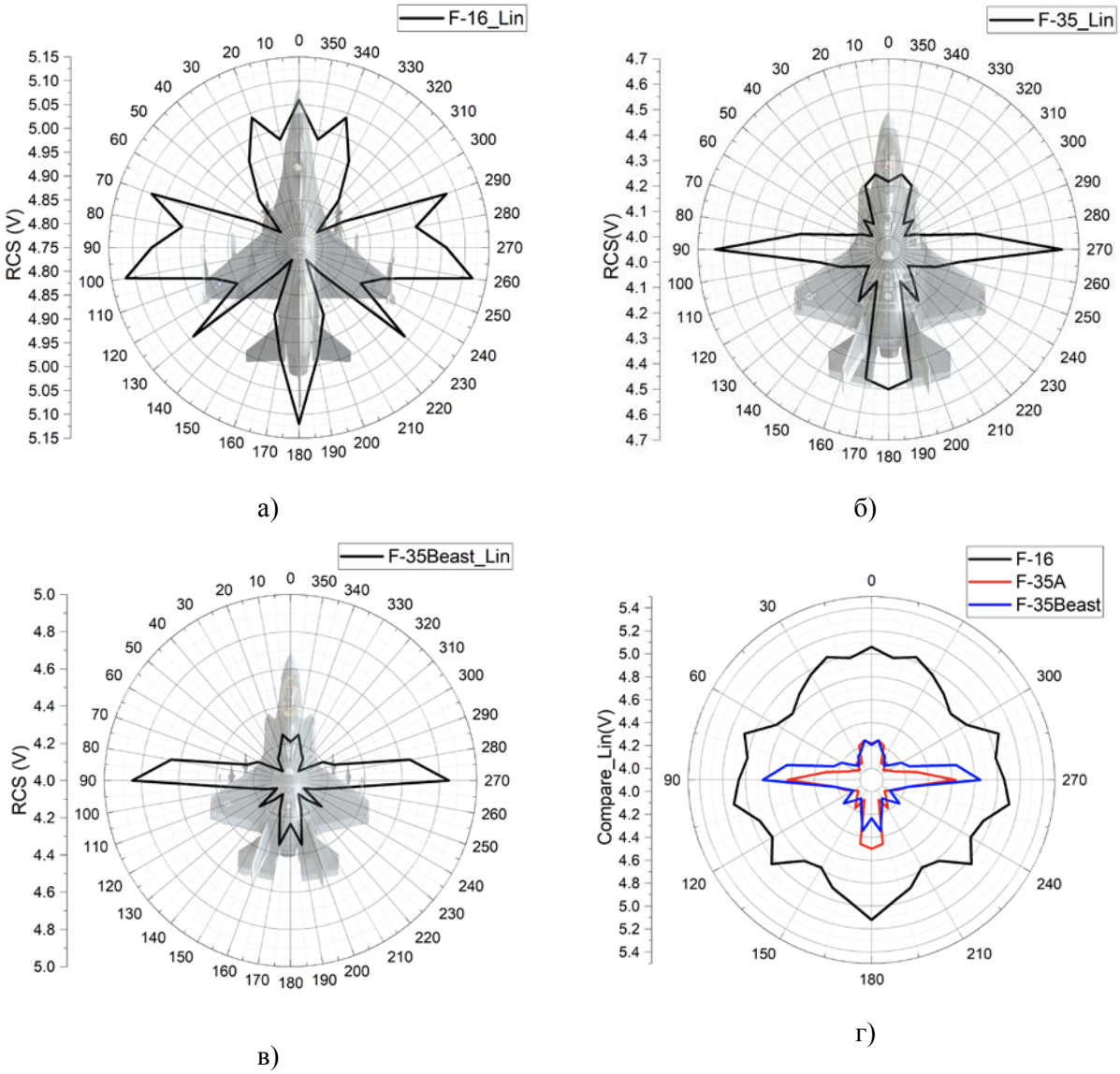


Рис. 6. Результаты измерений моделей самолетов: а) F-16; б) F-35A;
в) F-35A «Beast»; г) сравнение диаграмм обратного рассеяния

Заключение

Проведенное исследование показывает, что внедрение новых технологий в конструкцию самолетов позволяет значительно повысить скрытность, что способствует реализации технологии «стелс». Также можно отметить, что одним из наиболее эффективных методов понижения заметности является размещение вооружения во внутренних отсеках, добавление наклона хвостовому оперению и формирование более «рубленой» формы, что позволяет отклонить волны в направлениях, отличных от изначального прихода.

Список источников

1. *Glista S.* Lessons learned from the F-22 avionics integrity program // 17th DASC. AIAA/IEEE/SAE. Digital Avionics Systems Conference. Proceedings (Cat. No.98CH36267). 1998. Vol.1. Pp. B51/1-B51/6.

2. *Rich B., Janos L.* Skunk Works: A Personal Memoir of My Years at Lockheed. Back Bay Books, 1996. 372 p.

3. *Wang X., Wang C., Liu Y.* RCS computation and Analysis of target using FEKO // Proceedings of 2014 3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation. 2014. Pp. 822–825.

4. *Lin Z.C., Lv Z.F., Zhang Y., Zhao X.W., Yan Y.* RCS calculation using parallel PO on supercomputer // IET International Radar Conference 2013. 2013. Pp. 1–4.

5. *Chung S. S., Chou Yi., Chuang Yu.* J9: Radar Cross Section Analysis of Stealth Fighter Design: Key Factors and Limitation of Simulation // International Journal of Electrical Engineering. 2016. Vol. 23. No. 6. Pp. 201–214.

6. *Peng P., Guo L.* A New Shooting Bouncing Ray Method for Composite Scattering from a Target above the Electrically Large Scope Sea Surface // Mathematical Problems in Engineering. 2017. Vol. 2017. Article ID 6201745. 7 p.

7. *Майзельс Е.Н., Торгованов В.А.* Измерение характеристик рассеяния радиолокационных целей. М.: Советское радио, 1972. 232 с.

Информация об авторах

Володько Александр Владиславович, к.т.н., доцент
Изотова Виктория Евгеньевна, студент
Ищенко Евгений Алексеевич, аспирант
Фёдоров Сергей Михайлович, к.т.н., доцент
Шрубович Полина Александровна, студент

Information about the authors

Alexander V. Volodko, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor
Viktoria E. Izotova, Student
Evgeny A. Ishchenko, Postgraduate
Sergey M. Fedorov, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor
Polina A. Shrubovich, Student

Статья поступила в редакцию 30.06.2023
Одобрена после рецензирования 10.07.2023
Принята к публикации 13.07.2023

The article was submitted 30.06.2023
Approved after reviewing 10.07.2023
Accepted for publication 13.07.2023

Теория и техника радиосвязи. 2023. № 3. С. 71–75. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2023. No. 3. Pp. 71–75. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396

Использование активного метаматериала для формирования сканирующей антенны

Е.А. Ищенко[1], Ю.Г. Пастернак[2], В.А. Пендюрин[3], Н.Б. Смольянов[4], С.М. Фёдоров[5]
[1,2,4,5]Воронежский государственный технический университет, Воронеж, Россия
[3]АО НПП «Автоматизированные системы связи», Воронеж, Россия
[4]АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[1]kursk1998@yandex.ru, [2]pasternakyg@mail.ru, [3]infonpp-acc.ru@yandex.ru
[4]smolyanov1998@mail.ru, [5]fedorov_sm@mail.ru

Аннотация. *Рассматривается возможность использования активного метаматериала для управления антенной системой, состоящей из четырех дипольных антенн, которые работают при одновременном питании. Благодаря использованию такой конструкции удается обеспечить управление направлением излучения, переключением режимов работы, а также благодаря фазовому сдвигу отклонять луч антенной системы. В такой конструкции метаматериал используется для формирования переключаемого рефлектора. Для коммутации ячеек метаматериала применяются модели МЭМС-ключей, причем для достижения максимальной точности моделирования использовались SPICE-модели как в активном, так и в выключенном режиме. Полученные результаты подтверждаются диаграммами направленности антенны во всех режимах работы.*

Ключевые слова: *метаматериал, активная антенна, формирование луча, сканирование пространства.*

Using an active metamaterial to form a scanning antenna

E.A. Ishchenko[1], Yu.G. Pasternak[2], V.A. Pendyurin[3], N.B. Smolyanov[4], S.M. Fedorov[5]
[1,2,4,5]Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia
[3]RPE «Automated Communication Systems» (RPE «ACS»), Voronezh, Russia
[4]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[1]kursk1998@yandex.ru, [2]pasternakyg@mail.ru, [3]infonpp-acc.ru@yandex.ru
[4]smolyanov1998@mail.ru, [5]fedorov_sm@mail.ru

Abstract. *The possibility of using active metamaterial to control the antenna system consisting of four dipole antennas operating with simultaneous power supply. The use of such structure makes it possible to control the direction of radiation, switching of operating modes, as well as to reject the antenna system beam due to phase shift. In this design, a metamaterial is used to form a switchable reflector. To switch metamaterial cells MEMS-switch models are used, and to achieve the maximum accuracy of modeling SPICE models were used both in active and off modes. The results obtained are confirmed by the antenna patterns in all operating modes.*

Keywords: *metamaterial, active antenna, beamforming, space scanning.*

Развитие современной компонентной базы, а также создание новых систем связи позволяют создавать новый класс активных антенн. Особенностью таких антенн является использование радиокомпонентов для управления характеристиками излучателей. Наиболее распространенными в таких задачах являются pin-диоды, а также МЭМС-коммутаторы. Помимо этого, особый интерес вызывают антенны, в которых происходит объединение метаматериалов и активных радиокомпонентов для управления характеристиками излучения. В работе [1] авторы предлагают конструкцию активной антенны, которая используется для управления характеристиками луча при формировании фазированной антенной решетки. На основании конструкции пассивного метаматериала и активных радиокомпонентов удается обеспечить переключение режимов формирования луча, а также фокусировки электромагнитных волн, однако используемые диэлектрические матери-

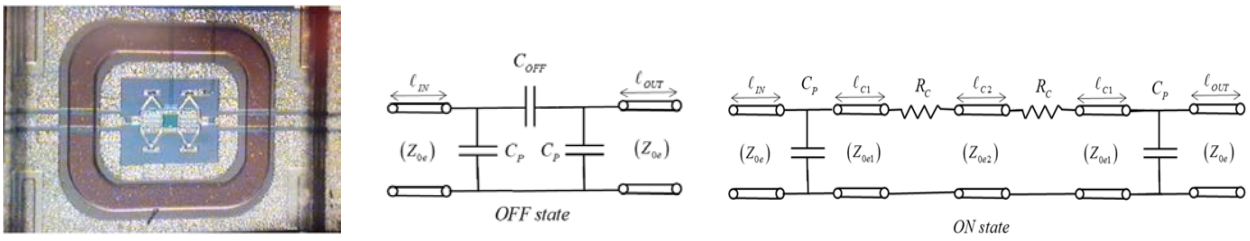
© Ищенко Е.А., Пастернак Ю.Г., Пендюрин В.А., Смольянов Н.Б., Фёдоров С.М., 2023

алы и радиокомпоненты приводят к серьезному удорожанию антенны и усложнению ее производства. В работе [2] авторы предлагают использовать pin-диоды для переключения типов поляризации, которые излучает и принимает антенна, что позволяет сформировать дополнительные способы модуляции, а также кодирования при передаче данных. Помимо использования pin-диодов для управления типами поляризации и для формирования луча в антенной решетке, возможно применение pin-диодов для подключения дополнительных антенных элементов, как это показано в [3]. Реализация таких систем возможна благодаря тому, что в выключенном режиме pin-диоды обладают высокой изоляцией, а при коммутации – малым сопротивлением. На основании этих свойств pin-диодов возможно также формирование активных рефлекторов, как в работе [4].

В настоящей статье предлагается конструкция антенны, которая использует активные радиокомпоненты для формирования динамически перестраиваемых зеркал в антенной системе из четырех диполей, которые позволяют формировать многофункциональную антенную систему.

Выбор коммутирующего устройства для активной антенны

Для формирования активных антенн необходимо выбрать коммутирующие устройства, которые будут обладать высокой эффективностью при выполнении коммутаций и размыканий слоев метаматериала. Типовыми устройствами для управления характеристиками антенн и СВЧ-устройств являются МЭМС-ключи и pin-диоды. В процессе выбора рассматривались компоненты, которые описываются в работах [5–7]. В процессе выбора компонентов для коммутаций были отброшены модели из работ [5], [6]. Модель, которая рассматривалась в работе [5] имеет малый диапазон рабочих частот, а также из-за особенностей конструкции обладает невысокой изоляцией; в работе же [6] рассматриваются общие принципы построения pin-диодов, поэтому на основе общей эквивалентной схемы можно отметить, что диапазон высокой изоляции у pin-диодов мал по частоте, а также имеет резонансный характер, поэтому pin-диоды оптимально использовать только в узком диапазоне частот, что не всегда удовлетворяет требованиям к устройству. Для моделирования был выбран МЭМС-ключ, который рассматривался в работе [7]. Вид конструкции МЭМС-ключа, его эквивалентная схема приводятся на рис. 1.



а) б) в)

Рис. 1. Выбранный МЭМС-коммутатор: а) вид компонента под микроскопом; б) эквивалентная схема в выключенном (разомкнутом) режиме; в) эквивалентная схема в режиме коммутации

Так как при моделировании необходимо описать данный компонент, то удобно использовать SPICE-модели, которые формируются на основе эквивалентной схемы. Так для выбранного МЭМС-коммутатора [7] были составлены SPICE-модели:

Для включенного режима – режима коммутации слоев:

```
«.SUBCKT Model1ON      1  3
C11       0       5FF
R21       2       1.5OHMS
R32       3       1.5OHMS
C43       0       5FF
.ENDS»
```

Для выключенного же режима эквивалентная схема описывается в виде

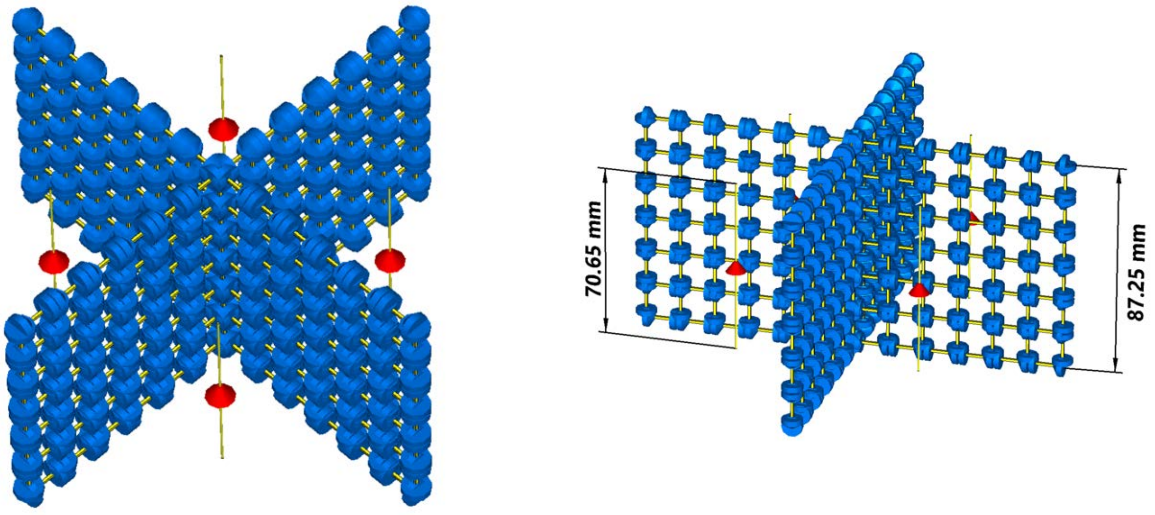
```
«.SUBCKT Model2OFF     1  2
C11       2       1.56FF
C21       0       5FF
C32       0       5FF
.ENDS»
```

Именно эти модели использовались для последующего моделирования при описании режима коммутаций и размыкания слоев метаматериала.

Моделирование антенны с активным рефлектором на основе метаматериала

Предлагаемая конструкция антенны с активным рефлектором на основе метаматериала базируется на четырех полуволновых диполях, которые расположены на расстоянии в полволны друг относительно друга, что позволяет формировать малые фазированные антенные решетки, а активный метаматериал выступает в роли активного рефлектора, который служит для управления направлением излучения. Конструкция антенны приводится на рис. 2.

Антенная система построена на основе диполей длиной 70.65 мм, что обеспечивает эффективную работу антенны в диапазоне частот от 1.73 до 1.88 ГГц, а расстояние между антенными элементами в системе составляет 75 мм, по середине между антенными элементами размещаются пластины метаматериала с длиной одной ячейки в 9.375 мм, а полный размер одной пластины метаматериала составляет 173.5 мм. В ячейках метаматериала устанавливались МЭМС-ключи, которые были выбраны в предыдущем разделе, причем для достижения максимальной точности SPICE-модели использовались как во включенном, так и в выключенном режиме. На основании полученной конструкции производилось моделирование.

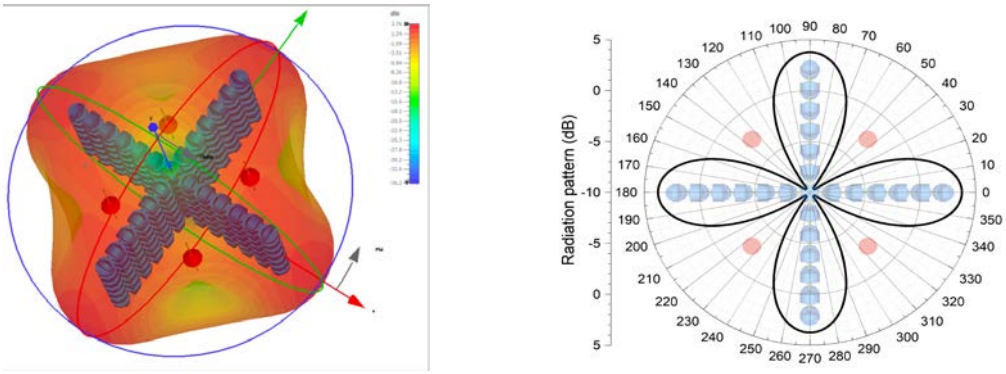


а) б)

Рис. 2. Вид конструкции антенной системы с активным метаматериалом

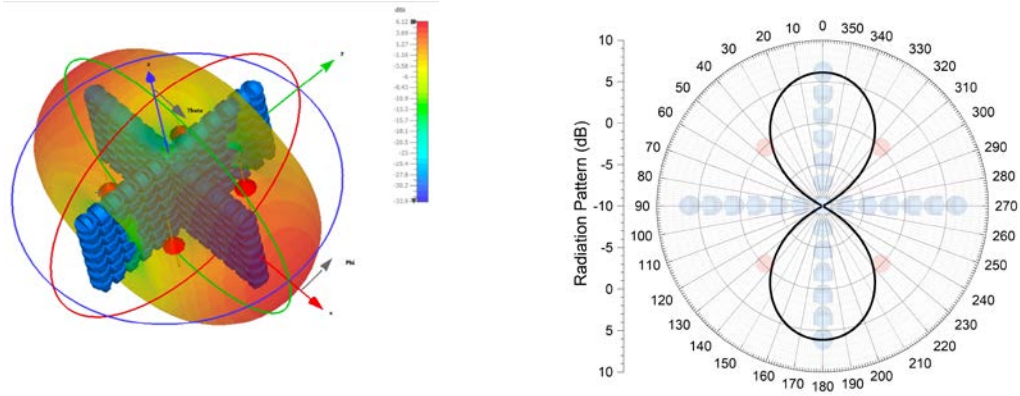
Первый случай базировался на коммутации всех слоев метаматериала и синфазном запитывании дипольных антенн. В результате такого режима работы получается четырехлучевая антенна, которая излучает по основным направлениям. Диаграмма направленности такой антенны приводится на рис. 3.

Как видно, при коммутации всех слоев из-за сложения электромагнитных волн при выполнении синфазного излучения возникает направленное излучение по основным направлениям 0, 90, 180, 270 градусов, при этом КНД антенны составляет 3.76 дБ, а КПД – более 95% во всем диапазоне частот. Рассмотрим случай, когда происходит коммутация одного из слоев метаматериала, а вторая половина разомкнута (важно отметить, что так как антенна симметрична, то результаты будут приводиться для коммутации одного слоя, поскольку другой случай будет аналогичен первому). На рис. 4 приводится случай, когда замкнута одна пластина метаматериала, а все антенные элементы работают в синфазном режиме.



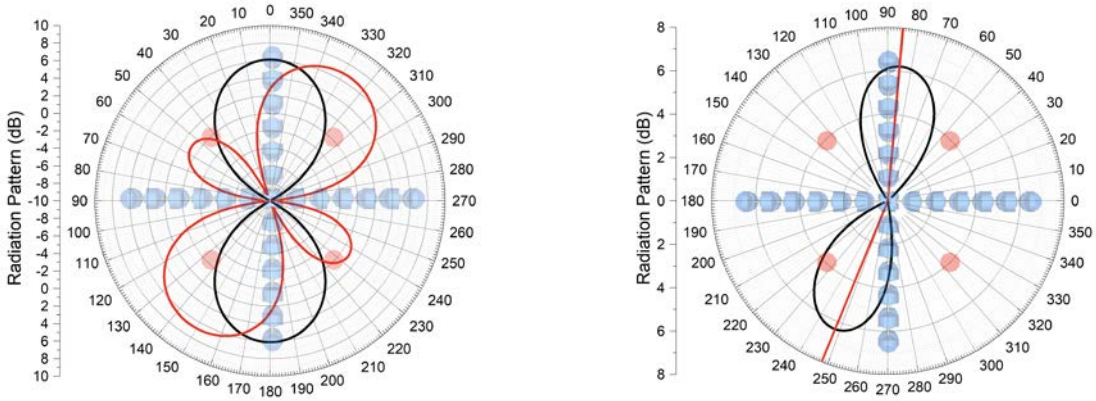
а) б)

Рис. 3. Диаграмма направленности антенны при коммутации всех ячеек метаматериала:
а) трехмерная диаграмма направленности; б) диаграмма направленности в горизонтальной плоскости



а) б)

Рис. 4. Диаграмма направленности антенны при выполнении коммутаций
одной стенки: а) трехмерный вид; б) горизонтальный срез диаграммы направленности



а) б)

Рис. 5. Диаграмма направленности для антенны в режиме управления лучом:
а) отклонение луча на 30 градусов – максимум; б) отклонение одного и удержание другого

Как видно по полученным результатам, антенна обеспечивает направленное излучение с высоким уровнем КНД – 6.12 дБ, шириной главного лепестка в 53 градуса. КПД антенны в таком режиме более 95%. Дополнительной особенностью такой антенны является возможность реализации отклонения луча путем фазового сдвига, что позволяет управлять одним лучом отдельно от другого. Вид такой ситуации показан на рис. 5.

Полученные результаты показывают, что антенна с такой конструкцией позволяет обеспечить управление диаграммой направленности, а также обеспечить смещение луча. Достижение полученных результатов возможно благодаря применению высокоэффективных МЭМС-коммутаторов, а также использованию антенной решетки из четырех диполей.

Заключение

Проведенное исследование показывает, что использование предложенной конструкции антенны позволяет обеспечить управление направлением излучения путем переключения метаматериала, а также управлением фазовым сдвигом в антенной решетке. В результате использования МЭМС-ключей удалось добиться максимальной эффективности работы благодаря малому сопротивлению во включенном режиме и большой изоляции в выключенном. Таким образом, можно отметить, что использование активных метаматериалов в антенных системах позволяет расширить сферу применения антенных устройств, а также обеспечить быстрое и эффективное управление характеристиками антенны.

Список источников

1. *Ortiz J. A., Díaz J., Aboserwal N., Salazar J.L., Jeon L., Sim S., Chun J.* Ultra-compact universal polarization X-band unit cell for high-performance active phased array radar // 2016 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST). 2016. 5 p.

2. *Liu B., Lin G., Cui Y., Li C.* An Orbital Angular Momentum (OAM) Mode Recon-figurable Antenna for Channel Capacity Improvement and Digital Data Encoding // Scientific Reports. 2017. Vol. 7. Article ID: 9852.

3. *Mingle S., Hassoun I., Kamali W.* Beam-Steering in Metamaterials Enhancing Gain of Patch Array Antenna Using Phase Shifters for 5G Application // 18th International Conference on Smart Technologies. 2019. 4 p.

4. *Chaimool S., Hongnara T., Rakluea C., Akkaraekthalin P., Zhao Y.* Design of a PIN Diode-Based Reconfigurable Metasurface Antenna for Beam Switching Applications // International Journal of Antennas and Propagation. 2019. Vol. 2019. Article ID: 7216324. 7 p.

5. *Gong S., Shen H., Barker N. S.* Study of Broadband Cryogenic DC-Contact RF MEMS Switches // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2009. Vol. 57. No. 12. Pp. 3442-3449.

6. Microsemi-Watertown. The PIN diode circuit designers' handbook. 1998. 136 p.

7. *Casals-Terré J., Pradell L., Heredia J.C., Giacomozzi F., Iannacci J., Contreras A., Ribó M.* Enhanced Robustness of a Bridge-Type Rf-Mems Switch for Enabling Applications in 5G and 6G Communications // Sensors. 2022. Vol. 22. No. 8893.

Информация об авторах

Ищенко Евгений Алексеевич, аспирант
Юрий Геннадьевич Пастернак, д.т.н., профессор
Владимир Андреевич Пендюрин, к.т.н., генеральный директор НПП «АСС»
Никита Борисович Смольянов, аспирант
Сергей Михайлович Фёдоров, к.т.н., доцент

Information about the authors

Evgeny A. Ishchenko, Postgraduate
Yuri G. Pasternak, D.Sc. in Engineering Science, Professor
Vladimir A. Pendyurin, Ph.D. in Engineering Science, Director General of RPE «ACS»
Nikita B. Smolyanov, Postgraduate
Sergey M. Fedorov, D.Sc. in Engineering Science, Associate Professor

Статья поступила в редакцию 30.06.2023
Одобрена после рецензирования 07.07.2023
Принята к публикации 12.07.2023

The article was submitted 30.06.2023
Approved after reviewing 07.07.2023
Accepted for publication 12.07.2023

Теория и техника радиосвязи. 2023. № 3. С. 76–80. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2023. No. 3. Pp. 76–80. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396

Разработка и исследование объемной линзы Люнеберга в виде совокупности ячеек кубической формы с металлическими рассеивателями

Ю.Г. Пастернак[1], В.А. Пендюрин[2], Д.К. Проскурин[3], С.М. Фёдоров[4]
[1,3,4]Воронежский государственный технический университет, Воронеж, Россия
[2]АО НПП «Автоматизированные системы связи», Воронеж, Россия
[1]pasternakyg@mail.ru, [2]pva777777@yandex.ru, [3]rector@cchgeu.ru, [4]fedorov_sm@mail.ru

Аннотация. *Представлена конструкция объемной линзы Люнеберга на основе трехмерных металлических рассеивателей в виде пересекающихся стержней с емкостными нагрузками. Преимуществами разработанной конструкции является низкая стоимость и простота изготовления из-за использования ограниченного набора элементарных ячеек, составляющих линзу. В результате математического моделирования были получены диаграммы направленности линзы и график коэффициента использования поверхности, подтверждающие возможность использования разработанной линзы Люнеберга для создания многолучевых антенн.*

Ключевые слова: *линза Люнеберга, многолучевая антенна.*

Development and research of a Luneberg volumetric lens in the form of a set of cubic cells with metal diffusers

Yu.G. Pasternak[1], V.A. Pendyurin[2], D.K. Proskurin[3], S.M. Fedorov[4]
[1,3,4]Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia
[2]RPE «Automated Communication Systems» (RPE «ACS»), Voronezh, Russia
[1]pasternakyg@mail.ru, [2]pva777777@yandex.ru, [3]rector@cchgeu.ru, [4]fedorov_sm@mail.ru

Abstract. *The design of Luneberg volumetric lens based on three-dimensional metal spacers in the form of intersecting rods with capacitive loads is presented. The advantages of the developed design are low cost and ease of manufacture due to the use of a limited set of elementary cells that make up the lens. As a result of mathematical modeling, the radiation patterns of the lens and the graph of the surface utilization factor were obtained, confirming the possibility of using the developed Luneberg lens to create multipath antennas.*

Keywords: *Luneberg lens, multipath antenna.*

Объемные линзы Люнеберга обладают рядом свойств, делающих их очень удобными для построения многолучевых антенн. Форма луча у таких линз остается постоянной при изменении угла сканирования благодаря их сферической геометрии [1]. Кроме того, линза Люнеберга может формировать узкий луч в двух координатах без использования большого числа излучающих элементов, так как апертурой, формирующей луч, является сама линза. Коэффициент преломления на краю линзы равен 1, что минимизирует отражения от границы линзы и окружающего воздуха.

Многолучевые антенны можно строить и на основе других устройств, таких как диаграммообразующие схемы (ДОС) на основе одно- и двумерных матриц Батлера [2]. Однако для реализации работы с двумя поляризациями матрице Батлера потребуется удвоенное количество составных элементов. Эти дополнительные устройства приводят к увеличению потерь, а формируемая диаграмма направленности получается худшего качества, чем у линзы Люнеберга.

В качестве ДОС для многолучевой антенны можно использовать линзы Ротмана, чья конструкция основана на лучевой оптике и поэтому обладает сверхширокой полосой рабочих частот [3]. Недостатком линзы Ротмана являются большие размеры, уменьшить которые можно

© Пастернак Ю.Г., Пендюрин В.А., Проскурин Д.К., Фёдоров С.М, 2023

используя сложенную или многослойную конструкцию [4]. Кроме того, данная ДОС не может реализовать полноазимутальное сканирование, а двухкоординатное управление лучом потребует применения нескольких линз Ротмана.

С точки зрения реализуемых рабочих характеристик, линза Люнеберга является наиболее привлекательным кандидатом для создания многолучевых антенн. Множество недавних исследований было посвящено цилиндрическим линзам Люнеберга. Существуют конструкции плоскопараллельной линзы Люнеберга со сканированием в Н-плоскости [5–6] и в Е-плоскости [7]. Однако в современных системах связи на низких частотах часто требуется возможность работы с двумя поляризациями и высокий коэффициент направленного действия в обоих плоскостях.

Применение трансформационной оптики к линзе Люнеберга позволяет получить компактную конструкцию с широкоугольным сканированием и работающую с двумя поляризациями [8]. Также для изготовления объемной линзы Люнеберга может использоваться технология 3D-печати [9]. Получающаяся конструкция формирует лучи в двух плоскостях и обладает достаточно хорошим КПД. Измеренное падение коэффициента усиления в основном вызвано потерями в материале 3D-печати. Тем не менее, высокая стоимость объемных линз Люнеберга, обусловленная сложной технологией производства, заставляет искать перспективные пути их технологической реализации.

Мы видим следующие основные проблемы при реализации объемных линз Люнеберга:

– изготовление объемных линз Люнеберга на основе слоистых диэлектриков с различными значениями эффективной диэлектрической проницаемости является приемлемым лишь для относительно небольших значений диаметра линзы вследствие существенного увеличения их массы с увеличением размеров линзы; отметим здесь также, что при размещении антенных систем на беспилотных летательных аппаратах минимизация массы и стоимости линзы имеет первостепенное значение;

– так как формирование многолучевой диаграммы направленности в широкой или сверхширокой полосе частот по двум координатам связано с существенными сложностями построения антенной системы, вполне логичной является также возможность функционирования с любым видом поляризации;

– объемная линза Люнеберга в виде сферы, обеспечивающая возможность двухкоординатного широкоугольного формирования главных лепестков, должна состоять из достаточно изотропного материала, который можно реализовать, либо, используя слоистый вспененный диэлектрик, либо – искусственный диэлектрик с трехмерными электрически малыми рассеивателями.

Построение объемной линзы Люнеберга на основе трехмерных металлических рассеивателей

В настоящей статье предложена конструкция линзы Люнеберга в виде шара, состоящей из трехмерных металлических рассеивателей в виде пересекающихся стержней с емкостными нагрузками на их концах (рис. 1). Емкостные нагрузки соседних ячеек разделены диэлектрическими пластинами постоянной толщины, равной 2 мм. Параметром вариации является величина стороны емкостных нагрузок, определяющая величину соответствующей емкости. В качестве материала диэлектрических пластин, разделяющего емкостные нагрузки, был выбран материал марки Rohacell 31 HF (эпсилон – 1.046) толщиной 2 мм (предпочтение данному материалу было отдано вследствие возможности минимизировать значение торцевых емкостей вблизи поверхности линзы, где эффективный коэффициент преломления должен быть близок к 1.

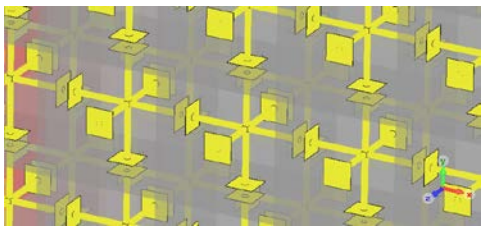


Рис. 1. Кубические ячейки линзы Люнеберга со стороной d = 20 мм, состоящие из пересекающихся стержней с емкостными нагрузками

Параметры замедляющей структуры для объемной линзы Люнеберга с радиусом 300 мм были выбраны следующими: размер ячейки – 20 × 20 × 20 мм; радиусы пересекающихся стержней – 0.5 мм; длина каждого стержня – 18 мм; размер стороны квадратных площадок на торцах проволок – величина a, изменяющаяся в пределах от 0 до 4.3 мм в зависимости от текущего радиуса R линзы Люнеберга (рис. 2). При построении графика на рис. 2 использовалась

зависимость коэффициента замедления от размера стороны площадок a, вычисленная для частоты 1.732 ГГц (среднегеометрической частоты для диапазона частот 1–3 ГГц). Диэлектрическая проницаемость пенопласта, заполняющего ячейки сетки – 1.1.

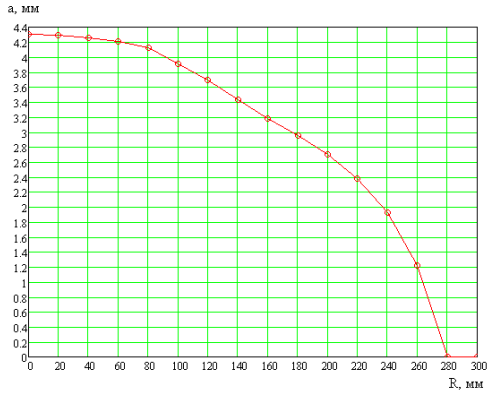


Рис. 2. Зависимость величины стороны a емкостных нагрузок стержней от текущего значения радиуса R

В другом возможном варианте конструкции ячеек линзы диэлектрические прокладки можно изготавливать на основе отрезков одностороннего фольгированного ламината соответствующего размера (металлическое покрытие ламината должно быть обращено внутрь ячейки); стержни впаиваются в них. Далее каждая ячейка заливается вспененным диэлектриком; формируется ограниченное число видов ячеек, различающихся размерами емкостных нагрузок стержней (в данном случае при радиусе линзы 300 мм можно обойтись 15 видами ячеек). После чего ячейки склеиваются между собой. Безусловно, весь процесс создания линзы должен быть автоматизирован.

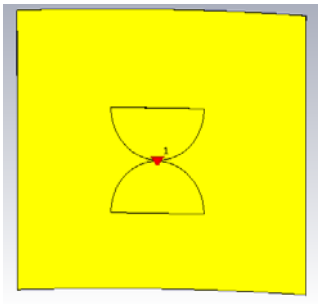


Рис. 4. Облучатель объемной линзы Люнеберга – плоский вибратор с полукруглыми плечами и с экраном

На рис. 3 показан вид модели линзы Люнеберга с радиусом 300 мм (пенопластовое заполнение и диэлектрические прокладки между емкостными нагрузками стержней не показаны). Отметим возможность изготовления пересекающихся стержней с емкостными нагрузками из пластмассы с последующей металлизацией.

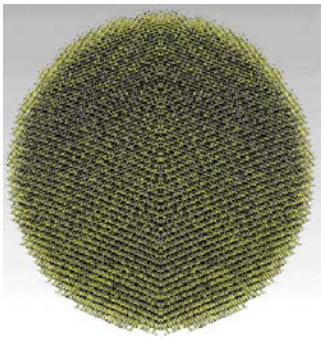


Рис. 3. Модель объемной линзы Люнеберга с радиусом 300 мм, состоящей из ячеек кубической формы с размерами 20 × 20 × 20 мм

В качестве облучателей линзы можно использовать плоские вибраторы с экранами (рис. 4). С целью упрощения модели вибратор запитывался с помощью сосредоточенного порта с внутренним сопротивлением 90 Ом.

Частотные зависимости коэффициента направленного действия для объемной линзы Люнеберга (рис. 3) с облучателем (рис. 4), в сравнении с синфазным и равноамплитудным раскрывом с площадью, равной площади поперечного сечения линзы (круга с радиусом 300 мм), показаны на рис. 5.

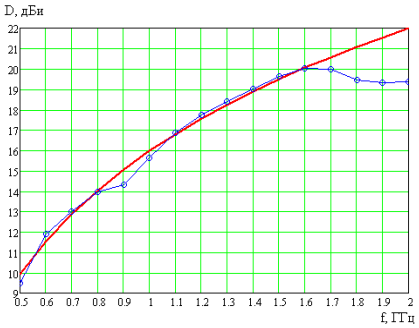


Рис. 5. Частотные зависимости КНД объемной линзы Люнеберга с облучателем (линия с кружками) и круглого синфазного и равноамплитудного раскрыва (сплошная линия)

Частотная зависимость коэффициента использования поверхности (КИП) поперечного сечения объемной линзы Люнеберга приведена на рис. 6. В полосе частот от 0.5 ГГц до 2 ГГц минимальное значение КИП равно 0.55.

Диаграммы направленности объемной линзы Люнеберга с облучателем приведены на рис. 7.

При моделировании антенной системы для упрощения модели не учитывалось наличие в линзе пенопластового заполнения, с которым предварительно аппроксимировалась зависимость замедления от размеров площадок емкостных нагрузок стержней в ячейках; тем не менее, это существенно не повлияло на ее направленные свойства. Данный факт говорит о достаточно высокой устойчивости характеристик линзы при малом изменении ее параметров (эффективной диэлектрической проницаемости материала).

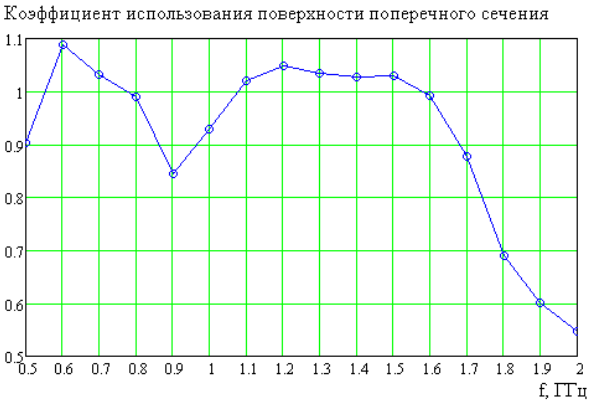
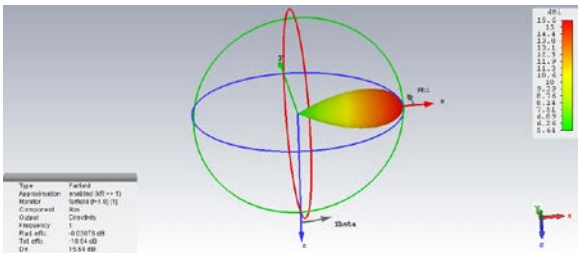
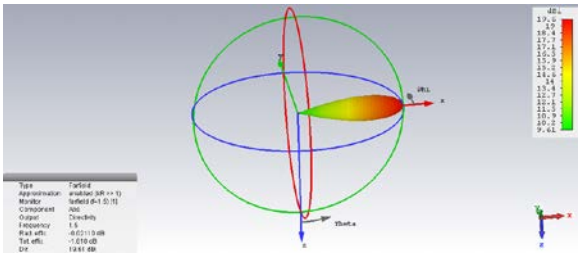


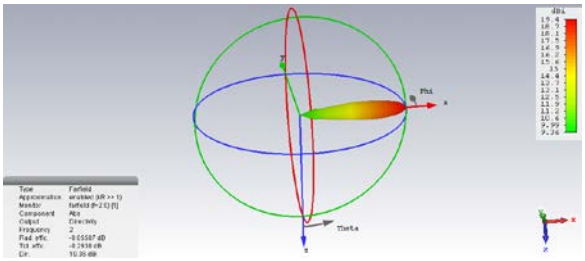
Рис. 6. Коэффициент использования поверхности поперечного сечения объемной линзы Люнеберга



а)



б)



в)

Рис. 7. Диаграммы направленности объемной линзы Люнеберга с облучателем на частотах: а) 1.0 ГГц; б) 1.5 ГГц; в) 2.0 ГГц

На частотах выше 2 ГГц наблюдалось резкое увеличение боковых лепестков и затем – развал главного лепестка диаграммы направленности антенной системы. На основании этого сделан вывод о том, что размеры элементарных ячеек d должны удовлетворять соотношению $d \le \lambda_{min}$.

Заключение

В ходе исследований двух вариантов построения объемной сверхширокополосной линзы Люнеберга было выяснено следующее. При построении объемной линзы Люнеберга на основе трехмерных металлических рассеивателей в виде пересекающихся стержней с емкостными нагрузками возможно функционирование в полосе частот с четырехкратным частотным перекрытием (полоса частот 0.5–2 ГГц, диаметр линзы 600 мм, размер ячеек линзы – 20 × 20 × 20 мм), при этом минимальное значение коэффициента использования поверхности поперечного сечения линзы равно 0.55, ширина главного лепестка в обеих плоскостях близка к теоретически достижимой. Уровень боковых лепестков не превышал –10 дБ во всей исследованной полосе частот. Незначительная степень анизотропии объемной линзы Люнеберга, состоящей из трехмерных электрически малых рассеивателей (период замедляющей структуры $d \le \lambda_{min}$), позволяет реализовать двухкоординатное широкоугольное управление диаграммой направленности.

Список источников

1. *Luneburg R.K.* Mathematical theory of optics. Univ of California Press, 1964.

2. *Vallappil A.K., Rahim M.K.A., Khawaja B.A., Murad N.A., Mustapha M.G.* Butler Matrix Based Beamforming Networks for Phased Array Antenna Systems: A Comprehensive Review and Future Directions for 5G Applications // IEEE Access. 2021. Vol. 9. Pp. 3970–3987.

3. *Carlegrim B., Pettersson L.* Rotman Lens in Microstrip Technology // 22nd European Microwave Conference. Helsinki, Finland. 1992. Pp. 882–887. doi: 10.1109/EUMA.1992.335816.

4. *Vo Dai T. K., Nguyen T., Kilic O.* A compact microstrip Rotman lens design // 2017 United States National Committee of URSI National Radio Science Meeting (USNC-URSI NRSM). Boulder, CO, USA. 2017. Pp. 1–2. doi: 10.1109/USNC-URSI-NRSM.2017.7878311.

5. *Chou H.T., Yan Z.D.* Parallel-plate Luneburg lens antenna for broadband multibeam radiation at millimeter-wave frequencies with design optimization // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2018. Vol. 66, No. 11. Pp. 5794–5804.

6. *Hua C., Wu X., Yang N., Wu W.* Air-filled parallel-plate cylindrical modified Lundeberg lens antenna for multiple-beam scanning at millimeter-wave frequencies // IEEE transactions on microwave theory and techniques. 2012. Vol. 61, No. 1. Pp. 436–443.

7. *Liu P., Zhu X., Zhang Y., Jiang Z., Wang X., Hong W., LE T.* A novel e-plane-focused cylindrical Luneburg lens loaded with metal grids for side lobe level reduction // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2019.

8. *Su Y., Chen Z.N.* A radial transformation-optics mapping for flat ultra-wide-angle dual-polarized stacked grin mtm Luneburg lens antenna // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2019. Vol. 67, No. 5. Pp. 2961–2970.

9. *Li Y., Ge L., Chen M., Zhang Z., Li Z., Wang J.* Multibeam 3-d-printed Luneburg lens fed by magnetoelectric dipole antennas for millimeter-wave mimo applications // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2019. Vol. 67, No. 5. Pp. 2923–2933.

Информация об авторах

Юрий Геннадьевич Пастернак, д.т.н., профессор
Владимир Андреевич Пендюрин, к.т.н., генеральный директор НПП «АСС»
Дмитрий Константинович Проскурин, к.ф.-м.н., доцент, ректор ВГТУ
Сергей Михайлович Фёдоров, к.т.н., доцент

Information about the authors

Yuri G. Pasternak, D.Sc. in Engineering Science, Professor
Vladimir A. Pendyurin, Ph.D. in Engineering Science, Director General of RPE «ACS»
Dmitry K. Proskurin, Ph.D. of Physics and Mathematics, associate professor, Rector of VSTU
Sergey M. Fedorov, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor

Статья поступила в редакцию 23.05.2023
Одобрена после рецензирования 30.05.2023
Принята к публикации 02.06.2023

The article was submitted 23.05.2023
Approved after reviewing 30.05.2023
Accepted for publication 02.06.2023

Разное

Теория и техника радиосвязи. 2023. № 3. С. 81–91. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2023. No. 3. Pp. 81–91. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 623.61:338

Военно-экономический подход к оценке конфликтной устойчивости техники радиоэлектронной борьбы

Роман Сергеевич Аносов[1], Юрий Митрофанович Глазунов[2], Татьяна Вячеславовна Радзиевская[3]
[1-3]Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина, Воронеж, Россия
[1]an_rs@list.ru, [2]glazunovym@mail.ru, [3]radzievskayatv@gmail.ru

Аннотация. *Рассмотрены формы и уровни устойчивости системы вооружения радиоэлектронной борьбы. Предложен обобщенный показатель конфликтной устойчивости техники радиоэлектронной борьбы, включающий характеристики конфликтной, боевой и технической устойчивости, а также способ его оценки. Обобщенный показатель конфликтной устойчивости, в свою очередь, рассматривается как частный показатель качества образцов наряду с показателями ресурсоемкости и реализуемости. С применением метода анализа иерархий получены относительные оценки обобщенного показателя конфликтной устойчивости крупногабаритного образца и пространственно-распределенной системы радиоэлектронной борьбы.*

Ключевые слова: *комплекс радиоэлектронной борьбы, пространственно-распределенная система, конфликтная устойчивость, показатель качества, метод анализа иерархии.*

Miscellaneous

Military-economic approach to conflict stability assessment of electronic warfare equipment

Roman S. Anosov[1], Yury M. Glazunov[2], Tatiana V. Radzievskaya[3]
[1-3]Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin, Voronezh, Russia
[1]an_rs@list.ru, [2]glazunovym@mail.ru, [3]radzievskayatv@gmail.ru

Abstract. *The forms and levels of stability of the electronic warfare weapon system are considered. A generalized conflict stability indicator for electronic warfare equipment is proposed, including the characteristics of conflict, combat and technical stability, as well as a method of its assessment. The generalized conflict stability indicator in turn is considered as a partial indicator of sample quality along with resource intensity and feasibility. Using the hierarchy analysis method, relative estimates of generalized conflict stability indicator for a large-sized object and a spatially distributed electronic warfare system were obtained.*

Keywords: *electronic warfare complex, spatially distributed system, conflict stability, quality indicator, hierarchy analysis method.*

В практике создания и применения технических систем наряду с категориями эффективности и стоимости часто используют категорию устойчивости [1, 2]. Это связано с необходимостью прогнозной оценки возможностей технических систем при отклонении реальных условий их применения от заданных. Для технических систем военного назначения, применение которых связано с конфликтным взаимодействием, оценка устойчивости особенно актуальна. Применительно к технике радиоэлектронной борьбы (РЭБ) на «физический конфликт» накладывается

© Аносов Р.С., Глазунов Ю.М., Радзиевская Т.В., 2023

«информационный» [3, 4], что значительно усложняет проведение оценок.

Эффективность обычно характеризует «операцию», под которой понимают любую согласованную совокупность действий, объединенных общим замыслом и единой целью. В военно-технической сфере эффективными признаются лишь те способы применения средств (сил) в операции, которые приводят к приемлемой степени соответствия реального результата требуемому. Категория эффективности в военно-экономическом анализе [5] исходит из Парето-эффективности [6], когда один из показателей может быть улучшен только за счет ухудшения другого, далее раскрывается через соотношение результата к затратам и, наконец, формируется в виде аллокативной эффективности, характеризующей оптимальность вложения ограниченных ресурсов.

Эффективность операции часто отождествляют с эффективностью технической системы, являющейся средством достижения цели операции. Тогда говорят об эффективности системы при заданном способе ее применения.

Переход от категории «эффективность операции» к категории «эффективность технической системы» является преднамеренным и используется в практике создания систем. Технические системы военного назначения применяются в различных условиях, операциях любой сложности, а создание технических систем требует прогнозной оценки эффективности в виде обобщенной характеристики систем применительно к совокупности условий и операций.

Указанный переход упрощает оценку эффективности, связывая ее с ограниченным набором основных характеристик системы (характеристик назначения), каким-либо типовым, элементарным эпизодом операций и типовыми условиями эксплуатации. Однако это зачастую приводит к неполному соответствию результата применения системы в реальных условиях требуемому, происходит нарушение связи между оцененной и реальной эффективностью системы.

Это подтверждается опытом учений и боевых действий, включая опыт проведения специальной военной операции, где против России задействована большая группировка средств космической разведки и спутниковой связи США и стран НАТО, разведывательных беспилотных летательных аппаратов, а высокоточное поражение вскрытых объектов осуществляется с больших удалений практически в реальном масштабе времени. Радиоэлектронные средства работают в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки. В условиях массового применения США и странами НАТО высокотехнологичных средств разведки, связи и управления радиоэлектронная борьба стала важнейшим фактором успешного ведения боевых действий, для нейтрализации которого прикладываются значительные усилия, включая огневое поражение средств РЭБ.

Специальная военная операция рассматривается военными специалистами как полигон для практической проверки способности высокотехнологичного вооружения выполнять боевые задачи в сложной, быстро изменяющейся обстановке. Средства, имеющие высокую потенциальную способность выполнять задачи по основному предназначению, в реальных условиях зачастую не реализуют свой потенциал из-за неполного соответствия тактико-технических характеристик сложности и динамике изменения обстановки. Подтверждается исключительная важность свойств живучести, обычно второстепенных для радиоэлектронных средств боевого обеспечения, представителем которых является техника РЭБ, скрытности, а также способности эффективного функционирования в сложной, динамично меняющейся радиоэлектронной обстановке.

Таким образом, категория устойчивости технической системы РЭБ используется как мера соответствия потенциальной способности системы выполнять задачи по основному предназначению и ее реальной эффективности в динамике боевого применения, в процессе эксплуатации, то есть способности сохранять требуемую эффективность в диапазоне изменения некоторого параметра или совокупности параметров.

В методическом плане требуется более глубокое изучение и комплексная оптимизация устойчивости, связанной как со свойствами сложной технической системы, так и со способами и условиями ее применения. Если в первом случае речь идет о внутренних (базовых) характеристиках систем, определяющих их устойчивость, то во втором – о конфликтно-устойчивых способах применения или направлениях развития систем.

В отличие от военных устойчивость технических систем гражданского назначения связывается, как правило, с надежностью, характеризующей способность сохранения основных тех-

нических характеристик системы и ее элементов в течение заданного времени в определенных условиях эксплуатации, а внешние возмущающие воздействия не носят целенаправленного характера [1, 2]. При этом надежность рассматривается как необходимое дополнение эффективности.

Применительно к технике РЭБ понятие устойчивости многоаспектно. Кроме надежности, связанной с процессом эксплуатации, важными составляющими являются способность функционирования в изменяющихся условиях информационного конфликта, скрытность, живучесть в условиях целенаправленного поражения. Взаимодействие средств РЭБ и объектов РЭБ носит ярко выраженный конфликтный характер, цели применения и развития которых антагонистичны. В рамках конфликтного взаимодействия уровень эффективности средств РЭБ подвержен изменению из-за повышения уровня технических характеристик объектов РЭБ и/или изменения способов их применения. Уровень технических характеристик, определяющих эффективность средств РЭБ, становится важным элементом устойчивости. Но связь эффективности и устойчивости в общем случае неоднозначна. Так, повышение энергетического потенциала техники РЭБ, с одной стороны, может повысить ее эффективность, а с другой – снизить живучесть. Мировой опыт создания и эксплуатации ВВСТ показывает, что для повышения устойчивости технических систем военного назначения зачастую приходится корректировать ранее обоснованные требования назначения и способы применения, изменять функциональные возможности, уменьшать эффективность отдельных элементов, чтобы обеспечить устойчивость системы в целом.

Многоаспектность и сложность понятия «устойчивость техники РЭБ» определяет важные особенности военно-экономического анализа вариантов развития техники и системы вооружения РЭБ в целом. Обоснование требуемых уровней и обеспечение оптимального распределения ресурсов на реализацию различных, в общем случае взаимосвязанных составляющих устойчивости, требует проведения комплексного анализа их ресурсоемкости и вклада в результирующую устойчивость. Применительно к системе вооружения РЭБ в качестве параметров оптимизации целесообразно также рассматривать ресурсоемкость и вклад в устойчивость системы вооружения подсистем радио- и радиотехнической разведки, управления и радиоэлектронного поражения.

Таким образом, устойчивость техники и системы вооружения РЭБ в целом связана как с техническими характеристиками (внутренними свойствами), так и способами применения (рис. 1).

Уровень устойчивости, связанный с техническими характеристиками, назовем базовым, а со способами применения – операционным.

Устойчивость простых систем на базовом уровне имеет консервативный вещественно-энергетический характер и определяется прочностью, стабильностью, сбалансированностью, безотказностью, защищенностью [1, 2]. Это так называемые пассивные формы устойчивости, к которым иногда относят и гомеостазис – поддержание динамического равновесия путем саморегуляции (автоматические системы с обратными связями).

Для техники РЭБ основными формами устойчивости на базовом уровне являются устойчивость к повышению уровня характеристик (развитию) объектов РЭБ и совершенствованию способов их применения, а также помехоустойчивость подсистем радио- и радиотехнической разведки, то есть способность функционирования в условиях сложной радиоэлектронной обстановки, включая контр РЭП [3, 4].

Совместно с особенностями способа применения технической системы характеристики базового уровня определяют способность устойчивого выполнения системой функций назначения, функционирования (ориентации) в сложной радиоэлектронной обстановке, а также надежность, скрытность и живучесть. Такие формы устойчивости являются активными (операционный уровень устойчивости). Недостаточная устойчивость на базовом уровне может быть компенсирована на операционном уровне, и наоборот.

Формы устойчивости, обозначенные на рис. 1 как «функциональная» и «информационная», определяют конфликтную устойчивость техники РЭБ в динамике боевых действий и/или развития (перевооружения) сторон. Конфликтная устойчивость может оцениваться как значение эффективности техники РЭБ на конечном интервале развития конфликта [4]. При этом предполагается оптимальность поведения технической системы в процессе развития конфликта с учетом возможных действий противостоящих сторон.

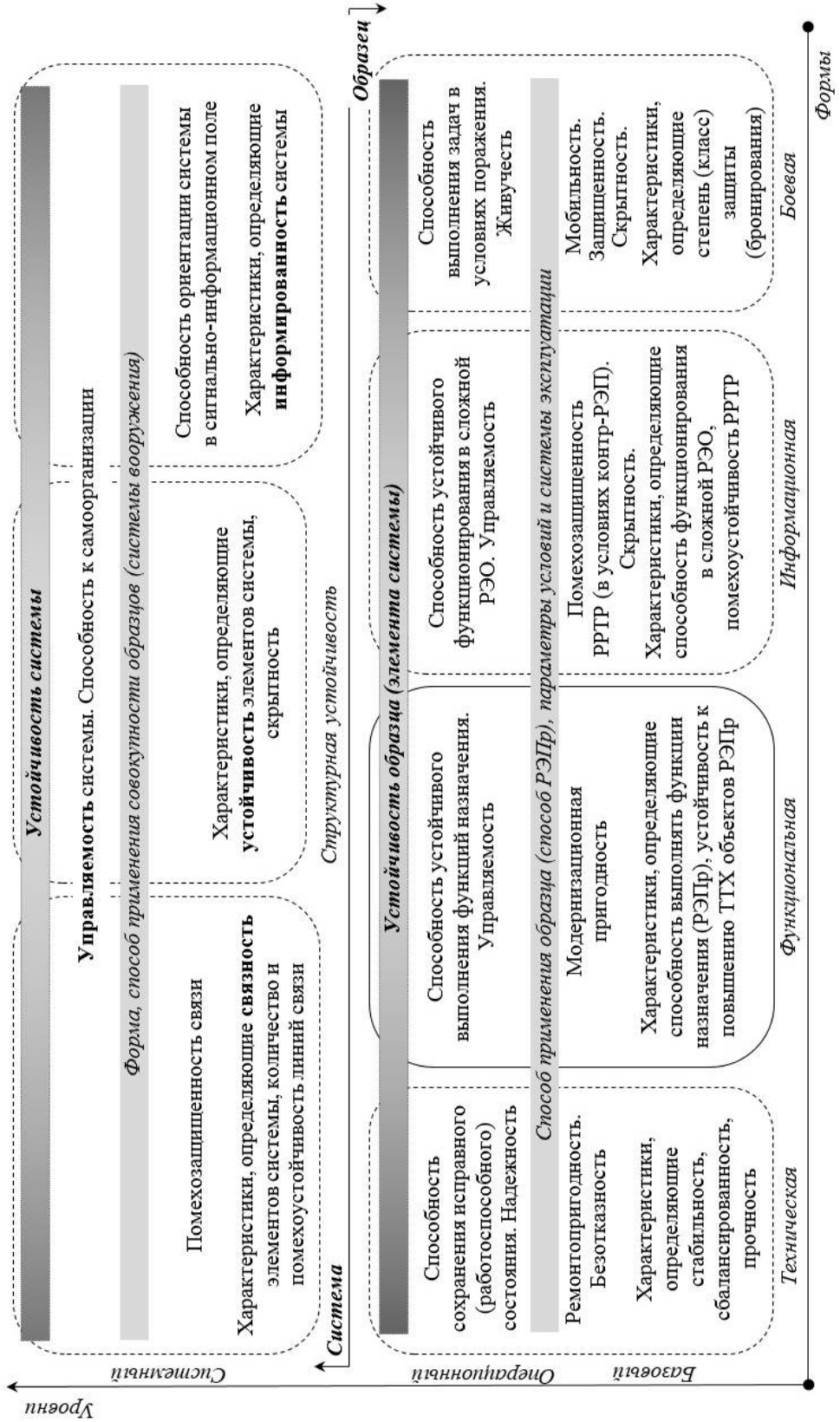


Рис. 1. Формы и уровни устойчивости системы вооружения РЭБ (вариант)

Информационная устойчивость образцов техники РЭБ является основополагающей формой устойчивости, характеризующей способность функционирования в сложной радиоэлектронной обстановке, достоверного вскрытия и адекватного выбора объектов РЭБ и оценки их реакции на создание помех.

Боевая устойчивость связана с физическим конфликтом «средство РЭБ – средство поражения», поэтому также рассматривается как разновидность конфликтной устойчивости.

Устойчивость сложных систем имеет структурно-поведенческий характер, определяется не только устойчивостью отдельных элементов системы, но и структурой системы, связностью ее элементов, способностью системы к самоорганизации. Связность полностью характеризует структурную устойчивость при уязвимости лишь связей между элементами системы. Если рассматривать уязвимость элементов системы (в данном случае как на физическом уровне, так и в функциональном/информационном смысле) и связей между ними, то используют понятие «целостность» [2].

На системном уровне (рис. 1) важность информационной устойчивости еще более возрастает. Информационное обеспечение системы вооружения РЭБ, способность адаптации в сигнально-информационном поле являются необходимым условием возможности помехоустойчивого изменения структуры системы, высшего проявления системных свойств.

Рост сложности технической системы, в отличие от биологической [2], неоднозначно влияет на ее устойчивость. С одной стороны, увеличение количества элементов системы повышает вероятность выхода из строя какого-либо из элементов, с другой – повышается возможность дублирования, замены элементов и реконфигурации, адаптации структуры системы к изменяющимся условиям.

При создании новых образцов техники РЭБ и принятии решений, связанных с их включением в состав системы вооружения РЭБ, целесообразно проведение прогнозного сравнительного анализа конфликтной устойчивости образцов. Для комплексной оценки конфликтной устойчивости на базовом уровне рассмотрим следующий ограниченный перечень основных технических характеристик и свойств образцов:

– технические характеристики подсистем радио- и радиотехнической разведки (РРТР), управления (СУ) и радиоэлектронного поражения (РЭПр);

– свойства, характеризующие боевую устойчивость: защищенность, мобильность, скрытность;

– свойства, характеризующие техническую устойчивость: ремонтопригодность (РПр), безотказность;

– модернизационная пригодность (МПр), уровень унификации.

Задача выбора предпочтительного образца по комплексному показателю конфликтной устойчивости по аналогии с [7] может рассматриваться как задача многокритериальной оптимизации, где частные показатели «свернуты» в единый обобщенный показатель в соответствии с их иерархической структурой. На рис. 2 приведен вариант соответствующей иерархической структуры с *тремя* уровнями показателей предпочтения образцов:

- первый (верхний) уровень – обобщенный показатель конфликтной устойчивости;
- второй уровень – частные показатели устойчивости;
- третий уровень – частные показатели предпочтения образцов с точки зрения их технических характеристик (свойств).

В силу того, что частные показатели имеют различную природу, а структура показателей является иерархической, для решения задачи выбора предпочтительного образца техники РЭБ с точки зрения обобщенного показателя конфликтной устойчивости может быть применен метод анализа иерархий [8, 9]. Процедура оценки предпочтения образцов по обобщенному показателю конфликтной устойчивости с учетом предложенной иерархии показателей (рис. 2) и выбранного метода включает следующие этапы.

На первом этапе элементы каждого уровня иерархии с использованием шкалы предпочтения Саати [9] попарно сравниваются между собой по отношению к показателям соответствующего вышестоящего уровня. По результатам попарных сравнений элементов относительно каждого показателя вышестоящего уровня иерархии формируются квадратные матрицы. Координаты собственных векторов матриц попарных сравнений являются величинами относительной важности сравниваемых элементов по отношению к соответствующему показателю вышестоящего уровня иерархии. Такие оценки в рассматриваемом случае проводятся относительно третьего, второго и первого уровней иерархии показателей (рис. 2).

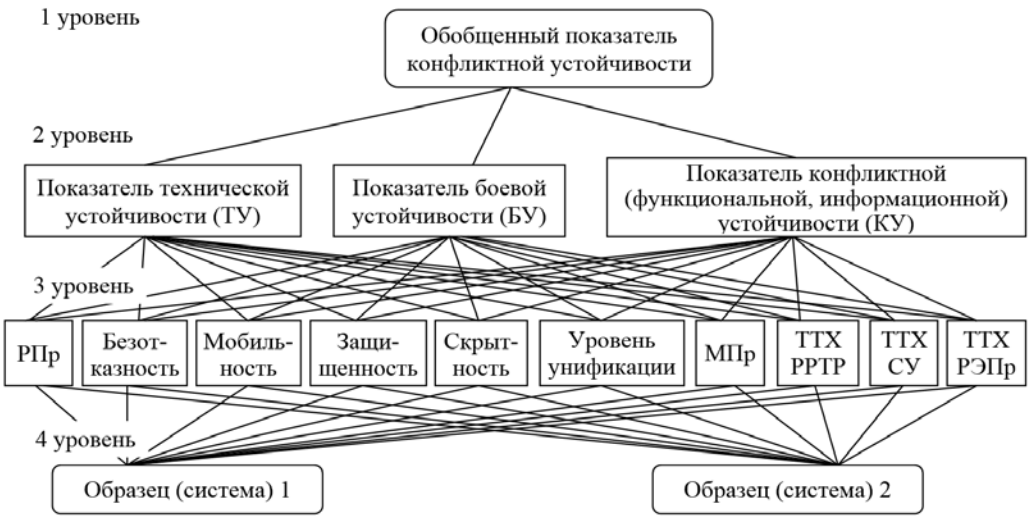


Рис. 2. Иерархическая структура показателей предпочтения альтернативных образцов техники РЭБ (вариант)

На втором этапе для каждого уровня иерархии формируются матрицы, столбцами которых являются собственные векторы матриц попарных сравнений элементов соответствующего уровня. В рассматриваемом случае при сравнении относительно третьего уровня показателей формируется матрица собственных векторов размерностью 2×10, относительно второго – 10×3, относительно первого – 3×1.

На третьем этапе путем последовательного умножения «снизу вверх» матриц собственных векторов, построенных для каждого уровня иерархии показателей, получим вектор, координаты которого представляют относительные величины приоритетов сравниваемых образцов техники РЭБ по обобщенному показателю конфликтной устойчивости. При перемножении «сверху-вниз» собственные векторы записываются в строках соответствующих матриц.

Одним из основных направлений повышения конфликтной устойчивости техники РЭБ, как показывает опыт, является применение пространственно-распределенных систем в виде совокупности малогабаритных образцов [10]. С учетом этого, в качестве наиболее значимого и наглядного примера рассмотрим задачу сравнительного анализа единичного высокопотенциального крупногабаритного (КР) образца и пространственно-распределенной системы (ПРС) малогабаритных образцов по обобщенному показателю конфликтной устойчивости. В рассматриваемом случае четвертый уровень иерархии и соответствующий вектор приоритетов будут содержать по два элемента.

На рис. 3–7 приведены варианты матриц попарных сравнений и их собственные векторы.

	ТУ	БУ	КУ	
ТУ	1	0,2	0,5	**0,128**
БУ	5	1	2	**0,595**
КУ	2	0,5	1	**0,277**

Рис. 3. Матрица попарных сравнений элементов второго уровня иерархии и ее собственный вектор

	РПр	Без	Моб	Защ	Скр	Унф	МПр	ТТХ СУ	ТТХ РРТР	ТТХ РЭПр	
РПр	1	2	9	9	9	2	3	7	5	3	**0,274**
Без	0,50	1	9	9	9	5	4	3	5	3	**0,247**
Моб	0,11	0,11	1	1	1	0,25	0,5	3	2	4	**0,050**
Защ	0,11	0,11	1	1	1	0,10	0,10	0,13	5	8	**0,033**
Скр	0,11	0,11	1	1	1	0,20	0,50	4	2	3	**0,049**
Унф	0,50	0,20	4	10	5	1	2	6	4	2	**0,148**
МПр	0,33	0,25	2	10	2	0,50	1	2	6	4	**0,108**
СУ	0,14	0,33	0,33	8	0,25	0,17	0,50	1	7	6	**0,047**
РРТР	0,20	0,20	0,50	0,20	0,50	0,25	0,17	0,14	1	2	**0,022**
РЭПр	0,33	0,33	0,25	0,13	0,33	0,50	0,25	0,17	0,50	1	**0,022**

Рис. 4. Матрица попарных сравнений элементов третьего уровня иерархии относительно показателя технической устойчивости и ее собственный вектор

	РПр	Без	Моб	Защ	Скр	Унф	МПр	ТТХ СУ	ТТХ РРТР	ТТХ РЭПр	
РПр	1	1	0,1	0,1	0,1	0,5	1	1	0,2	0,2	**0,020**
Без	1	1	0,1	0,1	0,1	0,5	1	1	0,1	0,1	**0,017**
Моб	10	10	1	3	5	9	9	5	7	5	**0,320**
Защ	10	10	0,33	1	0,2	9	9	1	2	1	**0,119**
Скр	10	10	0,2	5	1	9	9	3	5	7	**0,232**
Унф	2	2	0,11	0,11	0,11	1	0,1	0,1	0,1	0,1	**0,014**
МПр	1	1	0,11	0,11	0,11	10	1	0,1	0,1	0,1	**0,019**
СУ	1	1	0,2	1	0,33	10	10	1	1	1	**0,071**
РРТР	5	10	0,14	0,5	0,2	10	10	1	1	1	**0,091**
РЭПр	5	10	0,2	1	0,14	10	10	1	1	1	**0,097**

Рис. 5. Матрица попарных сравнений элементов третьего уровня иерархии относительно показателя боевой устойчивости и ее собственный вектор

	РПр	Без	Моб	Защ	Скр	Унф	МПр	ТТХ СУ	ТТХ РРТР	ТТХ РЭПр	
РПр	1	2	9	9	9	1	0,16	0,2	0,2	0,2	**0,068**
Без	0,5	1	1	2	2	1	0,1	0,2	0,2	0,2	**0,033**
Моб	0,11	1	1	1	2	1	0,1	0,1	0,1	0,1	**0,022**
Защ	0,11	0,5	1	1	1	3	0,2	0,1	0,1	0,1	**0,023**
Скр	0,11	0,5	0,5	1	1	2	0,2	0,1	0,1	0,1	**0,021**
Унф	1	1	1	0,33	0,5	1	0,33	0,2	0,2	0,2	**0,029**
МПр	6	10	10	5	5	3	1	1	1	1	**0,186**
СУ	5	5	10	10	10	5	1	1	1	1	**0,206**
РРТР	5	5	10	10	10	5	1	1	1	1	**0,206**
РЭПр	5	5	10	10	10	5	1	1	1	1	**0,206**

Рис. 6. Матрица попарных сравнений элементов третьего уровня иерархии относительно показателя конфликтной устойчивости и ее собственный вектор

	ПРС	КР	
ПРС	1	5	**0,833**
КР	0,2	1	**0,167**

а) ремонтопригодность

	ПРС	КР	
ПРС	1	6	**0,857**
КР	0,17	1	**0,143**

б) безотказность

	ПРС	КР	
ПРС	1	7	**0,875**
КР	0,14	1	**0,125**

в) мобильность

	ПРС	КР	
ПРС	1	0,33	**0,250**
КР	3	1	**0,750**

г) защищенность

	ПРС	КР	
ПРС	1	9	**0,900**
КР	0,11	1	**0,100**

д) скрытность

	ПРС	КР	
ПРС	1	7	**0,875**
КР	0,14	1	**0,125**

е) уровень унификации

	ПРС	КР	
ПРС	1	0,25	**0,200**
КР	4	1	**0,800**

ж) модерн. пригодность

	ПРС	КР	
ПРС	1	1	**0,500**
КР	1	1	**0,500**

з) ТТХ СУ и РРТР

	ПРС	КР	
ПРС	1	0,25	**0,200**
КР	4	1	**0,800**

и) ТТХ РЭПр

Рис. 7. Матрицы попарных сравнений элементов четвертого уровня иерархии и их собственные векторы

Произведение полученных матриц собственных векторов иллюстрируется на рис. 8 и приводит к следующим значениям результирующего вектора приоритетов *W* по обобщенному показателю конфликтной устойчивости: для ПРС – 0,611, для КР – 0,394.

Для проведения упрощенных оценок предпочтительности пространственно-распределенных систем в виде совокупности малогабаритных образцов и единичного крупногабаритного образца относительно обобщенного показателя конфликтной устойчивости разобьем всю совокупность показателей третьего уровня на две группы. Допустим, что уменьшение массогабаритных характеристик и сложности отдельного образца повышает его скрытность, мобильность, безотказность, ремонтопригодность и другие технологические параметры, что повышает его приоритет относительно этих показателей. Но одновременно это снижает эффективность (ТТХ РРТР, ТТХ СУ, ТТХ РЭПр) и защищенность (степень бронирования, наличие специализированных комплексов защиты), что ослабляет его приоритет относительно этих показателей. То есть значения указанных групп характеристик рассматриваемых образцов, следовательно, приоритетов образцов относительно указанных групп показателей, допускаются обратно пропорциональными, что не противоречит опыту (рис. 9).

$$(0.128 \quad 0.595 \quad 0.277)\cdot\begin{pmatrix} 0.274 & 0.247 & 0.050 & 0.033 & 0.049 & 0.148 & 0.108 & 0.047 & 0.022 & 0.022 \\ 0.020 & 0.017 & 0.320 & 0.120 & 0.232 & 0.014 & 0.029 & 0.071 & 0.090 & 0.097 \\ 0.067 & 0.033 & 0.022 & 0.022 & 0.020 & 0.029 & 0.189 & 0.205 & 0.205 & 0.205 \end{pmatrix}\cdot\begin{pmatrix} 0.833 & 0.167 \\ 0.857 & 0.143 \\ 0.875 & 0.125 \\ 0.250 & 0.750 \\ 0.900 & 0.100 \\ 0.875 & 0.125 \\ 0.200 & 0.800 \\ 0.500 & 0.500 \\ 0.500 & 0.500 \\ 0.200 & 0.800 \end{pmatrix} = (0.611 \quad 0.394)$$

Рис. 8. Матрицы собственных векторов и результат их перемножения

	ПРС	КР
ПРС	1	1/*P*
КР	*P*	1

а) приоритеты образцов относительно показателей ТТХ РРТР, ТТХ СУ, ТТХ РЭПр и защищенность

	ПРС	КР
ПРС	1	*P*
КР	1/*P*	1

б) приоритеты образцов относительно показателей скрытность, мобильность, безотказность, РПр, уровень унификации и МПр

Рис. 9. Иллюстрация обратной пропорциональности приоритетов ПРС и КР относительно различных групп показателей третьего уровня

Таким образом, оценки по шкале Саати при сравнении крупногабаритного и малогабаритного образцов относительно рассматриваемых групп характеристик (показателей) принимаются одинаковыми для каждой группы показателей третьего уровня и обратно пропорциональными для различных групп показателей. Например, если относительно какой-либо характеристики первой группы крупногабаритный образец имеет приоритет P=5, то относительно характеристики второй группы таким же приоритетом P=5 обладает малогабаритный образец.

Изменение приоритета P будет приводить к изменению собственных векторов матриц попарных сравнений элементов четвертого уровня иерархии. Если при этом зафиксированы параметры матриц попарных сравнений элементов третьего и второго уровней иерархии, то возможен анализ изменения предпочтительности образцов по обобщенному показателю конфликтной устойчивости от значения приоритета P. На рис. 10 показана зависимость предпочтительности (важности) малогабаритных образцов по обобщенному показателю конфликтной устойчивости $W_{\text{ПРС}}(P)$, где P=1…9 – значение приоритета по шкале Саати. График 1 – значения групп характеристик «скрытность, мобильность и т.п.» и «эффективность, защищенность» обратно пропорциональны; характеристики «скрытность, мобильность и т.п.» улучшаются, что связывается с изменением P в диапазоне 1…9; график 2 – защищенность альтернативных вариантов одинакова ($P_{\text{Защ}}$=1), другие условия соответствуют 1; график 3 – эффективность (ТТХ назначения) альтернативных вариантов одинаковы ($P_{\text{ТТХСУ}}$=$P_{\text{ТТХРРТР}}$=$P_{\text{ТТХРЭПр}}$=1), другие условия соответствуют 2.

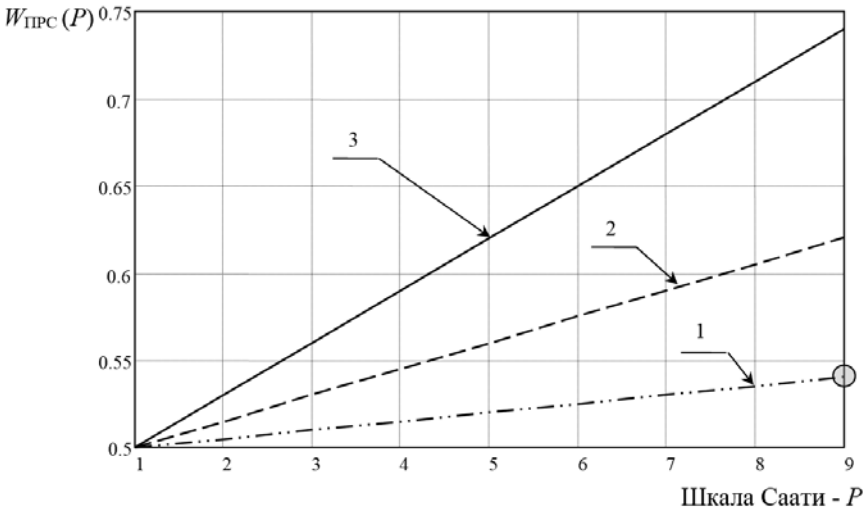


Рис. 10. Изменение обобщенного показателя конфликтной устойчивости техники РЭБ при переходе от крупногабаритного образца к малогабаритным

В рассматриваемых условиях и допущениях значения обобщенного показателя конфликтной устойчивости единичного крупногабаритного и малогабаритного образца отличаются несущественно, поскольку снижение эффективности компенсируется повышением скрытности, мобильности, безотказности, ремонтопригодности. Как следует из графика 1 на рис. 10 для малогабаритного образца $W_{ПРС}$=0,54 (то есть для крупногабаритного образца $W_{КР}$=0,46) при абсолютном преобладании (P=9) относительно соответствующих групп характеристик по шкале Саати.

Однако рассмотренные условия (график 1 на рис. 10) являются достаточно идеализированными. Во-первых, снижение эффективности отдельного малогабаритного образца при создании пространственно-распределенных систем компенсируется увеличением их количества, во-вторых, меры повышения защищенности являются дорогостоящими и, как правило, не применяются даже в крупногабаритных образцах техники РЭБ (стоимость специализированного комплекса защиты от высокоточного оружия может достигать стоимости защищаемого образца техники РЭБ или превышать ее).

Поэтому на практике важность пространственно-распределенной системы РЭБ по обобщенному показателю конфликтной устойчивости может существенно превосходить важность единичного образца с высокими массогабаритными характеристиками (графики 2 и 3 на рис. 10). График 2 на рис. 10 иллюстрирует существенный рост обобщенного показателя конфликтной устойчивости в случае равной защищенности сравниваемых образцов, а график 3 – в случае равенства и их ТТХ назначения, достигаемого за счет увеличения количества пространственно-разнесенных элементов.

При принятии решений о создании или модернизации образцов на основе обобщенного показателя качества [11] иерархия должна быть дополнена такими показателями, как ресурсоемкость и реализуемость (рис. 11).

Рис. 11. Обобщенная иерархическая структура показателей качества

Реализуемость определяется наличием научно-технического задела (НТЗ), производственно-технологического задела (ПТЗ), временными ограничениями. Ресурсоемкость может определяться требуемыми финансовыми ресурсами, элементной базой, возможностями кооперации разработчиков и производителей техники РЭБ.

Такое усложнение структуры показателей в общем случае приводит к появлению горизонтальных связей между ними. Так, изменение ресурсоемкости может существенно изменить приоритеты показателей конфликтной устойчивости. В этом случае целесообразно применение более сложных алгоритмов принятия решений, основанных на методе аналитических сетей и учитывающих наличие горизонтальных связей в структуре показателей [12].

Таким образом, предложен обобщенный показатель конфликтной устойчивости техники РЭБ, включающий характеристики конфликтной (функциональной и информационной) устойчивости, боевой устойчивости (живучести) и технической устойчивости (надежности),

а также способ его оценки. Обобщенный показатель конфликтной устойчивости может рассматриваться как частный показатель качества образцов.

Применение рассмотренных обобщенных показателей целесообразно при обосновании направлений развития систем вооружения РЭБ. Как показывают оценки, в практически значимых типовых ситуациях предпочтение с точки зрения обобщенного показателя конфликтной устойчивости может отдаваться пространственно-распределенным системам малогабаритных образцов техники РЭБ.

Список источников

1. Надежность и эффективность в технике: справочник в 10-ти томах. Т.1 Методология. Организация. Терминология / Под общ. ред. В.С. Авдуевского и др. М.: Машиностроение, 1986. 224 с.

2. *Флейшман Б.С.* Основы системологии. М.: Радио и связь, 1982. 368 с.

3. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии / Под ред. В.Г. Радзиевского. М.: Радиотехника, 2006. 424 с.

4. *Ельцов О.Н., Крутских П.П., Радзиевский В.Г.* Конфликтная устойчивость роботизированных систем / Под ред. В.Г. Радзиевского. М.: Радиотехника, 2023. 351 с.

5. *Викулов С.Ф., Жуков Г.П., Ткачев В.Н., Ушаков В.Я.* Военно-экономический анализ / Под ред. С.Ф. Викулова. М.: Военное издательство, 2001. 349 с.

6. *Подиновский В.В., Ногин В.Д.* Парето-оптимальные решения многокритериальных задач. М.: Наука, 2007. 256 с.

7. *Крутских П.П., Радзиевская Т.В.* Методика выбора предпочтительного варианта модернизации образца вооружения и военной техники // Вооружение и экономика. 2022. №4. С. 49–57.

8. *Саати Т.Л.* Математические модели конфликтных ситуаций: пер. с англ. / Под ред. И.А. Ушакова. М.: Советское Радио. 1977. 170 с.

9. *Саати Т.Л.* Исследование взаимодействия в иерархических системах // Техническая кибернетика. 1979. № 1. С. 68-84.

10. *Радзиевский В.Г.* Сетецентрическая пространственно-распределенная система на основе малогабаритных модулей разведки и помех // Радиотехника. 2012. №6. С. 4–13.

11. *Аносов Р.С., Бывших Д.М., Глазунов Ю.М., Дмитриев А.В., Карпухин В.И.* Технико-экономические и системные аспекты управления качеством системы вооружения радиоэлектронной борьбы / Под ред. В.И. Карпухина. Воронеж: Кварта, 2023. 378 с.

12. *Саати Т.Л.* Принятие решений при зависимостях и обратных связях. Аналитические сети: пер. с англ. / Науч. ред. А.В. Андрейчиков, О.Н. Андрейчикова. М.: ЛЕНАНД, 2019. 360 с.

Информация об авторах

Р.С. Аносов, к.т.н., доцент
Ю.М. Глазунов, к.т.н.
Т.В. Радзиевская, доцент

Information about the authors

R.S. Anosov, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor
Yu.M. Glazunov, Ph.D. in Engineering Sciences
T.V. Radzievskaya, Associate Professor

Статья поступила в редакцию 13.07.2023
Одобрена после рецензирования 20.07.2023
Принята к публикации 25.07.2023

The article was submitted 13.07.2023
Approved after reviewing 20.07.2023
Accepted for publication 25.07.2023

Правила оформления рукописей, представляемых к публикации в научно-техническом журнале «Теория и техника радиосвязи»

1. Рукопись представляется в 2 экземплярах на листах формата А4 (для авторов из сторонних организаций – в 1 экземпляре) и в виде файла формата doc или docx (на электронный адрес **n.p.fedotova@sozvezdie.su**). Оптимальный объём статьи – 7–8 страниц.

2. К рукописи прилагаются экспертное заключение о возможности опубликования статьи в открытой печати, рецензия, а также на отдельном листе – сведения об авторах, включающие **фамилию, имя, отчество полностью**, ученую степень, ученое звание, область научных интересов, занимаемую должность, полное официальное наименование места работы, контактный телефон и адрес электронной почты.

3. На первой странице рукописи располагаются:

– индекс универсальной десятичной классификации (УДК);

– **на русском и английском языках** – заголовок статьи, имя, отчество и фамилия автора полностью, аннотация, ключевые слова, сведения о финансировании (при наличии).

4. Для оформления рукописи используется текстовый редактор MS Office Word. Шрифт для набора текста – Times New Roman **без стилевого оформления**, размер шрифта – 12, междустрочный интервал – полуторный, абзацный отступ – 0,75 см от левого края, заполнение – по ширине страницы. Задается автоматический перенос слов. Латинские обозначения в тексте должны быть набраны курсивом, русские, греческие обозначения и цифры – прямым шрифтом.

5. Формулы должны быть созданы в редакторе Math Type. **Использование встроенного конструктора формул не допускается!** При наборе формул используются следующие параметры:

Size (Размер)		Написание обозначений
Full (обычный)	11 pt	латинские – *курсив*
Subscript/Superscript (индекс)	8 pt	греческие – прямой шрифт
Sub-Subscript/Superscript (малый индекс)	7 pt	матрицы, векторы – **прямой, жирный**
Symbol (символ)	15,5 pt	сокращения от русских слов в индексах –
Sub-Symbol (малый символ)	13 pt	прямой шрифт, от английских – *курсив*

Формулы, на которые в тексте есть ссылки, должны быть набраны отдельной строкой и пронумерованы в круглых скобках. Расположение формул – по центру, номер располагается по правому краю.

6. Иллюстрации включаются в текст статьи сразу после того абзаца, в котором они впервые упоминаются. Они должны сопровождаться подрисуночными подписями, содержащими номер рисунка (например, Рис. 1) и краткое название. Для подрисуночной подписи используется шрифт Times New Roman, размер – 10. Иллюстрации должны быть чёткими, контрастными, хорошо различимыми при черно-белой печати и иметь разрешение не ниже 150 точек на дюйм. Пояснения, в том числе к условным обозначениям, на рисунке не допускаются – их следует выносить в подрисуночную подпись, заменяя на рисунке цифрами или буквами. Если рисунок создан средствами MS Office Word или Visio, обозначения в нем должны быть набраны шрифтом Times New Roman, размер шрифта – 9.

7. Для таблиц используется шрифт Times New Roman, размер – 10. Таблицы должны быть пронумерованы (например, Таблица 1), иметь тематический заголовок и располагаться сразу после абзаца, в котором они впервые упоминаются.

8. Ссылки на литературные источники нумеруются в квадратных скобках. Затекстовые библиографические ссылки располагаются в порядке цитирования литературных источников и оформляются в соответствии с ГОСТ Р 7.0.5–2008. **Использование перекрестных ссылок не допускается.**