ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 3/2015

Воронеж 2015

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

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ:

Председатель
докт. техн. наук, проф., чл.-кор. РАН
В.И. БОРИСОВ

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

докт. физ.-мат. наук, проф.
Э.К. АЛГАЗИНОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
А.С. БАГДАСАРЯН (г. Москва)
докт. техн. 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.
Ю.Л. КОЗИРАЦКИЙ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
В.И. КУЗНЕЦОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф., академик РАН
Н.А. КУЗНЕЦОВ (г. Москва)
докт. техн. наук, с.н.с.
И.И. МАЛЫШЕВ (г. Воронеж)
докт. физ.-мат. наук, проф.
Ю.Б. НЕЧАЕВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
В.Н. ПОВЕТКО (г. Воронеж)
докт. техн. наук, доцент
А.Ю. САВИНКОВ (г. Воронеж)
докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН
А.С. СИГОВ (г. Москва)
докт. техн. наук, проф.
Ю.С. СУХОРУКОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
Н.М. ТИХОМИРОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
Н.Н. ТОЛСТЫХ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
В.А. ЦИМБАЛ (г. Серпухов)
докт. техн. наук, проф.
А.П. ЯРЫГИН (г. Воронеж)

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 05.12.00 «Радиотехника и связь» и смежным специальностям группы 05.13.00 «Информатика, вычислительная техника и управление».

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

Учредитель и издатель:

АО «Концерн «Созвездие»

Издание зарегистрировано
в Федеральной службе по надзору в сфере связи,
информационных технологий и массовых коммуникаций.
Свидетельство о регистрации
ПИ № ФС77-36740 от 1 июля 2009 г.

Подписной индекс
по Каталогу российской прессы
«Почта России» – 72972

Сайт в Интернете:
www.sozvezdie.su

Набор и верстка компьютерные
Формат 60×88 ⅛. Уч.-изд. л. – 11,6
Тираж 200 экз. Заказ № 92
Подписано в печать 7.08.2015 г.

© АО «Концерн «Созвездие», 2015

С О Д Е Р Ж А Н И Е

№ 3, 2015

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

О передаче информационных сообщений в ДКМ-диапазоне с использованием ЛЧМ-сигнала
Д.В. Бредихин, В.А. Валов, А.В. Львов ……..…… 5

Реализация крупномасштабного анализа сигналов с использованием модулярных отказоустойчивых технологий
Т.А. Гиш, И.А. Калмыков, А.В. Дунин, М.И. Калмыков, Г.В. Нехорошев ……..……. 11

Опасные виды комбинационных помех при полигармоническом воздействии на нелинейное устройство
Б.П. Крекотень……. 20

Оценка ослабления радиосигнала в полупроводящей воздушно-гранулированной среде
С.О. Николаева, Ю.Г. Пастернак, Е.Г. Анциферов…… 24

Фильтры с высокой входной мощностью для радиотехнических систем: фильтр на ПАВ на частоту 216 МГц
Т.В. Синицына, А.С. Багдасарян, С.Н. Кондратьев, В.И. Николаев, О.В. Машинин, Р.В. Егоров……..…… 28

Фильтры на поверхностных акустических волнах с высокой входной мощностью для радиотехнических систем связи: конструктивно-технологические особенности
Т.В. Синицына, А.С. Багдасарян, С.Н. Кондратьев, В.И. Николаев, О.В. Машинин …….. 40

Методика аналитической оценки достоверности идентификации объектов подсистемой прямой идентификации в условиях высокой их пространственной плотности
С.С. Ткаченко ……..……. 46

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Разработка алгоритмов метода фрактального сжатия и восстановления графической информации с реализацией стеганографической вместимости
А.В. Велигоша, Д.А. Велигоша ……..…….. 51

Алгоритм подготовки сигнала для обработки фрактальным методом сжатия
А.В. Велигоша, Д.А. Велигоша, В.Н. Верещагин, В.С. Немыкин, Ю.В. Белозерцев ……..…….. 56

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Компенсация частотно-зависимого дисбаланса в аналоговых квадратурных модуляторах
Л.И. Аверина, С.С. Лавлинский ……..…… 62

Автоматическое калибрование для имитационной модели и экспериментального образца адаптивной антенной решетки
Ю.Б. Нечаев, И.В. Пешков …… 70

Методика расчета помех дробности в фазо-цифровых синтезаторах частот
С.К. Романов, Н.М. Тихомиров, А.В. Леньшин……..…….. 83

Особенности формирования пространств состояний нелинейных систем фазовой автоподстройки в синтезаторах частот с тремя устойчивыми состояниями детектора
С.К. Романов, Н.М. Тихомиров, И.А. Марков, В.Н. Тихомиров…… 93

РАЗНОЕ

Специфика технико-экономического обоснования при оценке эксплуатационных характеристик авиационных и ракетно-космических систем
Г.В. Зибров, А.В. Попов, Р.В. Сахабудинов, С.В. Ионов ……..…….. 105

Методика определения коэффициента чувствительности экономической системы предприятия
Я.М. Бредихина, Е.В. Левицкая, А.Ю. Кузьмина, А.М. Прыгунков …….. 108

УДК 621.396.24

О ПЕРЕДАЧЕ ИНФОРМАЦИОННЫХ СООБЩЕНИЙ В ДКМ-ДИАПАЗОНЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЛЧМ-СИГНАЛА

Д.В. Бредихин, ведущий инженер, e-mail: polyot_knio72@mail.ru
В.А. Валов, к. ф.-м. н., доцент, начальник отделения, e-mail: polyot_knio72@mail.ru
А.В. Львов, старший инженер, e-mail: polyot_knio72@mail.ru
ФНПЦ ОАО «НПП «Полет»

На основе имитационного моделирования многолучевого декаметрового (ДКМ) радиоканала проведен сравнительный анализ двух типов манипуляции линейно-частотно-модулированного (ЛЧМ) сигнала – фазоразностной (ФРМ-2) и частотной (ЧТ) – для передачи коротких служебных информационных сообщений. Показано, что применение ФРМ-2 более предпочтительно, поскольку вероятность битовой ошибки существенно меньше, чем при ЧТ, при тех же отношениях сигнал/шум даже в условиях возмущенной ионосферы.

Ключевые слова: *ЛЧМ-сигнал, имитационная модель, частотная манипуляция, фазоразностная манипуляция, вероятность битовой ошибки.*

ON INFORMATION MESSAGES TRANSFER IN HF BAND USING LFM-SIGNAL

D.V. Bredikhin, leading engineer, e-mail: polyot_knio72@mail.ru
V.A. Valov, Ph.D. in Physics and Mathematics, associate professor, head of department, e-mail: polyot_knio72@mail.ru
A.V. Lvov, senior engineer, e-mail: polyot_knio72@mail.ru
FRPC OJSC «RPC «Polyot»

A comparative analysis of two types of linear frequency-modulated (LFM) signal modulations (differential phase-shift keying (DPSK-2) and frequency-shift keying (FSK)) used to transfer short service messages is presented on the basis of multipath HF radio channel simulation modeling. The application of DPSK-2 is more preferable as the bit error rate is significantly lower, than with FSK, at the same signal-to-noise ratios even in conditions of disturbed ionosphere.

Keywords: *LFM-signal, simulation model, frequency-shift keying, differential phase-shift keying, bit error rate.*

Одна из основных проблем организации надежной радиосвязи в ДКМ-диапазоне – нестационарность ионосферного канала, поэтому для эффективного использования частотного ресурса радиолиний необходимы постоянный мониторинг текущей ионосферной обстановки и контроль уровня загруженности канала помехами. Это особенно важно для связи с глобально перемещающимися объектами (самолетами, кораблями, далее – ГПО), которые за короткое время проходят много геофизических зон с различными условиями распространения ДКМ-волн.

Для организации бесперебойной ДКМ-радиосвязи между ГПО и наземными опорными радиоцентрами (ОпРЦ) необходимо организовать так называемый обратный канал, обеспечивающий передачу в реальном времени изменяющихся радиосвязных параметров от ГПО наземным ОпРЦ с целью координации их взаимодействия и выбора оптимальных условий радиосвязи.

Организовать обратный канал можно на основе использования ЛЧМ-сигнала, обладающего высокой помехозащищенностью за счет большой базы.

ЛЧМ-сигнал в последние два десятилетия широко применяется при наклонном зондировании ионосферы с целью определения ее параметров для контроля состояния ДКМ-радиоканалов. В США и странах НАТО активно используются специализированные станции наклонного зондирования – так называемые ЛЧМ-ионозонды.

По мнению авторов статьи, обратный канал может быть построен на основе передачи данных (коротких служебных сообщений) ЛЧМ-сигналом, тем или иным способом промодулированным во всем ДКМ-диапазоне (от 2 до 30 МГц).

Впервые возможность передачи служебных сообщений с использованием ЛЧМ-сигнала была продемонстрирована при испытаниях морской автоматической системы радиовызова ARCS [1]. Однако ни в самом патенте [1], ни в более поздних публикациях на эту тему не опи-

сана использованная при модуляции сигнально-кодовая конструкция.

В процессе анализа работы ряда ЛЧМ-ионозондов стран НАТО при изучении принятых ионограмм нами была выявлена передача коротких информационных сообщений. Сигнально-кодовая конструкция этих сообщений была расшифрована с помощью аппаратуры и программного обеспечения собственной разработки [2].

Целью настоящей работы является получение на основе методов имитационного моделирования сравнительной оценки вероятности битовой ошибки при различных отношениях сигнал/шум (ОСШ) для двух способов модуляции используемого для передачи служебных сообщений ЛЧМ-сигнала – частотной и фазоразностной манипуляций.

Имитационная модель

Имитационная модель, структурная схема которой приведена на рис. 1, представляет собой переключаемый источник (формирователь) частотно-манипулированных (ЧТ) с девиацией частоты 150 Гц и фазоразностно-манипулированных (ФРМ-2) сигналов с битовой скоростью 50 бод; формирующий КИХ фильтр; модель многолучевого ДКМ-радиоканала; генератор аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ), позволяющий изменять в процессе моделирования ОСШ на входе приемника; демодулятор и блок подсчета ошибок.

Модель ДКМ-радиоканала построена в соответствии с рекомендациями [3]. Структурная схема модели представлена на рис. 2.

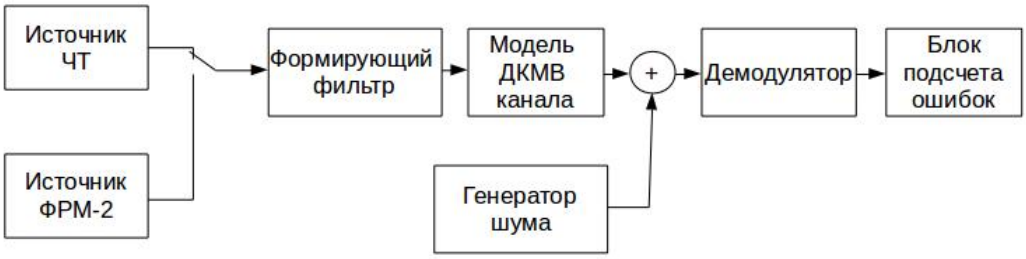


Рис. 1. Структурная схема имитационной модели

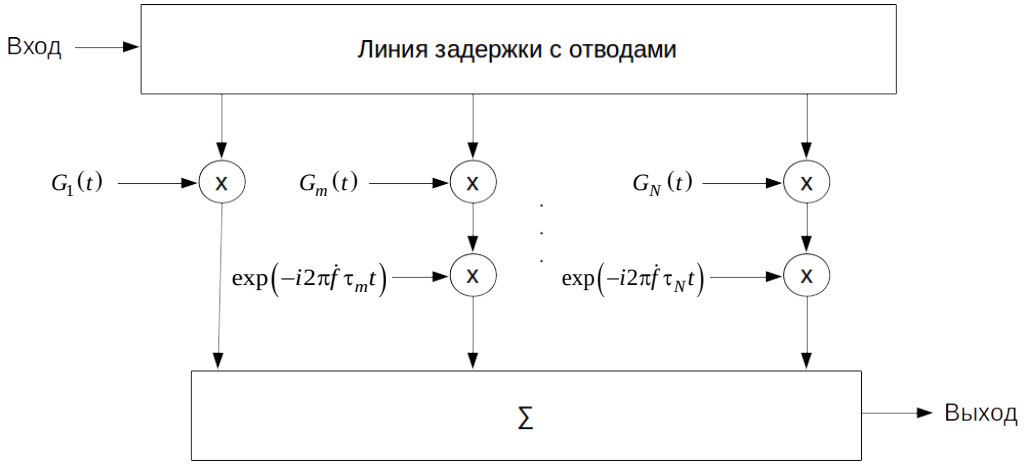


Рис. 2. Структурная схема модели ДКМ-канала

Сигнал со входа подается на линию задержки с отводами (в данной модели число отводов соответствует числу лучей и равно трем).

В каждом отводе задержанный сигнал модулируется по амплитуде и фазе случайным процессом $G_m(t)$ в соответствии с формулой

$$G_m(t) = \tilde{G}_m(t)\exp\left(i2\pi\nu_m t\right), \qquad (1)$$

где $\tilde{G}_m(t)$ – функция гауссовского случайного процесса, ν_m – сдвиг частоты (выбран равным нулю, что соответствует неподвижным передатчику и приемнику). Каждый луч подвергается сдвигу частоты на $\dot{f}\tau_m$, возникающему в результате отражения ЛЧМ-сигнала от различных слоев ионосферы.

Полученные сигналы суммируются и поступают на выход модели канала.

Модулирующий сигнал $G_m(t)$ имеет спектральную плотность мощности

$$f_m(\nu) = \frac{1}{\tilde{A}_m \sigma_m \sqrt{2\pi}} \exp\left[\frac{-(\nu - \nu_m)^2}{2\sigma_m^2}\right], \qquad (2)$$

где $\tilde{A}_m$ – амплитудные составляющие затухания, σ_m – доплеровское уширение частоты.

Параметры вышеописанного гауссовского случайного процесса и характерные времена задержки лучей приведены в [3] и для средних широт представлены в таблице.

Внешний вид пользовательского интерфейса имитационной модели приведен на рис. 3.

Таблица

Параметры ионосферы для средних широт

Условия распространения	Время задержки, мс	Доплеровское уширение частоты, Гц
Спокойная ионосфера	0,5	0,1
Умеренная ионосфера	1	0,5
Возмущенная ионосфера	2	1

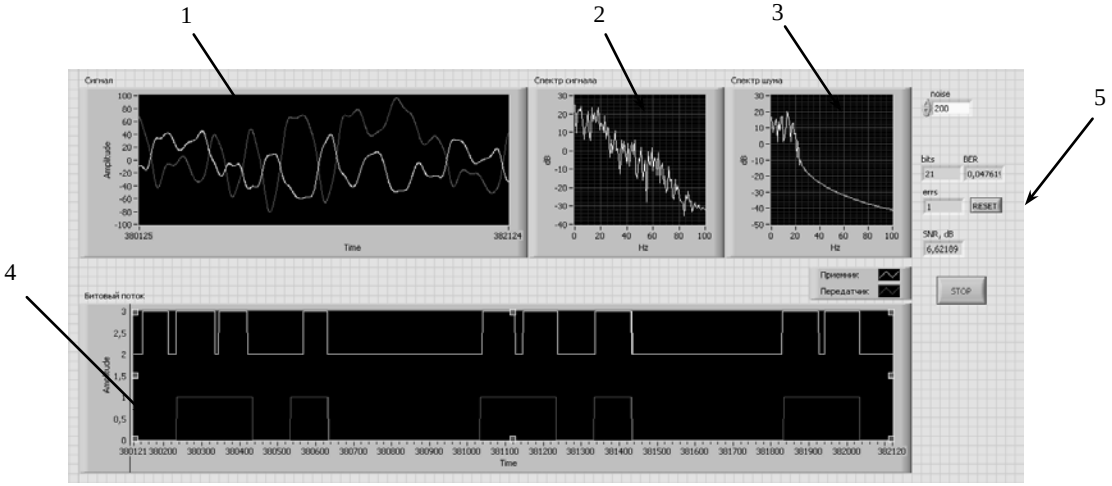


Рис. 3. Внешний вид пользовательского интерфейса имитационной модели

Модель позволяет контролировать осциллограммы 1 принимаемого сигнала в виде квадратур, спектр принимаемого сигнала 2 и аддитивного шума 3, а также передаваемый и принимаемый битовые потоки 4. Кроме того, производится автоматический подсчет числа переданных бит и числа возникших ошибок 5 при различных ОСШ на входе приемника (демодулятора).

Проведем сравнительный анализ двух типов модуляции ЛЧМ-сигнала (ЧТ и ФРМ-2) для передачи коротких служебных информационных сообщений в различных условиях распространения радиоволн при наличии помех.

Частотно-манипулированный сигнал (ЧТ)

Представим ЧТ-сигнал, передаваемый ЛЧМ-передатчиком, в виде комплексной огибающей

$$S_0(t) = e^{i2\pi F dt}, \qquad (3)$$

где F – девиация частоты ЧТ-сигнала; d – информационный символ, принимающий значения $\{-1; 1\}$.

В передатчике данный сигнал переносится на высокую частоту, линейно меняющуюся во времени. После прохождения через ионосферный канал за счет наличия лучей, отраженных от разных слоев ионосферы, сигнал в приемнике принимает следующий вид:

$$S(t) = A_1 S_0(t) G_1(t) + \\ + \sum_{m=2}^{N} A_m S_0(t - \tau_m) \cdot e^{-i2\pi \cdot \dot{f} \tau_m \cdot t} G_m(t) + n(t), \qquad (4)$$

где A_m – амплитудный множитель для m-го луча

($1 \le m \le N$); $G_m(t)$ – комплексный случайный процесс с гауссовским спектром мощности, имитирующий доплеровское уширение лучей; $\dot{f}$ – скорость изменения частоты ЛЧМ-сигнала; τ_m – задержка m-го луча относительно первого; $n(t)$ – АБГШ; N – число лучей.

Из анализа формулы (4) следует, что из-за временно́й задержки между лучами возникает наложение спектра одного луча на смещенный спектр другого, что приводит к увеличению вероятности битовой ошибки. Кроме того, для минимизации данного эффекта необходимо устанавливать достаточно большую девиацию частоты передаваемого сигнала, что приведет к визуальному размытию принимаемой дальностно-частотной характеристики (ионограммы).

Фазоразностно-манипулированный сигнал (ФРМ-2)

В качестве фазоразностно-манипулированного сигнала используем ФРМ-2 [4], инвариантный к сдвигу частоты гетеродинов приемника и передатчика.

Сигнал ФРМ-2, комплексная огибающая которого представлена формулой

$$S_0^{/}(t) = e^{i\pi \cdot dt/2}, \qquad (5)$$

а вид принимаемого приемником сигнала представлен формулой

$$S(t) = A_1 S_0^{/}(t) G_1(t) + \sum_{m=2}^{N} A_m S_0^{/}(t-\tau_m) \cdot e^{-i2\pi \cdot \dot{f} \tau_m \cdot t} G_m(t) + n(t), \qquad (6)$$

занимает более узкую полосу частот, чем ЧТ-сигнал.

Кроме того, задержанные лучи в спектре принимаемого сигнала разносятся по частоте, как видно из (6), увеличивая ОСШ в полосе принимаемого сигнала, что приводит к уменьшению вероятности битовой ошибки, причем разнос по частоте прямо пропорционален величине задержек между лучами.

Методика и результаты имитационного моделирования

Методика имитационного моделирования заключается в варьировании амплитуды АБГШ, вычислении получаемого ОСШ на входе приемника и получении вероятности битовой ошибки.

Моделирование было проведено для трех различных условий распространения радиоволн в соответствии с таблицей и двух типов манипуляции – ЧТ и ФРМ-2. Цель моделирования – выявление негативного влияния многолучевого распространения радиоволн на работу демодулятора.

Полученные в результате моделирования зависимости вероятности битовой ошибки от ОСШ на входе приемника для ЧТ-сигнала приведены на рис. 4, для ФРМ-2 сигнала – на рис. 5.

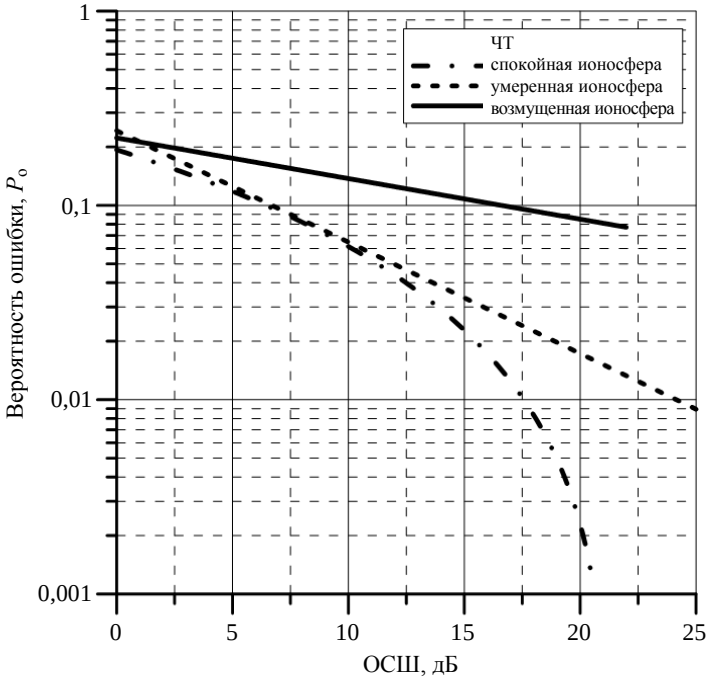


Рис. 4. Зависимость вероятности битовой ошибки от ОСШ для ЧТ

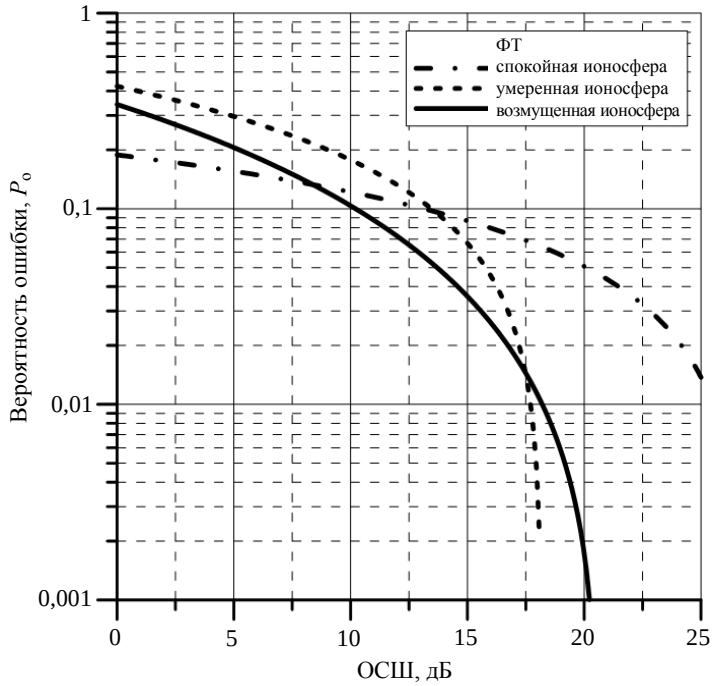


Рис. 5. Зависимость вероятности битовой ошибки от ОСШ для ФРМ-2

Установлено, что использование сигнала с частотной манипуляцией при возмущенной ионосфере (с большими временами задержки между лучами) нецелесообразно, поскольку даже при вероятности ошибки порядка 0,1 требуется значение ОСШ ≥ 20 дБ.

Для спокойной ионосферы результаты использования ЧТ-сигнала значительно лучше (вероятность ошибки порядка 0,01 может быть достигнута уже при ОСШ, равном 17 дБ).

ФРМ-2 сигнал, напротив, показывает лучшие результаты при возмущенной ионосфере (вероятность ошибки порядка 0,01 при ОСШ, равном 17 дБ) и несколько худшие – при спокойной (вероятность ошибки порядка 0,06 при ОСШ, равном 17 дБ), что согласуется со сравнительным анализом данных типов модуляции, приведенным выше.

Однако следует заметить, что приведенные на рис. 4, 5 значения ОСШ являются усредненными по времени за сеанс связи и в реальности, в связи с замираниями в ионосферном канале, изменяются в широких пределах; соответственно изменяется и вероятность битовой ошибки. Характерный вид зависимости эмпирической плотности вероятности ОСШ на входе приемника для случая умеренной ионосферы в виде гистограммы приведен на рис. 6. Из приведенной гистограммы видно, что ОСШ изменяется в достаточно широких пределах, что позволяет при использовании избыточного кодирования и перемежения достичь требуемой на практике надежности связи.

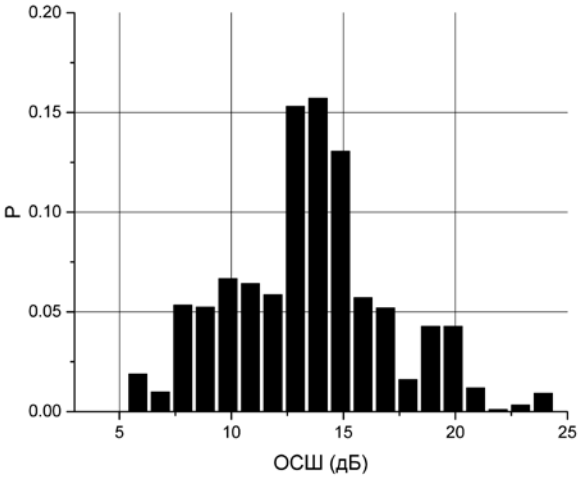


Рис. 6. Гистограмма ОСШ на входе приемника

Выводы

Проведенные исследования показали возможность достижения вероятности битовой ошибки порядка 10^{-2} при среднем отношении сигнал/шум порядка 15–17 дБ при любых условиях распространения радиоволн ДКМ-диапазона, что позволяет применять ЛЧМ-сигнал для передачи коротких сообщений. Сле-

дует заметить, что данная вероятность битовой ошибки соответствует передаче данных без избыточного кодирования и перемежения. При выборе типов избыточного кодирования и перемежения, соответствующих параметрам канала, возможно создание линии связи с требуемыми на практике показателями надежности. Выявлено преимущество сигнала ФРМ-2 перед ЧТ-сигналом в условиях умеренной и возмущенной ионосферы, что объясняется разносом по частоте задержанных лучей в спектре принимаемого сигнала и наложением спектра одного луча на смещенный спектр другого в случае ЧТ-сигнала, занимающего более широкую полосу, чем сигнал ФРМ-2. Кроме того, сигнал ФРМ-2 за счет своей более узкой полосы вызывает меньшее визуальное искажение (размытие) принимаемой ионограммы.

Для проверки результатов имитационного моделирования и разработки рекомендаций по применению избыточного кодирования в целях повышения надежности передачи информационных сообщений ЛЧМ-сигналом в дальнейшем планируется проведение экспериментальных исследований на различных типах трасс.

Литература

1. Pat. 5943629, USA, Method and apparatus for real-time ionospheric mapping and dynamic forecasting, 1999, august 24.

2. *Валов В.А., Бредихин Д.В., Макаров А.В., Стародубровский А.С.* Методика приема и анализа информационных сообщений, передаваемых в ЛЧМ-ионозонде // Системы и средства связи, телевидения и радиовещания. 2012. № 1, 2. С. 102–104.

3. Recommendation ITU-R F.1487. Testing of HF modems with bandwidths of up to about 12 kHz using ionospheric channel simulators, 2000.

4. *Окунев Ю.Б.* Цифровая передача информации фазоманипулированными сигналами. М.: Радио и связь, 1991.

Статья поступила в редакцию 7 мая 2015 года

УДК 681.3

РЕАЛИЗАЦИЯ КРУПНОМАСШТАБНОГО АНАЛИЗА СИГНАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МОДУЛЯРНЫХ ОТКАЗОУСТОЙЧИВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

Т.А. Гиш, аспирант, e-mail: gtanya09@mail.ru
И.А. Калмыков, д.т.н., профессор, e-mail: kia762@yandex.ru
А.В. Дунин, аспирант, e-mail: dav_26rus@mail.ru
М.И. Калмыков, студент, e-mail: zik@ncstu.ru
Северо-Кавказский федеральный университет

Г.В. Нехорошев, зам. ген. директора, ОАО «ВНИИ «Вега», e-mail: box@vega.techno-r.ru

Целью исследований является повышение отказоустойчивости спецпроцессоров, реализующих алгоритмы крупномасштабного анализа сигналов. Использование модулярных непозиционных кодов позволяет не только повысить скорость и точность цифровой обработки сигналов (ЦОС), но и обеспечить отказоустойчивость специализированным вычислительным устройствам ЦОС. Для обнаружения и коррекции ошибок, которые могут возникать в процессе функционирования спецпроцессора ЦОС из-за сбоев и отказа оборудования, был разработан алгоритм вычислений позиционной характеристики.

Ключевые слова: *дискретное вейвлет-преобразование сигнала, система остаточных классов, полиномиальная система классов вычетов, коррекция ошибки, позиционные характеристики.*

LARGE-SCALE SIGNAL ANALYSIS REALIZATION USING MODULAR FAULT-TOLERANT TECHNOLOGIES

T.A. Gish, postgraduate, e-mail: gtanya09@mail.ru
I.A. Kalmykov, D.D. in Engineering Sciences, professor, e-mail: kia762@yandex.ru
A.V. Dunin, graduate, e-mail: dav_26rus@mail.ru
M.I. Kalmykov, student, e-mail: zik@ncstu.ru
North-Caucasus State University

G.V. Nekhoroshev, deputy general director, JSC «Voronezh R&D Institute «Vega», e-mail: box@vega.techno-r.ru

The purpose of the research is to increase the resiliency of special processors implementing the algorithms for a large-scale signals analysis. The use of modular nonpositional codes allows not only to improve the speed and accuracy of digital signal processing (DSP), but also to provide fault tolerance for DSP specialized computing devices. An algorithm for calculating positional characteristics is developed for the detection and correction of the errors that might occur due to faults and equipment failure during the operation of a DSP special processor.

Keywords: *discrete wavelet transform of a signal, the residual classes system, polynomial system of residue classes, error correction, positional characteristics.*

Ускорение процесса информатизации современного общества, а также прогресс в области вычислительной техники способствовали расширению сфер применения методов цифровой обработки сигналов. Для обеспечения реального масштаба времени первичной и вторичной обработки принимаемого сигнала предлагается использовать алгебраические структуры, обладающие свойством кольца и поля, в частности непозиционные модулярные коды (МК).

В настоящее время при выполнении цифровой обработки сигналов часто стали использоваться методы и алгоритмы крупномасштабного анализа. Применение модулярной арифметики позволяет повысить эффективность дискретных вейвлет-преобразований сигналов, обеспечивая их высокую точность и скорость. Однако в процессе функционирования спецпроцессоров (СП), реализующих крупномасштабный анализ сигналов, могут произойти отказы и сбои, приводящие к получению некорректного результата. Поэтому данные вычислительные устройства должны обладать свойством отказоустойчивости. Следовательно, разработка метода целочисленного крупномасштабного анализа сигналов, способного корректировать ошибки, которые возникают в процессе вычислений, за счет использования избыточных модулярных кодов, является актуальной задачей.

Постановка задачи исследования

1.1. Анализ основных областей применения модулярных технологий

В настоящее время непозиционные модулярные коды нашли широкое применение во

многих сферах. При этом каждая область применения предъявляет свои требования к особенностям использования МК. Все множество практических реализаций модулярной арифметики можно разделить на несколько групп.

Первой областью, где наиболее наглядно проявляются достоинства непозиционных модулярных кодов, является цифровая обработка сигналов. Это обусловлено тем, что МК позволяют обеспечить реальный масштаб времени за счет распараллеливания вычислений по основаниям системы. В работах [1, 2] показана возможность применения системы остаточных классов (СОК) при выполнении ортогональных преобразований сигналов. В этом случае реализация дискретного преобразования Фурье будет определяться как

$$X(k) \bmod p_j = \left| \sum_{l=0}^{N-1} \left| x(l) \right|_{p_j}^{+} \left| W^{lk} \right|_{p_j}^{+} \right|_{p_j}^{+}, \quad (1)$$

где W^{lk} – поворачивающий коэффициент; $j = 1,2,\ldots, n$; n – количество оснований СОК, определяющих точность вычислений; $k = 0, 1, 2, \ldots, N-1$; $N = 2^v$.

Следует отметь, что система остаточных классов позволяет эффективно реализовать и алгоритмы быстрого преобразования Фурье [3]. В этом случае параллельно-конвейерная организация вычисления быстрого преобразования Фурье (БПФ) определяется как

$$X(k) \bmod p_j = \left(\left(\sum_{n=0}^{N/2-1} x_{v-1,0}(n) W_N^{2nk} \right) \bmod p_j + \left(\sum_{n=0}^{N/2-1} x_{v-1,1}(n) W_N^{2(n+1)k} \right) \bmod p_j \right) \bmod p_j, \quad (2)$$

где $x_{v-1,0}(n) = x(2nT)$, $x_{v-1,1}(n) = x\big((2n+1)T\big)$ – соответственно последовательность с четными и нечетными номерами; $W_N^2 = e^{-\frac{2\pi}{N/2}}$.

В работе [4] представлен алгоритм вторичной обработки навигационных данных, позволяющий снизить погрешность позиционирования за счет многократного измерения псевдодальности в условиях наличия локальной области повышенной ионизации в выбранном рабочем созвездии спутников. Для обеспечения вторичной обработки сигналов в реальном масштабе времени предлагается использовать параллельные вычисления в СОК. Применение кода СОК позволяет увеличить количество измерений, что приводит к снижению погрешности определения пространственно-временных координат потребителя.

Для обеспечения высокой точности выполнения алгоритмов ЦОС в работах [5–7] предлагается использовать полиномиальную систему классов вычетов (ПСКВ). В данной системе вместо взаимно простых чисел используются неприводимые полиномы. В этом случае ортогональные преобразования сигналов можно реализовать в кольце полиномов $P(z) = P_1(z) + P_2(z) + \ldots + P_n(z)$ согласно равенству

$$X(l) \bmod p_j(z) = \left(\sum_{i=0}^{d-1} x(i) \bmod p_j(z) \beta_j^{il} \right) \bmod p_j(z), \quad (3)$$

где $P_j(z)$ – локальное кольцо полиномов, образованное неприводимым многочленом $p_j(z)$ над полем $GF(p)$; $j = 1, \ldots, n$; $\beta_j(z)$ – первообразный элемент порядка d для кольца $P_j(z)$.

При этом снижение погрешности выполнения ортогональных преобразований сигналов обусловлено применением целочисленных алгебраических систем, обладающих свойством кольца и поля.

Основу второго направления составляют алгоритмы и методы криптографической защиты информации от несанкционированного доступа (НСД). При этом в качестве базы могут быть использованы как система остаточных классов, так и полиномиальная система классов вычетов. В работе [8] показана возможность применения искусственных нейронных сетей и СОК в криптографии. Полиномиальная система классов вычетов также применяется при разработке нелинейных алгоритмов шифрования [9, 10]. Использование ПСКВ позволяет эффективно реализовать совокупность аддитивных и мультипликативных операций при криптографической защите большого потока данных.

Следует отметить возможность использования непозиционных алгебраических систем при разработке псевдослучайных функций (ПСФ) повышенной эффективности. В работе [11] представлен алгоритм вычисления такой ПСФ, реализованной в конечном поле Галуа. Обладая криптографической стойкостью, сравнимой со сложностью решения λ-DDH проблемы, такая ПСФ нашла широкое применение в электронных коммерческих системах [12, 13]. В работах [14, 15] показана целесообразность реализации ПСФ в

системе определения «свой–чужой» для системы спутниковой связи комплекса дистанционного управления экологически опасными технологиями. Применение такой ПСФ позволяет обеспечить высокую имитостойкость запросно-ответной системы опознавания статуса спутника.

Рассматривая области применения непозиционных модулярных кодов, нельзя не отметить их корректирующие способности. В основу третьего направления можно положить методы и алгоритмы обеспечения отказоустойчивости специализированных вычислительных устройств. Введение дополнительных избыточных оснований позволяет осуществлять поиск и коррекцию ошибок, возникающих в процессе функционирования спецпроцессоров из-за сбоев и отказов. В работах [16–20] представлены алгоритмы и их схемные реализации, позволяющие исправлять ошибки с помощью непозиционных модулярных кодов.

1.2. Реализация дискретного вейвлет-преобразования Хаара

В последнее время начинает складываться новое направление применения непозиционных кодов. Оно связано с проведением крупномасштабного анализа сигналов в конечном поле *GF* (*p*). Дискретные вейвлет-преобразования (ДВП) сигналов предназначены для вычисления частотно-временных характеристик сигналов, обеспечивая при этом меньшие погрешности. Одним из наиболее распространенных ДВП является вейвлет-преобразование Хаара, которое в матричной форме имеет вид

$$\mathbf{T} = \mathbf{HFH}^{T}, \tag{4}$$

где **F** – матрица сигнала; **H** – матрица преобразования; **T** – результат крупномасштабного анализа сигнала.

В качестве недостатка данного ДВП можно отметить, что базисные функции Хаара $h_k(z)$ при определенных размерах выборки N представляют собой иррациональные числа. Так, при выполнении ДВП Хаара, имеющего вектор отсчетов, содержащий 8 точек, матрица будет представлена как

$$H_8 = \frac{1}{\sqrt{8}}\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ \sqrt{2} & \sqrt{2} & -\sqrt{2} & -\sqrt{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sqrt{2} & \sqrt{2} & -\sqrt{2} & -\sqrt{2} \\ 2 & -2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & -2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & -2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & -2 \end{bmatrix}. \tag{5}$$

Если использовать конечное поле Галуа *GF* (*p*) с характеристикой, отличной от двух, то есть при условии $p \neq 2$, то в таком поле будет содержаться элемент, равный $\sqrt{2} \bmod p$. Следовательно, существует возможность целочисленного вычисления ДВП Хаара. Такой подход позволит снизить до минимума погрешность округления, которое необходимо выполнять при использовании матрицы (5) для крупномасштабного анализа с использованием ДВП Хаара.

Рассмотрим конечное поле Галуа *GF* (17). Выбор характеристики $p = 17$ определялся из выполнения условия, согласно которому $\sqrt{2} \equiv 6 \bmod 17$. Тогда справедливо

$$H_8 = \frac{1}{\sqrt{8}}\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ \sqrt{2} & \sqrt{2} & -\sqrt{2} & -\sqrt{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sqrt{2} & \sqrt{2} & -\sqrt{2} & -\sqrt{2} \\ 2 & -2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & -2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & -2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & -2 \end{bmatrix} = 10\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 16 & 16 & 16 & 16 \\ 6 & 6 & 11 & 11 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 6 & 6 & 11 & 11 \\ 2 & 15 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & 15 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & 15 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & 15 \end{bmatrix}. \tag{6}$$

Очевидно, что для полученной целочисленной матрицы дискретного вейвлет-преобразования Хаара соблюдаются требования

$$\sum_{i=0}^{N-1} h_{ij}(z) \equiv 0 \bmod p;\ \sum_{i=0}^{N-1} h_{ij}^2(z) \equiv 1 \bmod p;$$

$$\sum_{i=0}^{N-1} h_{ij}(z) h_{ab}(z) \equiv 0 \bmod p, \qquad (7)$$

где $\forall\, i \neq a$ или $j \neq b$.

С целью уменьшения количества операций умножения проведем нормализацию матрицы Хаара. Получаем

$$W(i) = H_8^{\text{норм}} X(i) = \begin{bmatrix} 10 & 10 & 10 & 10 & 10 & 10 & 10 & 10 \\ 10 & 10 & 10 & 10 & 7 & 7 & 7 & 7 \\ 9 & 9 & 8 & 8 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 9 & 9 & 8 & 8 \\ 3 & 14 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3 & 14 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & 14 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & 14 \end{bmatrix}. \qquad (8)$$

Задана 8-точечная входная последовательность $X(i) = [0, 1, 2, 3, 4, 0, 1, 1]$. Вычислим ДВП Хаара в конечном поле *GF* (17). При проведении крупномасштабного анализа используем нормализованную матрицу Хаара (8). Тогда имеем

$$W(i) = H_8^{\text{норм}} x(i) = \begin{bmatrix} 10 & 10 & 10 & 10 & 10 & 10 & 10 & 10 \\ 10 & 10 & 10 & 10 & 7 & 7 & 7 & 7 \\ 9 & 9 & 8 & 8 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 9 & 9 & 8 & 8 \\ 3 & 14 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3 & 14 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & 14 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & 14 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 15 \\ 1 \\ 14 \\ 14 \\ 12 \\ 0 \end{bmatrix}. \qquad (9)$$

В этом случае аппроксимирующий коэффициент ДВП Хаара равен

$$W_\phi(0,0) = \sum_{i=0}^{7} x(i)\phi_{00}(i) = |10 \cdot 0 + 10 \cdot 1 + 10 \cdot 2 +$$

$$+10 \cdot 3 + 10 \cdot 4 + 10 \cdot 0 + 10 \cdot 1 + 10 \cdot 1|_{17}^{+} = |120|_{17}^{+} = 1.$$

Остальные детализирующие коэффициенты ДВП Хаара вычисляются аналогичным образом. В результате выполнения ДВП Хаара в конечном поле *GF*(17) получаем *W*(*i*) = [1, 0, 15, 1, 14, 14, 12, 0]. Используя эти результаты, можно представить исходную последовательность в базисе ДВП Хаара:

$$X(nT) = \left(1\phi_{0,0} + 0\psi_{1,0} + 15\psi_{2,0} + 1\psi_{2,1} + \right.$$

$$\left. +14\psi_{4,0} + 14\psi_{4,3} + 12\psi_{4,2} + 0\psi_{4,1}\right) \bmod 17. \quad (10)$$

Таким образом, выражение (10) можно представить в виде

$$x(nT) = \underbrace{\underbrace{\underbrace{1\varphi_{0,0}}_{V_0} + \underbrace{0\psi_{1,0}}_{W_0}}_{V_1 = V_0 \oplus W_0} + \underbrace{15\psi_{2,0} + 1\psi_{2,1}}_{W_1}}_{V_2 = V_1 \oplus W_1} + \underbrace{14\psi_{4,0} + 14\psi_{4,3} + 12\psi_{4,2} + 0\psi_{4,1}}_{W_2}. \qquad (11)$$

$$V_3 = V_2 \oplus W_2$$

Для ортогональных преобразований сигналов справедливо свойство обратимости преобразования. Проверим, имеется ли свойство обратимости у дискретного вейвлет-преобразования Хаара. Произведем транспонирование матрицы Хаара, а затем проведем восстановление исходного сигнала. Получаем равенство

$$X(i) = H_8^T W(i) = \begin{bmatrix} 10 & 10 & 9 & 0 & 3 & 0 & 0 & 0 \\ 10 & 10 & 9 & 0 & 14 & 0 & 0 & 0 \\ 10 & 10 & 8 & 0 & 0 & 3 & 0 & 0 \\ 10 & 10 & 8 & 0 & 0 & 14 & 0 & 0 \\ 10 & 7 & 0 & 9 & 0 & 0 & 3 & 0 \\ 10 & 7 & 0 & 9 & 0 & 0 & 14 & 0 \\ 10 & 7 & 0 & 8 & 0 & 0 & 0 & 3 \\ 10 & 7 & 0 & 8 & 0 & 0 & 0 & 14 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} W_a(0,0) \\ W_d(1,0) \\ W_d(2,0) \\ W_d(2,1) \\ W_d(4,0) \\ W_d(4,3) \\ W_d(4,2) \\ W_d(4,1) \end{bmatrix} \bmod 17 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (12)$$

Для увеличения точности обрабатываемых данных можно перейти от одномерной обработки сигналов к многомерной, используя изоморфизм, порожденный китайской теоремой об остатках. Если в качестве оснований системы остаточных классов выбрать соответствующие характеристики конечных полей *GF* (*p*), то ДВП Хаара можно представить в виде системы равенств

$$\begin{cases} |W(i)|_{p_1}^{+} = \left| |H_N|_{p_1}^{+} |x(i)|_{p_1}^{+} \right|_{p_1}^{+} \\ \vdots \\ |W(i)|_{p_k}^{+} = \left| |H_N|_{p_k}^{+} |x(i)|_{p_k}^{+} \right|_{p_k}^{+}, \end{cases} \quad (13)$$

где $p_1, p_2, ..., p_k$ – характеристики конечных полей Галуа.

Одномерная и многомерная обработка сигналов с математической точки зрения эквивалентны. Однако с точки зрения простоты аппаратурной реализации они совершенно различны. В работах [2, 3, 6, 7] представлены результаты реализации ортогональных преобразований сигналов в кольце полиномов, которые выступают в качестве оснований полиномиального модулярного кода. Проведенные исследования показали целесообразность перехода к многомерной обработке сигналов. Таким образом, определяя количество оснований и их значения, можно задать требуемую точность выполняемых ДВП Хаара, сведя при этом к нулю погрешность вычислений. Обработка малоразрядных остатков по параллельным вычислительным трактам, определяемым основаниями СОК, способствует повышению скорости вычислений. Если в качестве рабочих оснований системы остаточных классов выбрать числа $p_1 = 7$, $p_2 = 17$, $p_3 = 23$, $p_4 = 31$, то вычисление целочисленного ДВП Хаара будет проходить в диапазоне $P^* = 84847$, что соответствует обработке 16-разрядных данных. При этом разрядность данных, поступающих в вычислительные тракты системы остаточных классов, не превышает 5 двоичных разрядов. Данный пример наглядно показывает преимущество реализации целочисленного крупномасштабного анализа сигналов в системе остаточных классов как с точки зрения обеспечения минимальных погрешностей, так и с точки зрения обеспечения более высокой скорости вычисления ДВП Хаара. При этом выигрыш в производительности будет возрастать по мере увеличения разрядности обрабатываемого входного вектора сигнала.

Применение модулярных технологий позволяет не только получить высокоточный результат преобразований сигналов, но и обеспечить выполнение процедур поиска и коррекции ошибок, возникающих в процессе работы специализированных вычислительных устройств, реализующих ДВП Хаара.

1.3. Разработка алгоритма коррекции ошибок с помощью избыточной СОК

Если осуществить подбор соответствующих характеристик конечного поля, которые могут выступить в виде оснований модулярного кода, то ДВП Хаара можно вычислить в СОК. При этом данный код позволяет осуществить коррекцию однократных ошибок. Для этого выбираются два избыточных основания системы остаточных классов p_{k+1} и p_{k+2}, которые должны удовлетворять условию

$$p_k p_{k-1} < p_{k+1} p_{k+2}, \quad (14)$$

где k – количество рабочих оснований.

Код системы остаточных классов считается разрешенным, если он принадлежит рабочему диапазону системы

$$P^* = \prod_{i=1}^{k} p_i. \qquad (15)$$

При этом ошибкой считается преобразование правильной комбинации системы остаточных классов $A = (b_1, b_2, \ldots, b_{k+2})$ в комбинацию $\tilde{A} = (b_1, \ldots, \tilde{b}_i, \ldots, b_{k+2})$, где $b_i \equiv A \bmod p_i$, $\tilde{b}_i = b_i + \Delta b_i$ – искаженный остаток СОК, Δb_i – глубина ошибки, которая осуществляет перевод искаженного числа за пределы рабочего диапазона. Поэтому для коррекции ошибки в кодах системы остаточных классов используют позиционные характеристики (ПХ). Особое место среди позиционных характеристик занимает интервальный номер, который определяется как

$$l_{\text{инт}} = \left[A / P^* \right]. \qquad (16)$$

Если число, представленное в СОК, принадлежит рабочему диапазону, то значение интервального номера равно нулю, т.е. $l = 0$. При возникновении ошибки число A не будет принадлежать рабочему диапазону.

Так как операция деления относится к немодульным, то ее сводят к совокупности модульных операций. Воспользуемся китайской теоремой об остатках (КТО), с помощью которой осуществляется обратный перевод из кода системы остаточных классов в позиционную систему счисления (ПСС). Тогда имеем равенство

$$A = b_1 B_1 + b_2 B_2 + \ldots + b_{k+2} B_{k+2} \bmod P = \sum_{i=1}^{k+2} b_i B_i \bmod P, \qquad (17)$$

где $P = \prod_{i=k+1}^{k+2} p_i$ – полный диапазон упорядоченной избыточной системы остаточных классов.

В основу данного алгоритма положено свойство подобия ортогональных базисов полной и безызбыточной системы остаточных классов. Тогда справедливо

$$B_i^* \equiv B_i \bmod P^*, \qquad (18)$$

где B_i^* – ортогональные базисы безызбыточной СОК; B_i – ортогональные базисы полной СОК.

Тогда, используя равенство (17), получаем выражение

$$B_i = \left\lfloor B_i \left(P^* \right)^{-1} \right\rfloor P^* + B_i^* = K_i P^* + B_j^*. \qquad (19)$$

Подставив последнее равенство в выражение (12), получаем следующий результат:

$$l = \left[\sum_{i=1}^{k+2} b_i \left(K_i P^* + B_i^* \right) + RP \left(P^* \right)^{-1} \right]. \qquad (20)$$

Здесь R – ранг полной системы оснований СОК; $P_{\text{конт}} = \prod_{i=k+1}^{k+2} p_i$ – составной модуль СОК.

Проведя упрощение выражения (20), имеем равенство

$$l = \left(\sum_{i=1}^{k+r} b_i K_i + \left[\sum_{j=1}^{k} \alpha_j B_j^* \left(P^* \right)^{-1} \right] + RP \left(P^* \right)^{-1} \right) \bmod P_{\text{конт}}. \qquad (21)$$

Основным недостатком данной схемной реализации является использование составного модуля $P_{\text{конт}}$. Решить первую проблему можно за счет перехода к многомерной обработке данных. Тогда выражение (20) примет вид

$$\begin{cases} l^{k+1} = \left(\sum_{i=1}^{k+r} b_i K_i + \left[\sum_{j=1}^{k} \alpha_j B_j^* \left(P^* \right)^{-1} \right] + RP \left(P^* \right)^{-1} \right) \bmod p_{k+1}, \\ l^{k+2} = \left(\sum_{i=1}^{k+r} b_i K_i + \left[\sum_{j=1}^{k} \alpha_j B_j^* \left(P^* \right)^{-1} \right] + RP \left(P^* \right)^{-1} \right) \bmod p_{k+2}. \end{cases} \qquad (22)$$

Рассмотрим пример вычисления позиционной характеристики *интервал*. Пусть задана упорядоченная СОК с рабочими основаниями $p_1 = 2$, $p_2 = 3$, $p_3 = 5$. В качестве контрольных оснований выберем два основания: $p_4 = 7$ и $p_5 = 11$. Тогда рабочий диапазон данной системы СОК будет равен $P_{\text{раб}} = 30$. При этом полный диапазон такой системы $P_{\text{полн}} = 2310$. В данной

полной системе основания ортогональные базисы равны

$$B_1 = m_1 p_2 p_3 p_4 p_5 = 1155;$$

$$B_2 = m_2 p_1 p_3 p_4 p_5 = 1540;$$

$$B_3 = m_3 p_1 p_2 p_4 p_5 = 1386;$$

$$B_4 = m_4 p_1 p_2 p_3 p_5 = 330;$$

$$B_5 = m_5 p_1 p_2 p_3 p_4 = 210.$$

При вычислении ортогональных базисов используется m_i – вес i-го ортогонального базиса, такой, что $B_i = m_i P(p_i)^{-1} \equiv 1 \bmod p_i$.

Представим ортогональные базисы кода СОК, согласно равенству (19), в следующем виде:

$$B_1 = 1155 = K_1 P_{\text{раб}} + B_1^* = 38 \cdot 30 + 15;$$

$$B_2 = 1540 = K_2 P_{\text{раб}} + B_2^* = 51 \cdot 30 + 10;$$

$$B_3 = 1386 = K_3 P_{\text{раб}} + B_3^* = 46 \cdot 30 + 6;$$

$$B_4 = 330 = K_4 P_{\text{раб}} = 11 \cdot 30;$$

$$B_5 = 210 = K_5 P_{\text{раб}} = 7 \cdot 30.$$

Для данной системы СОК значение $P_{\text{конт}} = 77$. Пусть имеется число $A = (0, 2, 2, 2, 2) = 2$. Вычислим значения ранга в безызбыточной СОК, определяемые основаниями $p_1 = 2$, $p_2 = 3$, $p_3 = 5$:

$$R^* = \left[\sum_{j=1}^{3} b_j B_j^* \left(P^* \right)^{-1} \right] =$$

$$= \left[(0 \cdot 15 + 2 \cdot 10 + 2 \cdot 6) 30^{-1} \right] = 1.$$

Тогда значение интервального номера для данной комбинации кода СОК будет равно

$$l = \left| \sum_{i=1}^{k+2} b_i K_i + R^* \right|_{P_{\text{конт}}}^{+} =$$

$$= \left| 0 \cdot 38 + 2 \cdot 51 + 2 \cdot 46 + 2 \cdot 11 + 2 \cdot 7 + 1 \right|_{77}^{+} = 0.$$

Так как интервал равен нулю, то данная комбинация СОК не содержит ошибки и относится к разрешенным комбинациям.

Пусть ошибка произошла по первому основанию и ее глубина равна $\Delta b_1 = 1$. Тогда модулярный код имеет вид $A^* = (1, 2, 2, 2, 2) = 1157$. Вычислим значение интервального номера для данного числа.

Вычислим значения ранга в безызбыточной СОК, определяемые основаниями $p_1 = 2$, $p_2 = 3$, $p_3 = 5$:

$$R^* = \left[\sum_{j=1}^{3} b_j B_j^* \left(P^* \right)^{-1} \right] =$$

$$= \left[(1 \cdot 15 + 2 \cdot 10 + 2 \cdot 6) 30^{-1} \right] = 1.$$

Тогда значение интервального номера для данной комбинации кода СОК будет равно

$$l = \left| \sum_{i=1}^{k+2} \alpha_i K_i + R^* \right|_{P_{\text{конт}}}^{+} =$$

$$= \left| 1 \cdot 38 + 2 \cdot 51 + 2 \cdot 46 + 2 \cdot 11 + 2 \cdot 7 + 1 \right|_{77}^{+} = 38.$$

Воспользуемся равенством (22) для вычисления позиционной характеристики числа $A = (0, 2, 2, 2, 2) = 2$.

$$\begin{cases} l_4 = \left| \sum_{i=1}^{k+2} b_i K_i + R^* \right|_{p_4}^{+} = \left| 0 \cdot 38 + 2 \cdot 51 + 2 \cdot 46 + 2 \cdot 11 + 2 \cdot 7 + 1 \right|_{7}^{+} = 0, \\ l_5 = \left| \sum_{i=1}^{k+2} b_i K_i + R^* \right|_{p_5}^{+} = \left| 0 \cdot 38 + 2 \cdot 51 + 2 \cdot 46 + 2 \cdot 11 + 2 \cdot 7 + 1 \right|_{11}^{+} = 0. \end{cases}$$

Так как интервал равен нулю, то данная комбинация СОК не содержит ошибки и относится к разрешенным.

Проведем вычисление позиционной характеристики, используя выражение (22), для ошибочного числа $A = (1, 2, 2, 2, 2)$:

$$\begin{cases} l_4 = \left| \sum_{i=1}^{k+2} b_i K_i + R^* \right|_{p_4}^{+} = \left| 1 \cdot 38 + 2 \cdot 51 + 2 \cdot 46 + 2 \cdot 11 + 2 \cdot 7 + 1 \right|_{7}^{+} = 3, \\ l_5 = \left| \sum_{i=1}^{k+2} b_i K_i + R^* \right|_{p_5}^{+} = \left| 1 \cdot 38 + 2 \cdot 51 + 2 \cdot 46 + 2 \cdot 11 + 2 \cdot 7 + 1 \right|_{11}^{+} = 5. \end{cases}$$

Полученный результат отличен от нуля. Это значит, что комбинация содержит ошибку. В этом случае для оснований $p_4 = 7$, $p_5 = 11$ полученный интервал, определяемый остатками $l = (3, 5)$, будет равен

$$l = l_4 B_4^{'} + l_5 B_5^{'} \bmod P_{\text{конт}} = 3 \cdot 22 + 5 \cdot 56 \bmod 77 = 38,$$

где $B_4^{'} = m_4 p_5 \equiv 1 \bmod p_4$ – ортогональный базис по контрольному основанию $p_4 = 7$; $B_5^{'} = m_5 p_4 \equiv 1 \bmod p_5$ – ортогональный базис по второму контрольному основанию $p_5 = 11$.

Заключение

Реализация дискретного вейвлет-преобразования в алгебраических системах, обладающих свойством кольца и поля, обеспечивает повышение точности вычислений при выполнении крупномасштабного анализа сигналов. Представленные в работе результаты показали, что применение модулярной арифметики позволило получить аппроксимирующие и детализирующие коэффициенты разложения дискретных сигналов, у которых погрешность вычислений полностью сведена к нулю. Кроме того, применение модулярных кодов позволяет повысить отказоустойчивость специализированных процессоров ДВП. В работе представлен алгоритм вычисления ПХ *интервал числа*, который характеризуется минимальными схемными и временными затратами на реализацию. Использование предложенных в работе модулярных технологий позволит разрабатывать отказоустойчивые спецпроцессоры, реализующие дискретное вейвлет-преобразование сигналов в реальном масштабе времени.

В качестве перспективы реализации модулярных технологий в ЦОС можно отметить следующее. Как показывает практика, при реализации крупномасштабного анализа сигналов широко применяются вейвлеты Добеши. Рассматриваемый в работе подход позволяет предположить, что использование непозиционных модулярных кодов позволит повысить точность и скорость реализации такого ДВП за счет перехода к целочисленным параллельным вычислениям.

Литература

1. *Bankas E.K., Gbolagade K.A.* A New Efficient FPGA Design of Residue-To-Binary Converter // International Journal of VLSI design & Communication Systems (VLSICS). December, 2013. V. 4, № 6.

2. *Kalmykov I.A., Katkov K.A., Naumenko D.O., Sarkisov A.B., Makarova A.V.* Parallel modular technologies in digital signal processing // Life Science Journal 2014; 11 (11s). Pp. 435–438. http://www.lifesciencesite.com.

3. *Калмыков И.А., Калмыков М.И.* Структурная организация параллельного спецпроцессора цифровой обработки сигналов, использующего модулярные коды // Теория и техника радиосвязи. 2014. № 2. С. 60–66.

4. *Katkov K.A., Kalmykov I.A.* Application of Parallel Technologies in Navigation Management under the Conditions of Artificial Ionospheric Disturbances // World Applied Sciences Journal. No. 26(1). Pp. 108–113.

5. *Калмыков И.А., Саркисов А.Б., Макарова А.В.* Технология цифровой обработки сигналов с использованием модулярного полиномиального кода // Известия ЮФУ. Технические науки. 2013. № 12 (149). С. 234–241.

6. *Гончаров П.С., Калмыков М.И., Степанова Е.П.* Непозиционный код класса вычетов в параллельных технологиях цифровой обработки сигналов // Успехи современного естествознания. РАЕ. 2014. № 3. С. 102–107. URL: www.rae.ru/use/?section= content&op=show_article&article_id=10002446.

7. *Гапочкин А.В., Клименко В.Д., Калмыков М.И.* Цифровая обработка сигналов с использованием непозиционных кодов // Современные наукоемкие технологии. 2014. № 10. С. 15–20. URL: www.rae.ru/snt/ ?section=content&op=show_article&article_id=10003324.

8. *Червяков Н.И., Евдокимов А.А., Галушкин А.И., Лавриненко И.Н., Лавриненко А.В.* Применение искусственных нейронных сетей и системы остаточных классов в криптографии. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2012. 280 с.

9. *Калмыков И.А., Стрекалов Ю.А., Щелкунова Ю.О., Кихтенко О.А., Барильская А.В.* Технология нелинейного шифрования данных в высокоскоростных сетях связи // Инфокоммуникационные технологии. 2010. Т. 8, № 2. С. 14–22.

10. *Калмыков И.А., Чипига А.Ф., Кихтенко О.А., Барильская А.В.* Криптографическая защита данных в информационных технологиях на базе непозиционных полиномиальных систем // Известия ЮФУ. Технические науки. 2009. Т. 100, № 11. С. 210–220.

11. *Калмыков И.А., Дагаева О.И.* Новые технологии защиты данных в электронных коммерческих системах на основе использования псевдослучайной функции // Известия Южного фед. ун-та. Технические науки. 2012. № 12 (137). С. 218–224.

12. *Калмыков И.А., Дагаева О.И., Науменко Д.В., Вельц О.В.* Системный подход к применению псевдослучайных функций в системах защиты информации // Известия Южного фед. ун-та. Технические науки. 2013. № 12 (149). С. 228–234.

13. *Зюзякин Г.И., Калмыков М.И., Петрова Е.В.* Математическая модель системы защиты информации, функционирующей в полиномиальной системе классов вычетов // Современные наукоемкие технологии. РАЕ. 2014. № 3. С. 128–131.

14. *Калмыков И.А., Вельц О.В., Калмыков М.И., Науменко Д.О.* Алгоритм имитозащиты для систем удаленного мониторинга и управления критическими

технологиями // Известия Южного федерального университета. Технические науки. 2014. № 2 (151). С. 181–187.

15. *Калмыков И.А., Пашинцев В.П., Калмыков М.И., Вельц О.В.* Методы защиты передаваемой информации для системы удаленного контроля и управления высокотехнологическими объектами // Вестн. Сев.-Кавказского фед. ун-та. 2014. № 4. С. 38–43.

16. *Стрижков Н.С., Калмыков М.И.* Алгоритм преобразования из модулярного кода в полиадическую систему основания для систем обнаружения и коррекции ошибок // Междунар. журнал экспериментального образования. РАЕ. 2014. № 3. С. 127–131. URL: www.rae.ru/meo/?section=content&op=show_article&article_id=4677.

17. *Стрижков Н.С., Калмыков М.И.* Увеличение корректирующих способностей модулярного полиномиального кода // Современные наукоемкие технологии. 2014. № 8. С. 40–44.

18. *Гапочкин А.В., Калмыков М.И., Васильев П.С.* Обнаружение и коррекция ошибки на основе вычисления интервального номера кода классов вычетов // Современные наукоёмкие технологии. 2014. № 6. С. 9–14. URL: www.rae.ru/snt/?section=content&op=show_article&article_id=10003249.

19. *Щелкунова Ю.О., Калмыков М.И., Гончаров П.С., Петрова Е.В.* Разработка методики построения процессора с деградируемой структурой // Успехи современного естествознания. РАЕ. 2014. № 3. С. 131–134. URL: www.rae.ru/use/?section=content&op=show_article&article_id=10002450.

20. *Велигоша А.В.* Использование интервального номера числа для обнаружения и коррекции ошибок в непозиционных цифровых фильтрах // Теория и техника радиосвязи. 2009. № 4. С. 79–83.

Статья поступила в редакцию 15 апреля 2015 года

УДК 621.372.061.3

ОПАСНЫЕ ВИДЫ КОМБИНАЦИОННЫХ ПОМЕХ ПРИ ПОЛИГАРМОНИЧЕСКОМ ВОЗДЕЙСТВИИ НА НЕЛИНЕЙНОЕ УСТРОЙСТВО

Б.П. Крекотень, к.т.н., в.н.с., АО «Концерн «Созвездие», e-mail: gs.krekoten@gmail.com

Доказана теорема, определяющая виды комбинационных помех, достоверно попадающих в полосу пропускания нелинейного устройства.

Ключевые слова: *полигармоническое воздействие, нелинейное устройство, комбинационная помеха.*

DANGEROUS TYPES OF MOIRE COMPONENTS UNDER POLYHARMONIC EFFECT ON A NONLINEAR DEVICE

B.P. Krekoten, Ph.D. in Engineering Sciences, leading research engineer, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: gs.krekoten@gmail.com

A theorem that defines the types of moire components significantly falling into the bandwidth of a nonlinear device is proved.

Keywords: *polyharmonic effect, nonlinear device, moire component.*

Несмотря на большое количество работ, посвященных анализу полигармонических воздействий на нелинейные устройства (анализу выходных спектров) [1–4], задача остаётся актуальной и в настоящее время, особенно для широкополосных приемных устройств анализа радиоэлектронной обстановки. Это объясняется возрастанием числа излучений радиосредств различного назначения, умышленных помех в условиях радиоэлектронной борьбы и расширением полос пропускания приемных устройств.

Воздействие нескольких гармонических сигналов с различными частотами (полигармоническое воздействие) на нелинейное устройство вызывает появление бесконечной совокупности комбинационных частот вида

$$|\pm a_1 f_1 \pm a_2 f_2 \pm \ldots \pm a_n f_n|,$$

где коэффициенты a_1, a_2,…,a_n принимают значения чисел натурального ряда или нулей, а $N = |a_1|+|a_2|+\ldots+|a_n|$ называют порядком комбинационной частоты [4]. Те из частот, которые попадают в полосу пропускания устройства, назовем комбинационными помехами. Наиболее опасными из них являются помехи низшего порядка, поскольку они имеют бо́льшую амплитуду [2], а также те, которые **достоверно** попадают в полосу пропускания устройства при любых значениях несущих частот входных сигналов.

В настоящей статье решается самостоятельная задача определения наиболее опасных видов комбинационных помех. Эта задача формулируется следующим образом. На нелинейное устройство с полосой пропускания $\Delta f = f_{макс} - f_{мин}$ воздействуют n узкополосных радиосигналов с априори неизвестными значениями несущих частот f_1, f_2, … f_n. Требуется определить наиболее опасные виды комбинационных помех $|\pm a_1 f_1 \pm a_2 f_2 \pm \ldots \pm a_n f_n|$, т.е. те виды, которые **достоверно** попадают в полосу пропускания Δf устройства. Вид комбинационной помехи будем задавать набором коэффициентов (a_1, a_2,…,a_n).

Математически задача ставится следующим образом. Представив значения несущих частот радиосигналов непрерывными случайными величинами ξ_1, ξ_2,…ξ_n, распределенными равновероятно на интервале [1, K_f], где $K_f = f_{макс}/f_{мин}$, требуется найти коэффициенты a_1, a_2, …, a_n, при которых выполняется условие $|\pm a_1\xi_1 \pm a_2\xi_2 \pm \ldots \pm a_n\xi_n| \in [1, K_f]$, т.е. определить вид комбинационной помехи (a_1, a_2,…,a_n).

Поскольку элементы множества {a_1, a_2, …, a_n} могут быть одинаковыми (повторяться), то вид комбинационной помехи (a_1, a_2,…,a_n) соответствует понятию кортежа, известному из комбинаторики [5]. Число элементов (компонентов) кортежа определяет его длину. Поэтому вид комбинационной помехи (a_1, a_2,…,a_n) будет представлять собой кортеж длины n, составленный из элементов множества {1, 2, 3, …}. Кортежи считаются эквивалентными, если они имеют одинаковый состав [5].

 ISSN 1995-7009

Условимся называть нечетным кортеж (a_1, a_2,…,a_n), который хотя бы для одного из множества эквивалентных ему кортежей обеспечивает выполнение условия

$$\left|\pm a_1\xi_1 \pm a_2\xi_2 \pm ... \pm a_n\xi_n\right| = \xi \in \left[\xi_{\min}, \xi_{\max}\right],$$

где $\xi_{\min}$, $\xi_{\max}$ – соответственно минимальная и максимальная из случайных величин ξ_1, ξ_2,…ξ_n в данной реализации.

Заметим, что нечетный кортеж обеспечивает появление хотя бы одной комбинационной помехи. По определению простейшим нечетным кортежем является кортеж (1) единичной длины.

Четным назовем кортеж (a_1, a_2,…,a_n), который хотя бы для одного из множества эквивалентных ему кортежей обеспечивает выполнение условия

$$\left|\pm a_1\xi_1 \pm a_2\xi_2 \pm ... \pm a_n\xi_n\right| = \Delta\xi \le \left(\xi_{\max} - \xi_{\min}\right).$$

Это означает, что четный кортеж обеспечивает приведение случайных величин ξ_1, ξ_2,…ξ_n к двум случайным величинам ξ и ξ', которые принадлежат интервалу [$\xi_{\min}$, $\xi_{\max}$] и разность между которыми меньше величины интервала ($\xi_{\max}$ – – $\xi_{\min}$). Простейшим четным кортежем является кортеж (1, 1) длины 2.

Применительно к решаемой нами задаче полезно установить некоторые свойства кортежей, проявляемые при объединении их компонент.

Лемма 1

Кортеж, компоненты которого могут быть объединены в два четных кортежа, является четным.

Доказательство

Пусть дан кортеж (a_1, a_2,…,a_n), составленный из двух четных кортежей (a_1, a_2,…,a_k) и (a_{k+1}, a_{k+2},…,a_n) длин k и $(n-k)$ соответственно. Положим, что случайные величины ξ_1, ξ_2,…ξ_n в данной реализации расположены в порядке возрастания. Тогда по определению четного кортежа имеем

$$\left|\pm a_1\xi_1 \pm a_2\xi_2 \pm ... \pm a_k\xi_k\right| \le \left(\xi_k - \xi_1\right),$$

$$\left|\pm a_{k+1}\xi_{k+1} \pm a_{k+2}\xi_{k+2} \pm ... \pm a_n\xi_n\right| \le \left(\xi_n - \xi_{k+1}\right).$$

Сложив почленно неравенства, получим

$$\left|\pm a_1\xi_1 \pm a_2\xi_2 \pm ... \pm a_k\xi_k\right| +$$
$$+ \left|\pm a_{k+1}\xi_{k+1} \pm a_{k+2}\xi_{k+2} \pm ... \pm a_n\xi_n\right| \le \left(\xi_n - \xi_1\right) -$$
$$- \left(\xi_{k+1} - \xi_k\right).$$

Поскольку разность ($\xi_{k+1} - \xi_k$) положительна (или равна нулю), а сумма абсолютных величин больше (или равна) абсолютной величины их суммы, получим

$$\left|\pm a_1\xi_1 \pm a_2\xi_2 \pm ... \pm a_n\xi_n\right| \le \left(\xi_n - \xi_1\right),$$

что является доказательством леммы.

Лемма 2

Кортеж, компоненты которого могут быть объединены в два нечетных кортежа, является четным.

Доказательство

Пусть дан кортеж (a_1, a_2,…,a_n) длины n, составленный из двух нечетных кортежей (a_1, a_2,…,a_k) и (a_{k+1}, a_{k+2},…,a_n) длин k и $(n-k)$ соответственно. Положим, что случайные величины ξ_1, ξ_2,…ξ_n в данной реализации расположены в порядке возрастания. Тогда в соответствии с определениями имеем

$$\left|\pm a_1\xi_1 \pm a_2\xi_2 \pm ... \pm a_k\xi_k\right| = \xi \in \left[\xi_1, \xi_k\right],$$

$$\left|\pm a_{k+1}\xi_{k+1} \pm a_{k+2}\xi_{k+2} \pm ... \pm a_n\xi_n\right| = \xi' \in \left[\xi_{k+1}\xi_n\right].$$

Вычтя из второго уравнения первое, получим

$$\left|\pm a_{k+1}\xi_{k+1} \pm a_{k+2}\xi_{k+2} \pm ... \pm a_n\xi_n\right| -$$
$$- \left|\pm a_1\xi_1 \pm a_2\xi_2 \pm ... \pm a_k\xi_k\right| = \left(\xi' - \xi\right).$$

Поскольку $\xi_n \ge \xi'$, $\xi_1 \le \xi$, а разность абсолютных величин меньше (или равна) абсолютной величины их суммы, получим

$$\left|\pm a_1\xi_1 \pm a_2\xi_2 \pm ... \pm a_n\xi_n\right| \le \left(\xi_n - \xi_1\right).$$

Лемма доказана.

Лемма 3

Кортеж, компоненты которого могут быть объединены в четный и нечетный кортежи, является нечетным.

Доказательство

Пусть дан кортеж (a_1, a_2,…,a_n) длины n, состоящий из нечетного кортежа (a_1, a_2,…,a_k) длины k и четного (a_{k+1}, a_{k+2},…,a_n) длины $(n-k)$.

Положим, что случайные величины ξ_1, ξ_2,…ξ_n в данной реализации расположены в порядке возрастания. Тогда по определению имеем

$$\left|\pm a_1\xi_1 \pm a_2\xi_2 \pm ... \pm a_k\xi_k\right| = \xi \in \left[\xi_1, \xi_k\right],$$

$$\left|\pm a_{k+1}\xi_{k+1} \pm a_{k+2}\xi_{k+2} \pm ... \pm a_n\xi_n\right| =$$
$$= \Delta\xi \le \left(\xi_n - \xi_{k+1}\right).$$

Сложим почленно уравнения. При этом учтем, что мы вправе выбрать такие знаки алгебраических сумм, чтобы обе суммы были положительными. Тогда знак равенства сохранится:

$$\left|\pm a_1\xi_1 \pm a_2\xi_2 \pm ... \pm a_n\xi_n\right| = \xi + \Delta\xi.$$

Остается показать, что $\xi + \Delta\xi = \xi' \in [\xi_1, \xi_n]$. Поскольку $\xi \geq \xi_1$, а $\Delta\xi > 0$, то $\xi' \geq \xi_1$. С другой стороны, $\xi \leq \xi_k$, $\xi_k \leq \xi_{k+1}$, а $\Delta\xi \leq \xi_n - \xi_{k+1}$; следовательно, $\xi' \leq \xi_n$. Таким образом, $\xi' \in [\xi_1, \xi_n]$, что является доказательством леммы.

Теорема

Кортеж, компоненты которого могут быть объединены в четные и нечетные кортежи, является четным при четном числе последних и нечетным в противном случае.

Доказательство

Обозначив четные кортежи символом A_i, а нечетные – символом B_i, расположим их в следующей последовательности: A_1, A_2, …, A_k; B_{k+1}, B_{k+2},…, B_n.

На основании леммы 1 получим $A_{1,2,...k}$,…, B_{k+1}, B_{k+2},…, B_n.

Если $(n-k)$ четно, то, объединяя нечетные кортежи попарно и применяя лемму 2, получим $A_{1,\,2,...k}$, $A_{k+1,\,k+2}$, $A_{k+3,k+4}$,…, $A_{n-1,n}$, что по лемме 1 дает четный кортеж $A_{1,\,2,...n}$.

Если $(n-k)$ нечетно, то, объединяя попарно слева нечетные кортежи, получим с учетом леммы 2 $A_{1,\,2,...k}$, $A_{k+1,\,k+2}$,…, $A_{n-2,\,n-1}$, B_n.

По лемме 1 будем иметь $A_{1,\,2,...,\,n-1}$, B_n, и по лемме 3 окончательно получим $B_{1,2,...n}$.

На основании доказанной теоремы могут быть найдены все основные наиболее опасные виды комбинационных помех низших порядков n сигналов с априори неизвестными несущими частотами, достоверно попадающие в полосу пропускания приемного устройства. В приведенной ниже таблице определены четные и нечетные кортежи до восьмого порядка включительно для различного числа входных сигналов, а также рассчитано общее число опасных комбинационных помех. При этом число комбинаций длины m при n входных сигналов определяется как число сочетаний

$$C_n^m = \frac{n!}{m!(n-m)!}.$$

Число входных сигналов	Четные кортежи		Нечетные кортежи			Число опасных помех		
	Вид	Порядок	Вид	Число комбинаций	Порядок	До 3-го порядка	До 5-го порядка	До 7-го порядка
1	–	–	(1)					
2	(1,1)	2	–					
3	(1,1,2) (1,2,3) (1,3,4)	4 6 8	(1,1,1) (1,2,2)	1 1	3 5	≤ 1	≤ 2	
4	(1,1,1,1) (1,1,2,2)	4 6	(1,1,1) (1,2,2) (1,1,2,3)	4 4 1	3 5 7	≤ 4	≤ 8	≤ 9
5	(1,1,1,1,2) (1,1,1,2,3)	6 8	(1,1,1) (1,2,2) (1,1,2,3) (1,1,1,1,1) (1,1,1,1,3) (1,1,1,2,2)	10 10 5 1 1 1	3 5 7 5 7 7	≤ 10	≤ 21	≤ 28
6	(1,1,1,1,1,1) (1,1,1,1,2,2)	6 8	(1,1,1) (1,2,2) (1,1,2,3) (1,1,1,1,1) (1,1,1,1,3) (1,1,1,2,2) (1,1,1,1,1,2)	20 20 15 6 6 6 1	3 5 7 5 7 7 7	≤ 20	≤ 46	≤ 74

Знаки «≤» поставлены из-за возможных совпадений значений комбинационных частот между собой и с частотами входных сигналов.

Анализ данных таблицы показывает, что с ростом числа входных сигналов резко возрастает число опасных комбинационных помех. Так, для шести входных сигналов число опасных помех 3-го порядка может достигать двадцати.

При этом следует заметить, что данные помехи присутствуют при любой ширине полосы, а их амплитуда определяется амплитудами входных сигналов и видом нелинейности устройства.

Вероятности появления комбинационных помех других видов приведены в [3].

На основании полученных результатов рекомендуется при создании широкополосных приемных устройств для исключения комбинационных помех снижать нелинейность тракта и расширять динамический диапазон, а также использовать специальные меры защиты от воздействия узкополосных помех.

Литература

1. *Николаев Е.Н.* Расчет частот и порядок комбинационных составляющих при полигармоническом воздействии на нелинейную цепь // Радиотехника. 1973. Т. 28, № 2. С. 96–98.

2. *Сверкунов Ю.Д.* Соотношение амплитуд комбинационных частот на выходе нелинейной системы при полигармоническом воздействии // Радиотехника. 1974. Т. 29, № 9. С. 22–28.

3. *Воробьев Н.Д., Крекотень Б.П.* Об определении видов комбинационных помех при полигармоническом воздействии на нелинейное устройство // Радиотехника. 1979. Т. 34, № 6. С. 42–43.

4. *Баскаков С.И.* Радиотехнические цепи и сигналы. Учеб. для ВУЗов. 5-е изд., перераб. и доп. М.: Высшая школа, 2005. 462 с.

5. *Виленкин Н.Я., Виленкин А.Н., Виленкин П.А.* Комбинаторика. М.: ФИМА, МЦИМО, 2010. 400 с.

Статья поступила в редакцию 8 мая 2015 года

УДК 621.377

ОЦЕНКА ОСЛАБЛЕНИЯ РАДИОСИГНАЛА В ПОЛУПРОВОДЯЩЕЙ ВОЗДУШНО-ГРАНУЛИРОВАННОЙ СРЕДЕ

С.О. Николаева, аспирант, Воронежский гос. тех. ун-т, e-mail: svetlana.nikolaeva@setdsp.ru
Ю.Г. Пастернак, д.т.н., профессор, Воронежский гос. тех. ун-т, e-mail: pasternakyg@mail.ru
Е.Г. Анциферов, ст. конструктор, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: Anzo84@yandex.ru

Аналитически, на модели неоднородного волновода рассмотрены, а также экспериментально исследованы вопросы ослабления радиосигнала в полупроводящей воздушно-гранулированной среде; обоснована возможность реализации системы радиочастотной идентификации с радиометками на ПАВ при ликвидации последствий техногенных и природных катастроф.

Ключевые слова: *радиочастотная идентификация, поверхностная акустическая волна, неоднородный волновод, полупроводящие среды.*

RADIO SIGNAL STRENGTH LOSS ESTIMATION IN SEMICONDUCTING AIR AND GRANULAR MEDIUM

S.O. Nikolayeva, graduate, Voronezh State Technical University, e-mail: svetlana.nikolaeva@setdsp.ru
Yu.G. Pasternak, D.D. in Engineering Sciences, professor, Voronezh State Technical University, e-mail: pasternakyg@mail.ru
E.G. Antsyferov, senior designer, JSC «Sozvezdie «Concern», e-mail: Anzo84@yandex.ru

The issues of radio signal strength loss in a semiconducting air and granular medium are analytically and experimentally investigated on the model of an inhomogeneous waveguide. The implementability of a RFID system with SAW RFID-tags is proved during technogeneous and natural disasters control.

Keywords: *RFID, surface acoustic wave, inhomogeneous waveguide, semiconducting media.*

В ранее выполненных работах [1, 2] исследовано ослабление электромагнитной волны в системах радиочастотной идентификации (РЧИД) на основе поверхностных акустических волн (ПАВ) с радиометкой, находящейся в полупроводящей среде в результате техногенных или природных катастроф. Заимствованные из работы [3] параметры относительной диэлектрической проницаемости (ε_m) и проводимости (σ) каменного угля были получены методом измерения добротности и емкости круглого дискового конденсатора, заполненного монолитной цилиндрической шайбой из угля, поэтому полученные расчетные характеристики ослабления радиосигнала от метки будут справедливы также при ее покрытии монолитным угольным пластом с параметрами $\varepsilon_m = 15$, $\sigma = 10^2$ сим/м. В реальности, в результате природной или техногенной катастрофы, в шахте будет иметь место покрытие радиометки угольно-воздушной фракцией. В работах [4, 5] выдвинуто предположение, что для такого случая ослабление радиосигнала от радиометки будет меньшим по двум причинам. Во-первых, электрофизические параметры (ε_m и σ) будут определяться средневзвешенным значением между углем и воздухом [6]. Во-вторых (и это более существенно), поскольку в таких средах между фрагментами будут находиться воздушные полости, становится возможным прохождение радиосигнала до радиометки и обратно за счет дифракции и переотражения на фракциях угля.

Необходимость проведения таких исследований подтверждается Федеральной целевой программой «Шахтер» [7], направленной на разработку и создание условий по повышению безопасности в шахтах (рудниках) и, в том числе, по поиску шахтеров и горняков, находящихся в зоне техногенной катастрофы. Система РЧИД на ПАВ, не требующая энергопотребления для радиометки, а также имеющая неограниченные сроки эксплуатации, наиболее оптимальна для этих условий. В соответствии с планом мероприятий программы предлагается оснастить шахты и рудники двумя системами РЧИД. Первая служит для определения факта природной или техногенной катастрофы с отображением на диспетчерском пункте шахты ее местонахождения, вторая – для отыскания службой спасения персонала, попавшего в катастрофу. В обоих случаях пассивную

 ISSN 1995-7009

радиометку предлагается закреплять на защитной каске. Построение аналогичных систем РЧИД предлагается осуществлять для поиска людей службой спасения МЧС [6, 8].

Здесь уместно отметить, что сегодня актуальность проблемы поиска людей, пропавших в зонах техногенных и природных катастроф (землетрясений, цунами), а также в результате террористических операций, военных конфликтов и др., существенно возрастает. Вместе с тем широкое использование мобильной связи может существенно способствовать решению этой проблемы, по крайней мере в первые дни после катастрофы, при работоспособных аккумуляторах. В этой связи исследование по ослаблению радиосигнала в полупроводящих средах является актуальным не только для систем РЧИД.

Для оценки ослабления радиосигнала в полупроводящих воздушно-гранулированных средах воспользуемся методологией, разработанной в геологоразведке для решения проблемы разведки месторождений полезных ископаемых. Сущность метода [10–15] сводится к оценке уровня сигнала, принимаемого от излучающего генератора набором приемных устройств, соосно расположенных на проходческом буре, в процессе бурения скважины.

Уровень принимаемого сигнала (U_o) в общем случае при фиксированной мощности генератора определяется в виде

$$U_o = F\,(R,\ f_p,\ \varepsilon_m^{эфф},\ \sigma^{эфф}),$$

где R – дальность между приемником и генератором;

f_p – частота сигнала;

$\varepsilon_m^{эфф}$ – относительная диэлектрическая проницаемость;

$\sigma^{эфф}$ – проводимость среды (сим/м).

Поскольку прием сигнала ведется на n приемников, то имеется возможность по известным U_o, R, f_p определить параметры $\varepsilon_m^{эфф}$ и $\sigma^{эфф}$ по всей длине буровой скважины. Поперечные размеры исследуемой области будут определяться размерами первой зоны Френеля.

Аналитически факт зависимости параметров полупроводящей среды в виде отдельных фракций продемонстрируем на примере неоднородного волновода. Поскольку изначально данная задача является статистической, поиск ее решения осуществлялся при условии упорядоченного размещения угольных фракций. Был выбран волновод прямоугольного сечения 150 мм на 75 мм, который заполнялся угольными фракциями шаровидной формы диаметром 75 мм (рис. 1). Соотношение угля и воздуха в волноводе такого исполнения является постоянной величиной ~(0,6/0,4) и не зависит от размера волноводов и шаров.

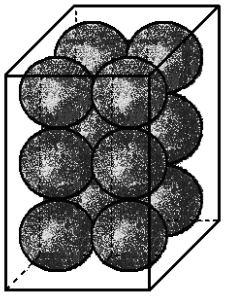


Рис. 1. Структура неоднородного волновода

Расчеты затухания радиоволны, выполненные с использованием метода конечного интегрирования Вейланда [9] на частоте 900 МГц для каменного угля с параметрами $\varepsilon_m = 15$; $\sigma = 10^2$ сим/м, дали значения ослабления в такой модели ~30 Дб/м.

С целью проверки расчетных данных были проведены экспериментальные исследования по ослаблению радиосигнала в воздушно-угольной среде. Имеющийся в наличии каменный уголь был рассортирован по двум фракциям:

– весом не менее одного килограмма с поперечными размерами, умещающимися в металлическую трубу диаметром 120 мм;

– весом от 0,3 до 1 кг с поперечными размерами 3–8 см.

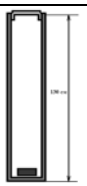
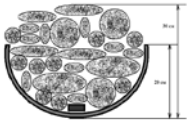
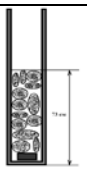
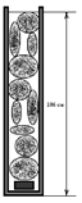
Рассортированным углем наполнялись две металлические емкости: толстостенная металлическая труба длиной 120 см и с толщиной стенки 0,8 см и алюминиевая емкость объемом приблизительно 6 литров с притертой крышкой (изображения представлены в таблице). Ослабление радиосигнала проверялось на приемнике сотовой связи, расположенном под слоем угля. Испытания проводились на частоте 900 МГц (стандарт GSM900) в загородной зоне при наличии двух близко расположенных базовых станций. Уровень сигнала превышал уровень помех в месте приема примерно на 40 дБ. Толщина стенок составляла 8 мм, что значительно превышало величину скин-слоя. Это подтверждалось отсутствием приема при закрытых крышках емкостей. Отсыпка кусков угля в емкости проводилась до исчезновения приема сигнала в мобильном те-

лефоне. Для объективности вызов абонента производился 5 раз. Факт наличия или отсутствия приема фиксировался по большинству попыток. Отсыпка угля проводилась раздельно крупными и мелкими фракциями. Поскольку добиться прекращения приема в полусферической емкости не удалось, то в дальнейшем отсыпка угля имитировалась заливкой мобильного телефона 75%-м соляным раствором, соответствующим [16] углю по электрическим параметрам (ε_m = 15; $\sigma = 10^2$ сим/м).

Результаты эксперимента отображены в таблице.

Таблица

Результат экспериментальных исследований по ослаблению радиосигнала в угольно-воздушной среде

№ опыта	Схема опыта	Условия	Наличие приема	Примечание
1	30 см	Емкость экранирована	–	Проверка экранирования
2	 120 см	Емкость экранирована	–	Проверка экранирования
3	30 см	Засыпка крупной фракцией угля	+	
4	 40 см	Засыпка крупной и средней фракциями угля	+	
5	4 см	Заливка соляным раствором NaCl (ε_m = 15, $\sigma = 10^2$ сим/м)	–	75% концентрация NaCl
6	 70 см	Засыпка углем средней фракции	–	Разброс ± 12 см
7	 110 см	Засыпка углем крупной фракции	–	Разброс ± 20 см

Видно, что при закрытых емкостях (опыт 1 и 2) прием сигнала отсутствует; это говорит о достаточной экранировке емкости даже с учетом скин-слоя. Засыпка полусферической емкости углем любой фракции не приводит к потере сигнала уровнем 40 дБм (опыт 3 и 4). При погружении телефона в 75%-й соляной раствор NaCl ($\varepsilon_m = 15$; $\sigma = 10^2$ сим/м) [16] на глубину 4 см (это эквивалентно монолитному слою каменного угля) прием сигнала прекратился (опыт 5). При засыпке цилиндрической емкости углем средней фракции (высота слоя 70 см) и крупной фракции (высота слоя 110 см) прием также прекратился (опыт 6–7).

Проведенные исследования в целом подтверждают возможность использования системы РЧИД на ПАВ для считывания меток в указанных условиях, при этом дальность считывания сокращается с 5–10 [1] до 0,5–1 м.

Литература

1. *Николаева С.О., Бадасарян С.А., Репников В.Д.* Оптимизация энергопотенциала в радиоканале систем радиочастотной идентификации на ПАВ // Радиотехника. 2014. № 3. С. 37–41.

2. *Багдасарян А.С., Луканов А.В., Николаева С.О.* Многофункциональный электронный модуль для мониторинга объектов и состояния техногенной среды // Теория и техника радиосвязи. 2014. № 3. С. 91–98.

3. *Шерин Е.А., Эквист Б.В.* Применение георадаров для определения мощности вскрышных пород угля // Научный вестник Московского Государственного Горного Университета. 2011. № 7. С. 131–139.

4. *Николаева С.О.* Мониторинг состояния техногенной обстановки системой радиочастотной идентификации на основе ПАВ // Твердотельная электроника и микроэлектроника / Межвуз. сб. научн. трудов. Воронежский гос. технический ун-т. Воронеж, 2012. Вып. 11. 10 с.

5. *Николаева С.О.* Перспективные применения систем радиочастотной идентификации на основе акустоэлектронных методов в чрезвычайных ситуациях // Материалы 11 междунар. науч.-практич. конф. Воронеж: Издательско-полиграфический центр «Научная книга», 2013. С. 432–435.

6. *Николаева С.О.* Оценка работоспособности систем радиочастотной идентификации в условиях природных и техногенных катастроф // Проблемы безопасности при ликвидации последствий чрезвычайных ситуаций: Сб. статей по материалам Всероссийской науч.-практич. конф. Воронеж, 2012. С. 230–234.

7. Федеральная целевая программа «Национальная технологическая база» на 2012–2016 годы «Шахтер».

8. *Николаева С.О., Семенов Р.В.* Применение технологии радиочастотной идентификации для ликвидации последствий природных катастроф // Твердотельная электроника и микроэлектроника: Межвуз. сб. научн. трудов. Воронежский гос. технический ун-т. Воронеж, 2011. Вып. 10. С. 180–185.

9. *Weiland T.* A discretization method for the solution of Maxwell`s equations for six-component fields // Electronics and Communication, 1977. V. 31. Pp. 116–120.

10. US patent 4.968.940. Well logging apparatus and method using two spaced apart transmitters with two receivers located between the transmitters. Brian Clark, Jacques Jundt, Martin Luling, Michael 0. Ross. 6.11.1990.

11. US patent 6297639 B1. Method and apparatus for directional well logging with a shield having sloped slots. Brian Clark, Richard A. Rosthal, Dean M. Homan, Dzevat Omeragic, Stephen D. Bonner, Scott S. Chesser, Thomas D. Barber. 2.11.2001.

12. US patent 2003/0085707 A1. Directional electromagnetic measurements insensitive to dip and anisotropy. Gerald N. Minerbo, Dzevat Omeragic, Richard A. Rosthal. 8.05.2003.

13. US patent 2011/0133740 A1. Look ahead logging system. Jean Seydoux, Emmanuel Legendre, Reza Taherian. 9.01.2011.

14. US patent 2003/0184302 A1. Electromagnetic resistivity instrument having look ahead capability. Dzevat Omeragic, Cengiz Esmersoy. 2.10.2003.

15. US patent 8680865 B2. Single well reservoir imaging apparatus and methods. Tianhua Zhang, Mohammed Badri, Patrice Ligneul, Mahmood Akbar. 25.03.2014.

16. *Кинг Р., Смит Г.* Антенны в материальных средах. М.: Мир, 1984. Т. 2. 822 с.

Статья поступила в редакцию 29 апреля 2015 года

УДК 621.372.54

ФИЛЬТРЫ С ВЫСОКОЙ ВХОДНОЙ МОЩНОСТЬЮ ДЛЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ: ФИЛЬТР НА ПАВ НА ЧАСТОТУ 216 МГЦ

Т.В. Синицына, к.т.н., главный конструктор, ООО «БУТИС», e-mail: sinicina59@mail.ru
А.С. Багдасарян, д.т.н., профессор, гл.н.с., ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, e-mail: bagdassarian@mail.ru
С.Н. Кондратьев, д.т.н., научный консультант, ООО «БУТИС», e-mail: kondratiev@sinrise.ch
В.И. Николаев, д.т.н., профессор, научный референт, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: nikolaev@sozvezdie.su
О.В. Машинин, к.т.н., генеральный директор, ООО «БУТИС», e-mail: mashinin.butis@ru.net
Р.В. Егоров, ведущий инженер, ООО «БУТИС», e-mail: egorov.butis@ru.net

Впервые в России разработана базовая конструкция узкополосных фильтров на поверхностных акустических волнах с высокой входной мощностью для систем специальной связи, радиолокационной и телекоммуникационной аппаратуры.

Ключевые слова: *ПАВ, импедансные фильтры на ПАВ, мощность радиосигнала.*

HIGH INPUT POWER FILTERS FOR RADIO-TECHNICAL SYSTEMS: 216 MHZ SAW FILTER

T.V. Sinitsyna, Ph.D. in Engineering Sciences, chief designer, Limited Liability Company «BUTIS», e-mail: sinicina59@mail.ru
A.S. Bagdasaryan, D.D. in Engineering Sciences, professor, chief research associate, Kotel'nikov Institute of Radioengineering and Electronics of RAS, e-mail: bagdassarian@mail.ru
S.N. Kondratyev, D.D. in Engineering Sciences, advisor, Limited Liability Company «BUTIS», e-mail: kondratiev@sinrise.ch
V.I. Nikolaev, D.D. in Engineering Sciences, professor, advisor, JSC «Concern «Sozvezdie», e-mail: nikolaev@sozvezdie.su
O.V. Mashinin, Ph.D. in Engineering Sciences, general director, Limited Liability Company «BUTIS», e-mail: mashinin.butis@ru.net
R.V. Egorov, leading engineer, Limited Liability Company «BUTIS», e-mail: egorov.butis@ru.net

The basic design of narrow-band surface acoustic wave filters with high input power for special communication systems and radar and telecommunication equipment is developed for the first time in Russia.

Keywords: *SAW, impedance SAW filters, radio signal power.*

Устройства функциональной микроэлектроники, как правило, функционируют при существенно меньшей мощности, чем устройства вакуумной электроники [1] и дискретные пассивные компоненты (фильтры, конденсаторы и т.п.). В вакуумных приборах нет рассеяния электронов на примесях и дислокациях, нет электрон-фононного взаимодействия с кристаллической решеткой, нет диффузии и разрушения тонкопленочных элементов – всех тех эффектов, которые препятствуют увеличению мощности прибора. Вместе с тем, устройства вакуумной электроники и дискретные пассивные компоненты с трудом поддаются микроминиатюризации.

В конце прошлого века, в частности, в связи с интенсивным развитием инфокоммуникационных технологий [2–9] и прежде всего благодаря сотовой телефонии [6–10], возрос интерес к повышению стойкости таких акустоэлектронных устройств, как фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ), к достаточно мощным сигналам. Эта задача стимулировала исследования в этой области, которые не прекращаются и в настоящее время [11–16].

Как известно [17–21], разработка наиболее узкополосного ПАВ-фильтра на номинальную частоту 216 МГц может проводиться с использованием двух альтернативных конструкций: на основе структур лестничного типа [20, 22–23] или с использованием комбинированной конструкции, содержащей продольно-связанные резонаторные структуры [18, 24] и структуры лестничного типа. Это связано с тем, что первый тип конструкции гарантированно обеспечивает выполне-

 ISSN 1995-7009

ние требования по уровню входной мощности сигнала, а второй имеет преимущества по избирательности и неравномерности АЧХ в полосе пропускания фильтра.

Лестничный фильтр Ф1-1 на номинальную частоту 216 МГц с высокой входной мощностью

Лестничные фильтры являются наиболее распространенным типом фильтров в классе фильтров с повышенной входной мощностью. В качестве базового варианта лестничного фильтра был разработан фильтр, структурная схема которого показана на рис. 1.

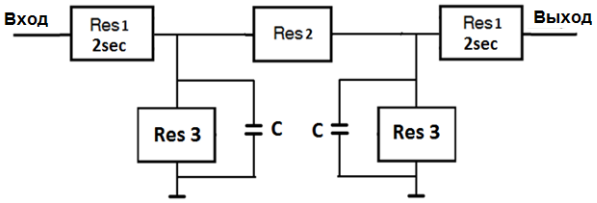


Рис. 1. Структурная схема фильтра Ф1-1

Конструкция фильтра рассчитана для танталата лития (YXl/39°-среза $LiTaO_3$) с улучшенными пироэлектрическими свойствами. Разработанная топология фильтра и схема коммутации соединительных проводников показаны на рис. 2. Фильтр включает в себя прямое и обратное Г-образные звенья, соединенные посредством резонатора Res2. Следует отметить, что для реализации оптимального соотношения импедансов последовательного и параллельного резонаторов входной и выходной резонаторы выполнены в виде секционированных ВШП, что позволяет примерно в четыре раза увеличить импеданс данных элементов. Дополнительные емкости С уменьшают резонансный промежуток между частотами резонанса и антирезонанса в параллельно включенных резонаторах и тем самым позволяют улучшить коэффициент прямоугольности фильтра. Габаритные размеры пьезоэлемента позволяют использовать керамический SMD-корпус размером 5 × 5 мм^2.

Основные конструктивные параметры элементов фильтра Ф1-1, использованные при разработке фотошаблона 1476-1, приведены в табл. 1.

Структура четырехслойной пленки Ti-Al-Ti-Al и параметры модели, используемые при расчете, показаны на рис. 3. Расчетные характеристики фильтра Ф1-1 приведены на рис. 4.

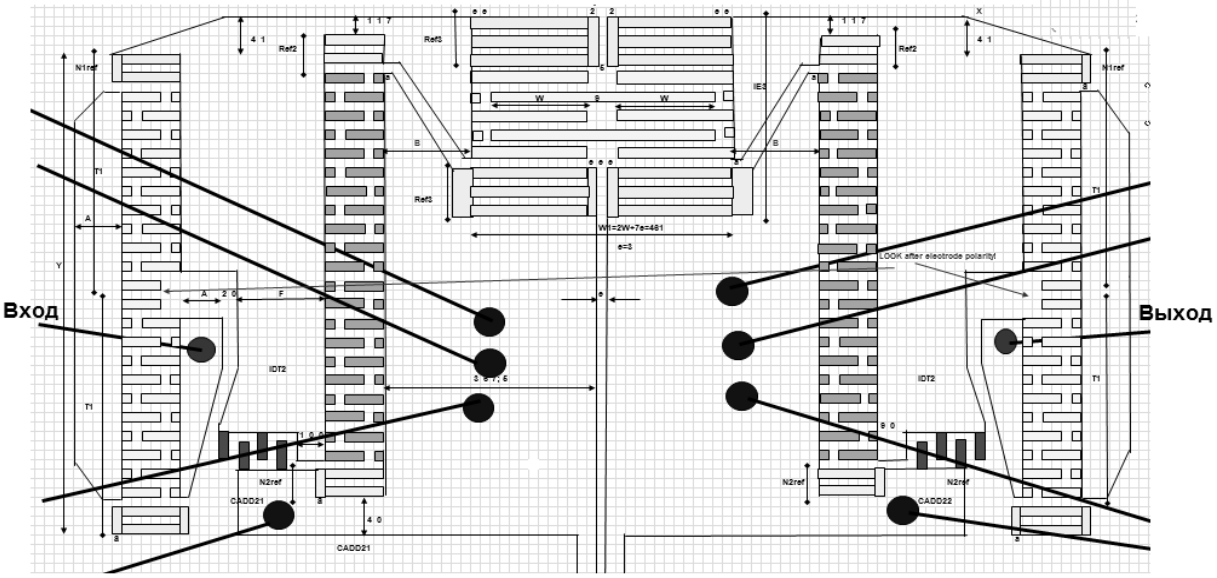


Рис. 2. Топология фильтра Ф1-1 на номинальную частоту 216 МГц

Таблица 1

Конструктивные параметры элементов фильтра Ф1-1

Элемент	Число штырей в решетке	Число электродов в ВШП	Апертура, мкм	Коэффициент металлизации	Период электродов, мкм
Res 1	37	161	230	0,35	9,4
Res 2	14	349	260	0,35	9,572
Res 3	32	107	220	0,35	9,39
C1	-	70	490	0,55	3,1

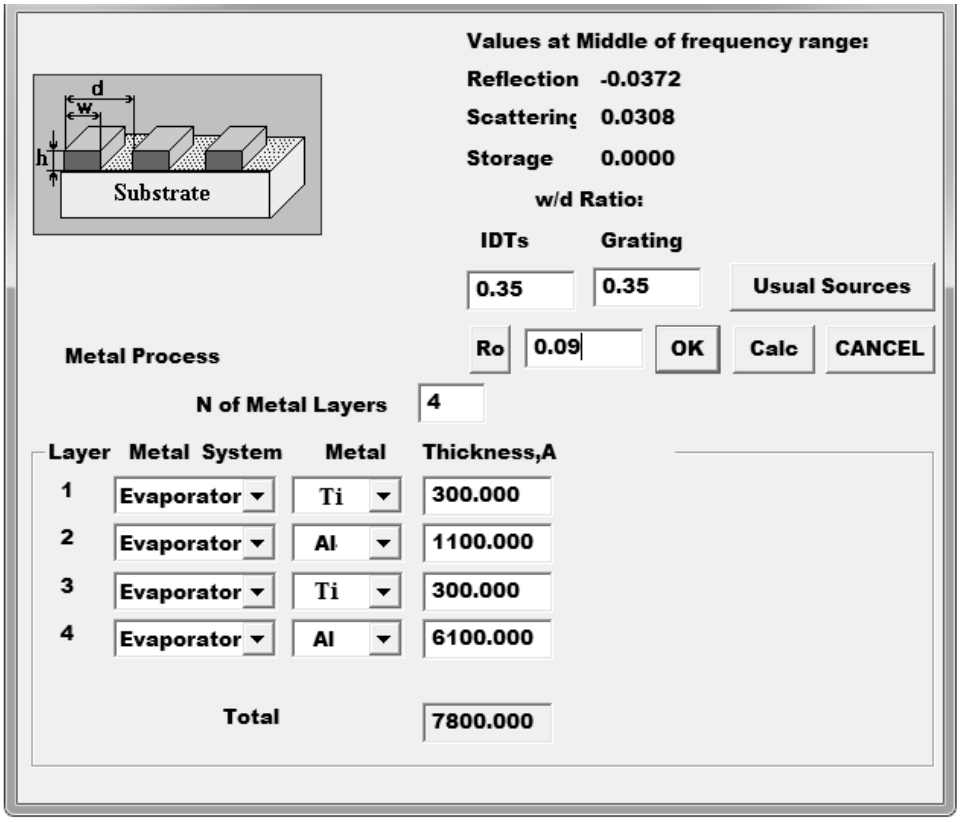


Рис. 3. Параметры пленки для расчета лестничного фильтра Ф1-1

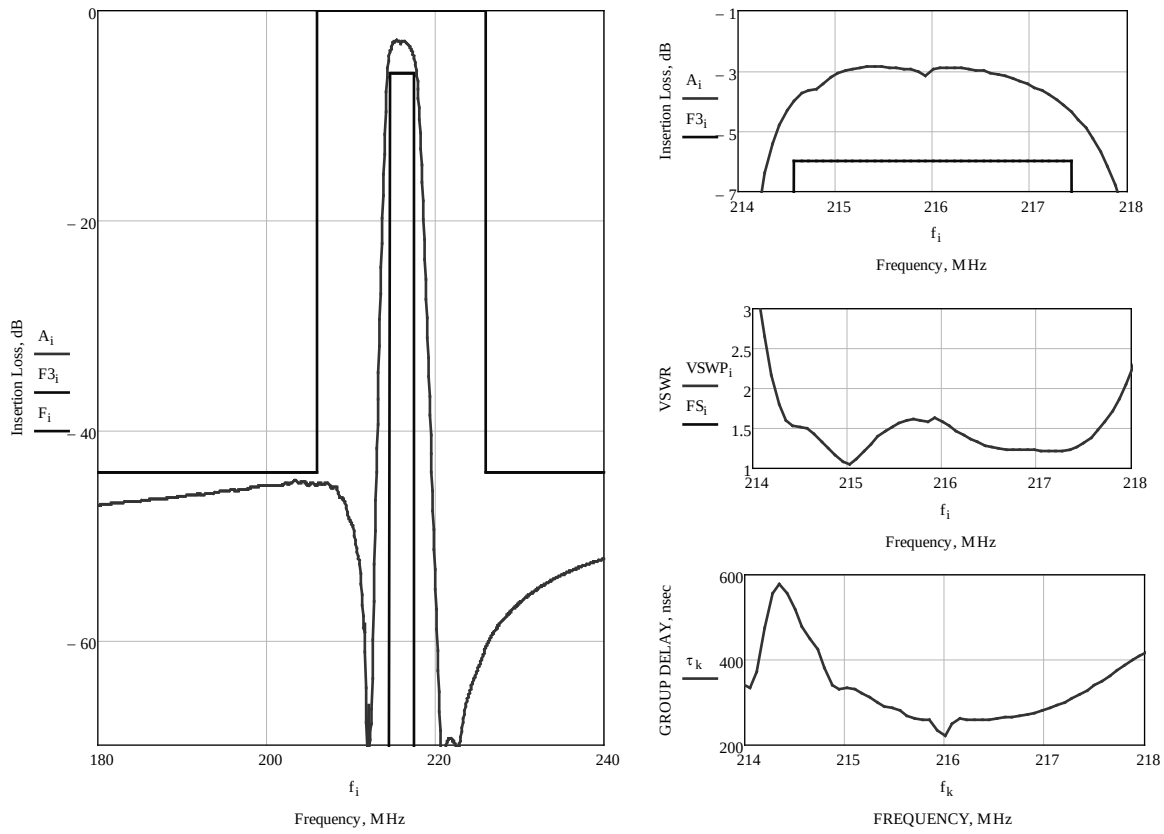


Рис. 4. Расчетные характеристики лестничного фильтра Ф1-1 на номинальную частоту 216 МГц

Как видно из рис. 4, расчетные характеристики фильтра Ф1-1 удовлетворяют требованиям ТЗ: вносимое затухание не превышает 2 дБ, полоса пропускания по уровню 1 дБ составляет 3,0 МГц (1,39%), коэффициент прямоугольности по уровням 40/3 дБ равен 1,75.

Комбинированный фильтр Ф1-2 на номинальную частоту 216 МГц

Комбинированные фильтры на основе резонаторных структур включают в себя как импедансные, так и резонаторные звенья с продольной связью. Наличие таких акустических элементов в одном фильтре позволяет оптимально сочетать преимущества каждого типа структур и открывает больше возможностей для формирования частотных характеристик. В частности, импедансные элементы, в которых, как правило, используются более протяженные преобразователи, позволяют пропускать большую мощность сигналов и обеспечивают локальную режекцию сигналов в сравнительно узкой полосе частот. С другой стороны, LCR-фильтры обеспечивают лучшее подавление сигналов в полосах заграждения и более узкие переходные полосы.

Структура разработанного двухкаскадного комбинированного фильтра Ф1-2 приведена на рис. 5.

Конструкция включает в себя 2 LCR-звена LCR 1-3 и 2 импедансных элемента Res. Кроме того, в качестве дополнительных формообразующих элементов используются планарные емкости С, выполненные на поверхности пьезоэлемента в едином технологическом процессе.

Топология фильтра Ф1-2 приведена на рис. 6.

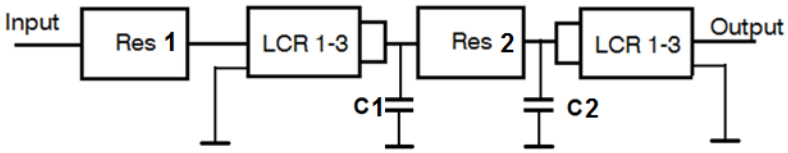


Рис. 5. Структура двухкаскадного комбинированного фильтра Ф1-2

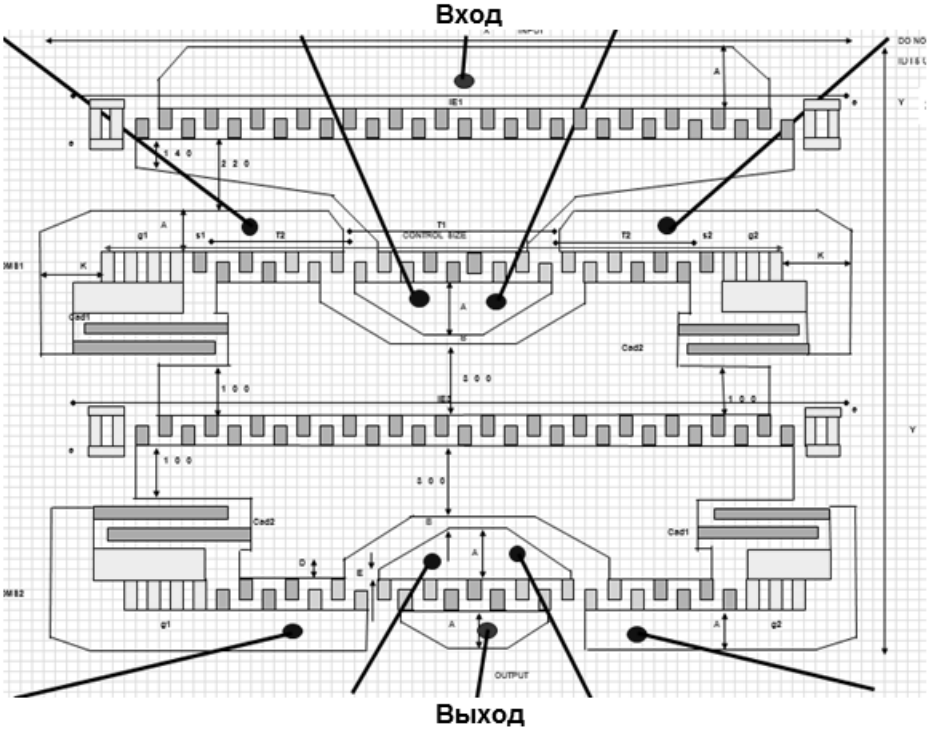


Рис. 6. Топология комбинированного фильтра Ф1-2 на номинальную частоту 216 МГц

Топология фильтра рассчитана для YXl/39°-среза $LiTaO_3$ с улучшенными пироэлектрическими свойствами. В качестве базовой структуры LCRF использовалась конструкция со структурой для возбуждения 1 и 3 акустических мод. Межкаскадные емкости С, распределенные между последовательно включенными резонаторными звеньями, уменьшают резонансный промежуток между частотами резонанса и антирезонанса и тем самым позволяют сузить полосу заграждения фильтра. Для достижения требуемой избирательности два таких звена конструктивно включались последовательно. Конструктивные параметры элементов фильтра, использованные при разработке фотошаблона 1476-2, приведены в табл. 2.

Таблица 2

Конструктивные параметры элементов фильтра Ф1-2

Элемент	Число штырей в решетке	Число электродов в ВШП1	Число электродов в ВШП2	Апертура, мкм	Коэффициент металлизации	Период электронов, мкм
LCRF 1-3	49	59	51	260	0,362	9,466
Res 1	20	351	-	260	0,362	9,408
Res 2	37	281	-	260	0,362	9,55
C1	-	62	-	400	0,55	4,4
C2	-	62	-	400	0,55	4,6

Принцип формирования амплитудно-частотной характеристики фильтра Ф1-2 иллюстрируется на рис. 7, где показаны расчетные АЧХ двухзвенного LCR-фильтра и характеристики импедансных элементов в 50-омном тракте.

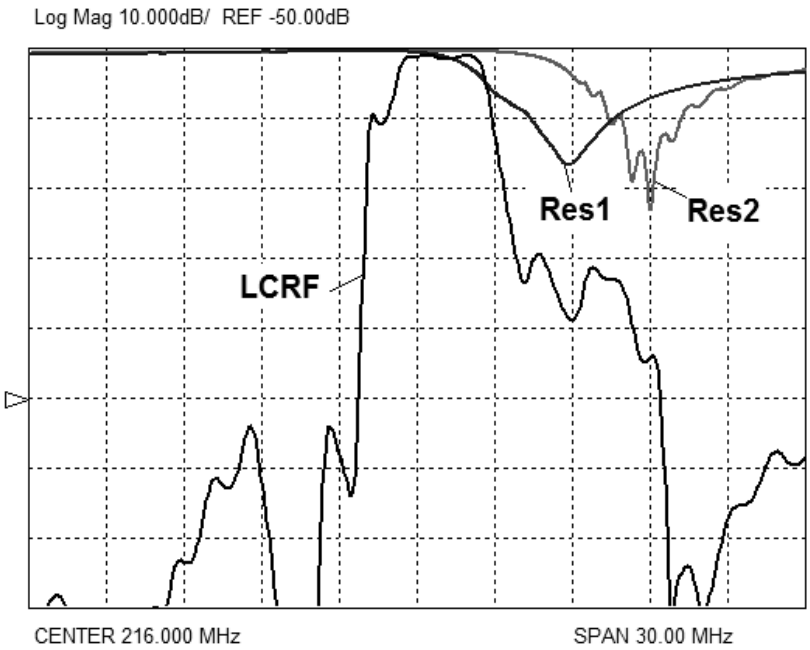


Рис. 7. Принцип формирования амплитудно-частотной характеристики комбинированного фильтра Ф1-2

Как видно из графиков, LCR-фильтр обеспечивает хорошее (более 50 дБ) подавление в полосах заграждения. Однако в ближней зоне на высокочастотном скате имеется область с недостаточной режекцией, что существенно ограничивает коэффициент прямоугольности фильтра. Для улучшения подавления сигналов в указанной частотной области частоты антирезонансов резонаторов установлены так, чтобы обеспечивалась дополнительная режекция в заданном диапазоне частот.

Структура четырехслойной пленки Ti-Al-Ti-Al и параметры модели, используемые при расчете, показаны на рис. 8.

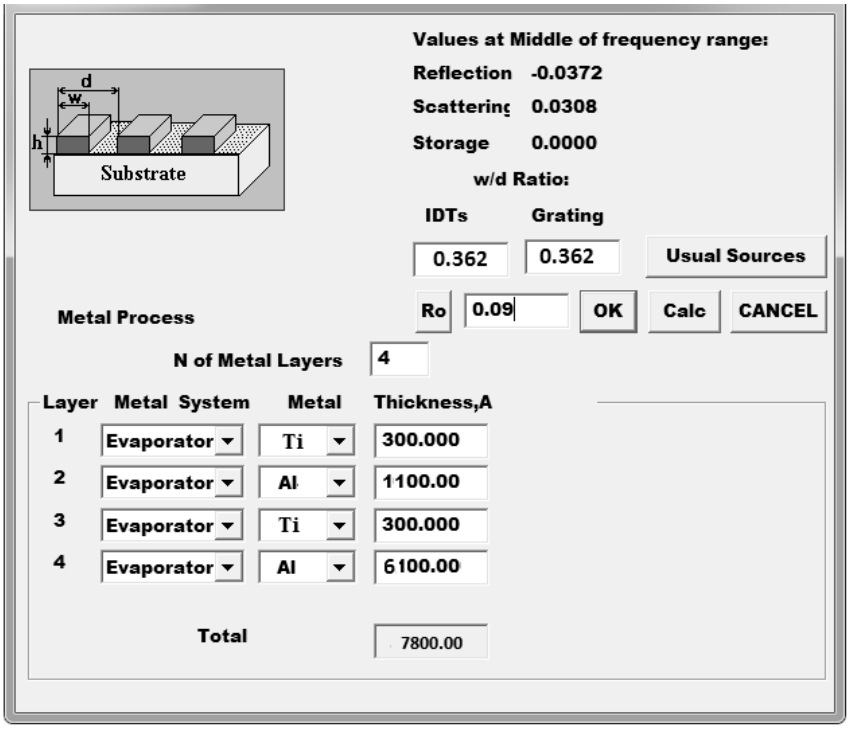


Рис. 8. Параметры пленки для расчета комбинированного фильтра Ф1-2 на номинальную частоту 216 МГц

Расчетные характеристики фильтра Ф1-2 приведены на рис. 9.

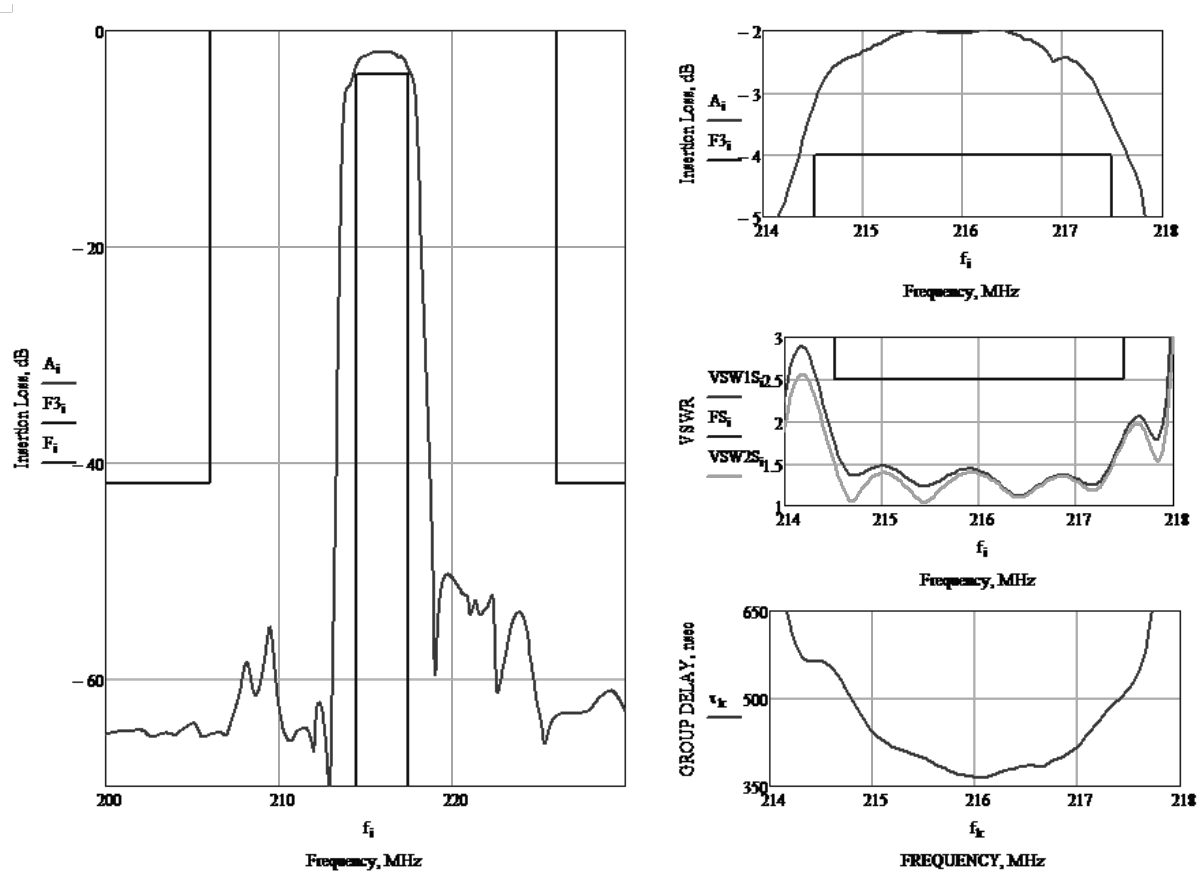


Рис. 9. Расчетные характеристики комбинированного фильтра Ф1-2 на основе YXl/39°-среза танталата лития

Как следует из приведенных данных, сочетание свойств LCR-фильтров и импедансных звеньев позволило добиться предельного коэффициента прямоугольности по уровням 40/3 дБ (1,5) и малого вносимого затухания (менее 2 дБ) для рассматриваемого класса фильтров с повышенной входной мощностью.

Габаритные размеры топологии фильтра Ф1-2 позволяют использовать керамический SMD-корпус размером 5 х 5 мм^2.

Экспериментальное исследование. Обсуждение результатов

Экспериментальные характеристики фильтров Ф1-1 и Ф1-2 на номинальную частоту 216 МГц, изготовленных с использованием метода взрывной фотолитографии, приведены на рис. 10, 11 соответственно.

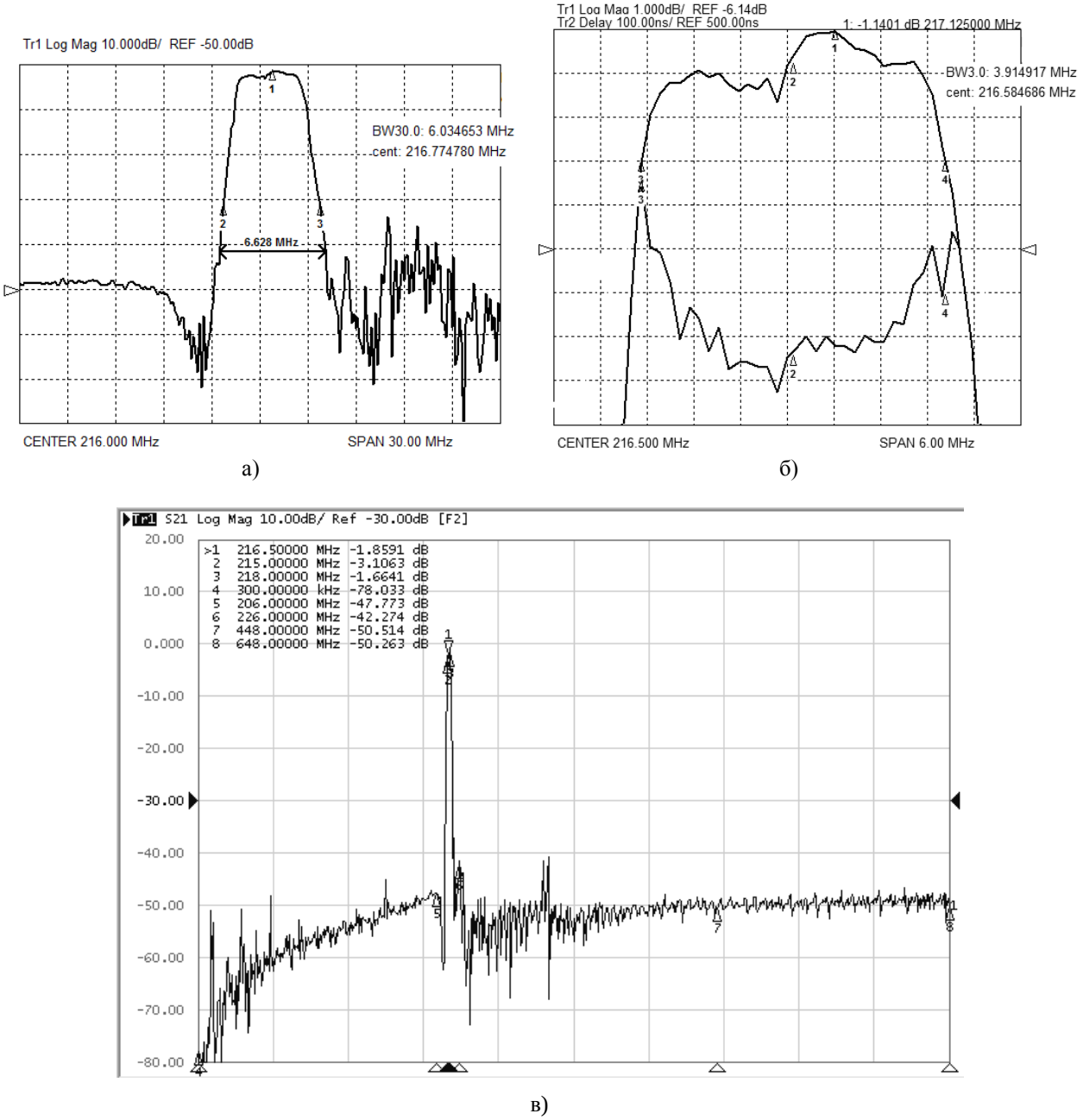
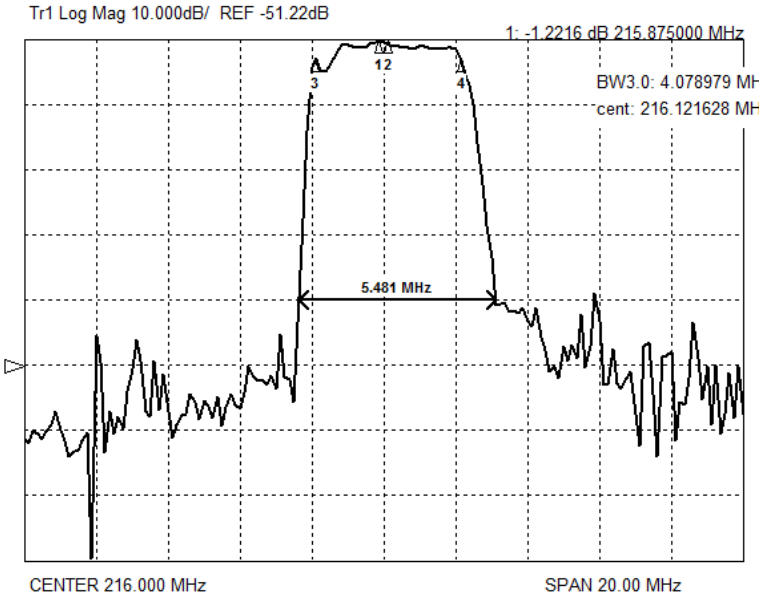
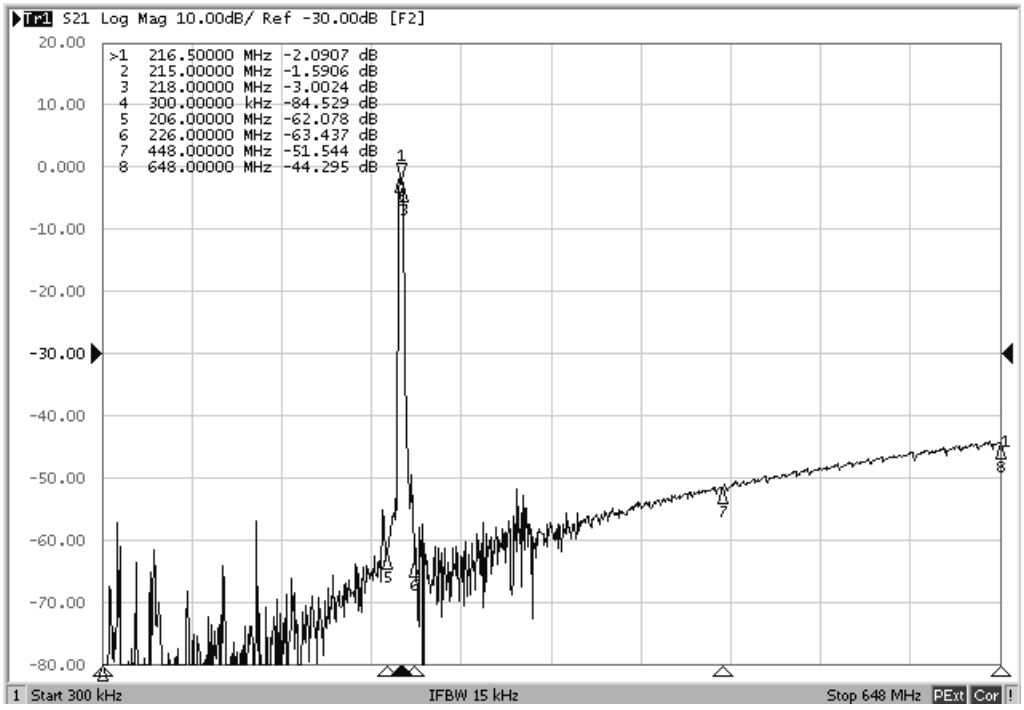


Рис. 10. Экспериментальные характеристики лестничного фильтра Ф1-1 на номинальную частоту 216 МГц (рисунок *б* дан в увеличенном масштабе по сравнению с *а*, где нижняя кривая характеризует групповое время запаздывания; рисунок *в* – в широком диапазоне частот)



а)



б)

Рис. 11. Экспериментальные характеристики комбинированного фильтра Ф1-2 на номинальную частоту 216 МГц (рисунок *б* – в широком диапазоне частот)

На рис. 12 отражено сравнение расчетной и экспериментальной характеристик комбинированного фильтра Ф1-2. Получено достаточно хорошее совпадение результатов в полосе пропускания фильтра.

На рис. 13 для сравнения показаны экспериментальные характеристики лестничного и комбинированного фильтров на частоту 216 МГц. Как видно из приведенных графиков, вносимые потери и полосы пропускания достаточно близки. Вместе с тем фильтр комбинированного типа обеспечивает лучшую прямоугольность и большее ослабление сигналов в полосах заграждения.

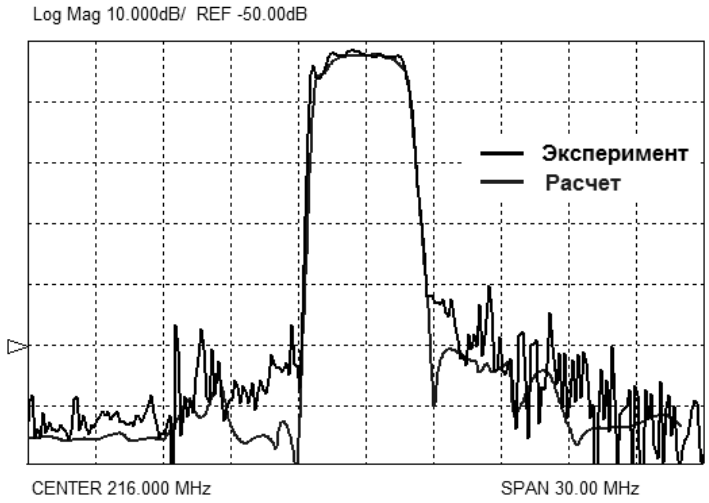


Рис. 12. Сравнение расчетной и экспериментальной характеристик фильтра Ф1-2 на номинальную частоту 216 МГц

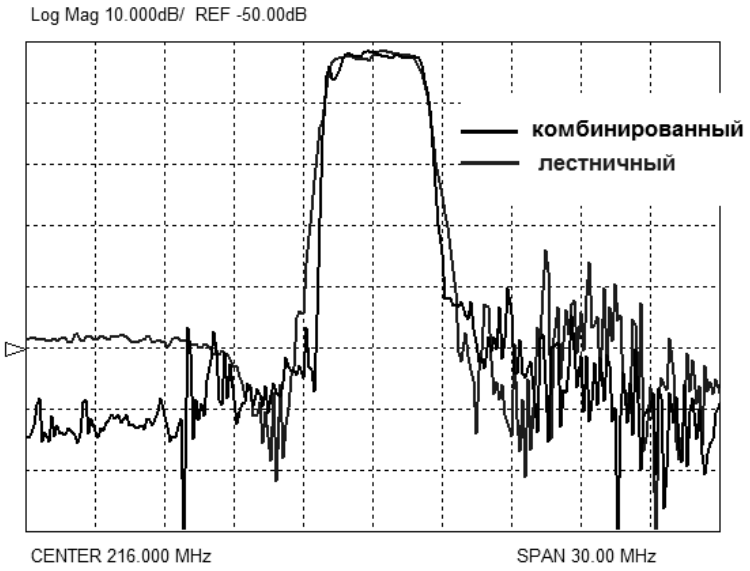


Рис. 13. Сравнительные экспериментальные характеристики лестничного и комбинированного фильтров на номинальную частоту 216 МГц

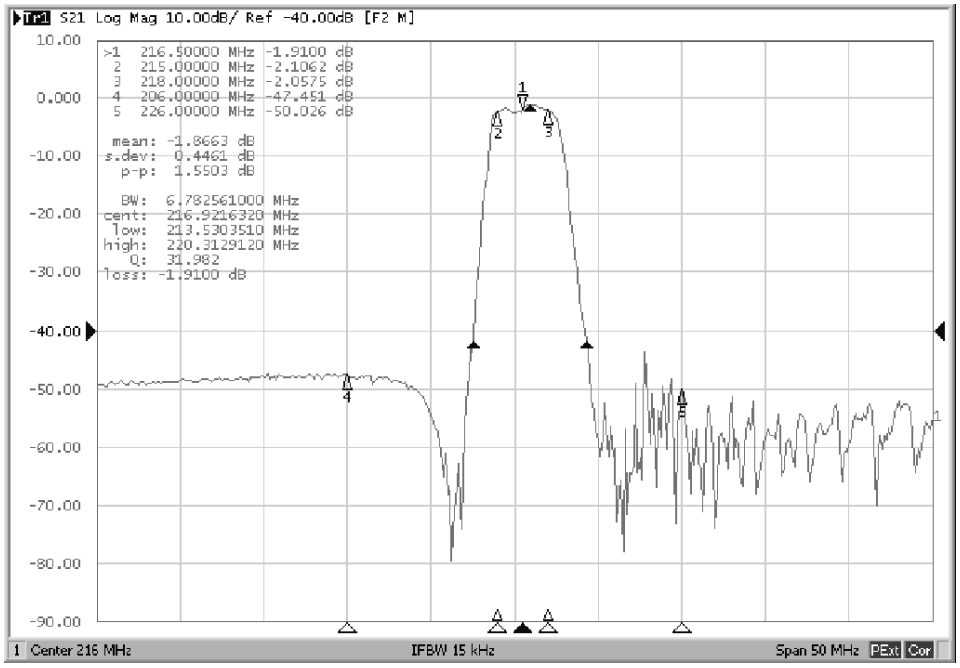
Как видно из экспериментальных характеристик, фильтры Ф1-1 и Ф1-2, в основном, соответствуют расчетам и удовлетворяют требованиям ТЗ. Фильтры имеют вносимое затухание 1,8 дБ, полосу пропускания по уровню 3дБ порядка 1,5% и коэффициент прямоугольности 1,7 и 1,35 соответственно.

Для выбора окончательного варианта конструкции на этапе технического проекта были проведены испытания экспериментальных образцов на воздействие входных сигналов большой мощности (1,2 Вт). Испытания проводились при повышенной температуре среды +85°С.

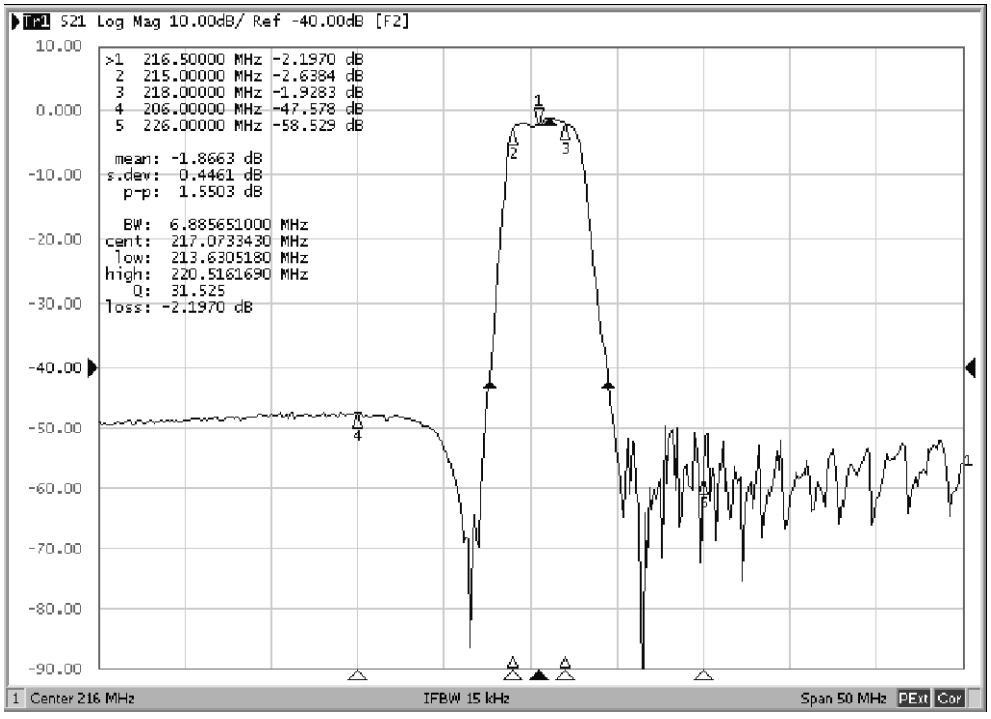
У фильтра с комбинированным типом конструкции (Ф1-2) через 8 минут произошло разрушение электродной структуры в центральном преобразователе LCR-звена.

Фильтр Ф1-1 сохранил свои рабочие характеристики после воздействия входной мощности 1,2 Вт в течение 200 часов (рис. 14). Поэтому в качестве базовой конструкции фильтра Ф1 на номинальную частоту 216 МГц для разработки рабочей конструкторской и технологической документации была выбрана лестничная структура, использованная для реализации фильтра Ф1-1.

Изготовленные образцы фильтра ФПЗП7-768-1 имели разброс характеристик, показанный на рис. 15.

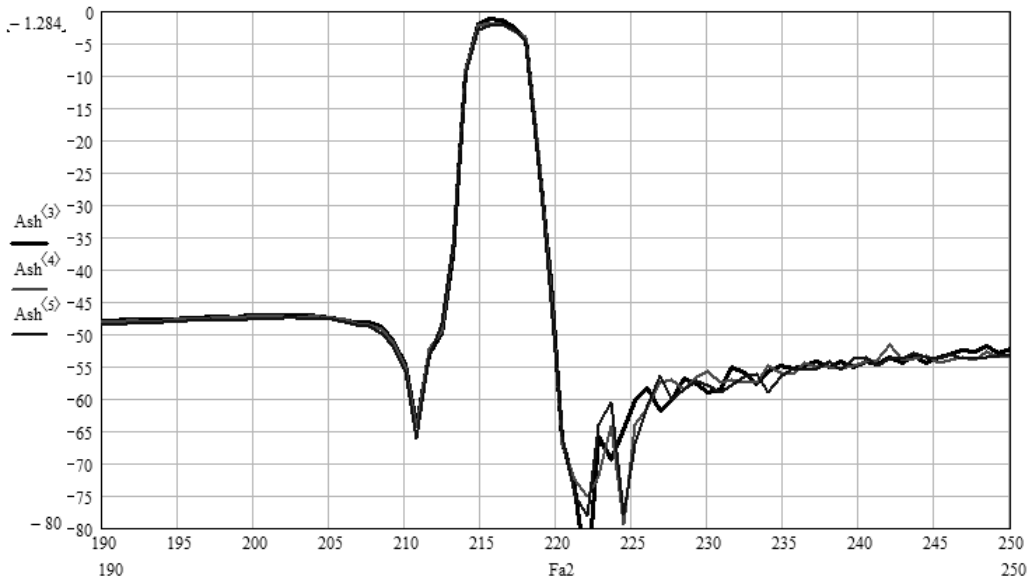


а)

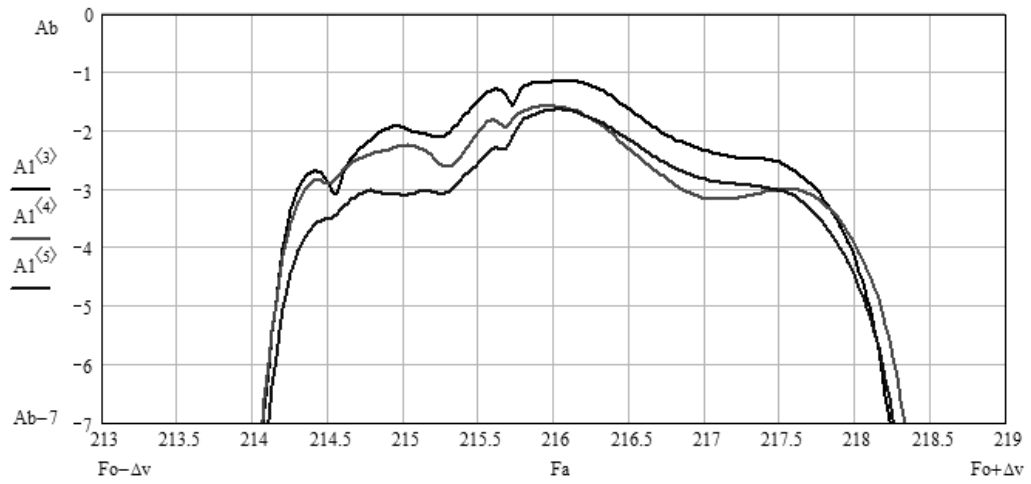


б)

Рис. 14. Результаты испытаний фильтра Ф1-1 на номинальную частоту 216 МГц на воздействие входного сигнала мощностью 1,2 Вт: а – до испытаний; б – после испытаний в течение 200 часов



а)



б)

Рис. 15. Разброс характеристик пьезоэлектрического фильтра ФП3П7-768-1-01 на номинальную частоту 216 МГц с полосой пропускания 1,35% в пределах опытной партии: а – в широкой полосе частот; б – в полосе пропускания

Литература

1. *Гуляев Ю.В.* Электроника – это фундаментальная наука // Электроника НТБ. 2012. № 5.

2. *Кондратьев С.Н., Сингур Е.К., Машинин О.В., Синицына Т.В.* Разработка и исследование ВЧ-входных фильтров на ПАВ // Электронная техника. Сер. Радиодетали и радиокомпоненты. 1987. Вып. 3(68). С. 33–35.

3. *Багдасарян А.С., Карапетьян Г.Я.* Импедансные ПАВ-фильтры для спутникового телевидения и телевидения высокой четкости // Электросвязь. 1998. № 6. С. 21.

4. *Багдасарян А.С* Импедансные ПАВ фильтры в широкополосных Фурье-процессорах параллельного типа // Системы и средства связи, телевидения и радиовещания. 1999. № 1. С. 31.

5. *Кондратьев С.Н.* Разработка новых физических моделей и конструкций акустоэлектронных радиокомпонентов и их использование при производстве устройств на поверхностных акустических волнах: Дисс…д.т.н. в форме доклада. Москва, 1992.

6. *Багдасарян А.С., Карапетьян Г.Я., Кондратьев С.Н.* Устройство на поверхностных акустических волнах: заявка на изобретение №5066042/22/039878 от 24.08.1992, патент на изобретение RUS 2242839 15.05.2002.

7. *Багдасарян А.С., Кондратьев С.Н.* Режекторный фильтр на поверхностных акустических волнах:

заявка на изобретение №5066032/22/039878 от 24.08.1992, патент на изобретение RUS 2195071 12.04.2002.

8. *Багдасарян А.С., Карапетьян Г.Я.* Импедансные фильтры: монография. М.: Международное образование, 1998.

9. *Багдасарян А.С.* Разработка акустоэлектронных устройств и их использование в аппаратуре приема, передачи и обработки информации: Автореф. дисс…д.т.н. Санкт-Петербург, 1999.

10. *Багдасарян А.С.* Импедансные фильтры сотовых систем связи // Системы и средства связи, телевидения и радиовещания. 1999. № 1. С. 13.

11. *Makkonen T., Kondratiev S., Plessky V.P., Thorvaldsson T., Koskela J., Knuuttila J.V. and Salomaa M.M.* Surface acoustic wave impedance element ISM duplexer: modeling and optical analysis // IEEE Trans. on UFFC. 2001. Vol. 48, No. 3. Pp. 652–665.

12. *Marcela Pekarˇc´ıkov´a, Matthias Hofmann, Siegfried Menzel, Hagen Schmidt, Thomas Gemming, and Klaus Wetzig.* Investigation of High Power Effects on Ti/Al and Ta-Si-N/Cu/Ta-Si-N Electrodes for SAW Devices // IEEE Ultrasonic Symposium, 2005. Pp. 911–914.

13. *Osamu Nakagawara, Masahiko Saeki, Akihiro Teramoto, Masayuki Hasegawa and Hideharu Ieki.* High Power Durable SAW Filter with Epitaxial Aluminium Electrodes on 38.5 Rotated Y-X LiTaO3 by Two-Step Process Sequence in Titanium Intermediate Layer // IEEE Ultrasonic Symposium, 2003. Pp. 1734–1737.

14. *Osamu Nakagawara, Masahiko Saeki, Nobuhito Tsubaki, Norio Taniguchi, Katsuhiro Ikada, Masanobu Watanabe, Kazuhiro Inoue.* High Power Durable SAW Antenna Duplexer for W-CDMA with Epitaxially Grown Aluminum Electrodes // IEEE Ultrasonic Symposium, 2002. Pp. 43–46.

15. *Matsuda T., Tsutsumi J., Inoue S., Iwamoto Y., Satoh Y.* High-Frequency SAW Duplexer with Low-Loss and Steep Cut-Off Characteristics // IEEE Ultrasonic Symposium, 2002. Pp. 68–73.

16. *Aleh S. Loseu.* Novel LSAW DMS filter structure for narrow duplex gap SE-Bal RX filter application // IEEE Ultrasonic Symposium, 2009. Pp. 653–656.

17. *Багдасарян А.С., Синицына Т.В.* Селективные акустоэлектронные приборы на основе однонаправленных структур поверхностных акустических волн: монография. М., 2004. 103 с.

18. *Sinitsyna T.V., Praporchtshikov V.V., Bagdasarian A.S.* SAW Resonator Filters for Communications Systems // 2004 4th International Crimean Conference: Microwave and Telecommunication Technology Conference Proceedings, CriMiCo'04. Sponsors: Sevastopol National Technical University, Ukraine, FSUE, SCRRTI, Moscow, Russia, Interface-MFG Co. Moscow, Russia, OJS SPE, Staurn, Kiev, Ukraine, NTUU KPI, SRI of Telecommunications, Kiev, Ukraine. 2004. Pp. 472–473.

19. *Багдасарян А., Синицына Т., Машинин О., Иванов П., Егоров Р.В.* Устройства частотной селекции на ПАВ в современных системах связи, радиолокации и телекоммуникации // Электроника: Наука, технология, бизнес. 2013. № 8 (131). С. 128–136.

20. *Багдасарян А.С., Багдасарян С.А., Карапетьян Г.Я., Машинин О.В., Синицына Т.В.* Импедансные ПАВ-фильтры для телекоммуникационных систем. Российский приоритет // Электроника: Наука, технология, бизнес. 2014. № 7 (139). С. 48–65.

21. *Синицына Т.В.* Исследование и разработка физических методов проектирования высокоизбирательных акустоэлектронных приборов с малым вносимым затуханием: Автореф. дисс…к.т.н. М., 2003.

22. *Синицына Т.В.* Исследование и разработка физических методов проектирования высокоизбирательных акустоэлектронных приборов с малым вносимым затуханием: Дисс…к.т.н. М., 2003.

23. *Багдасарян А.С., Синицына Т.В.* Анализ ВШП методом связанных мод // Системы и средства связи, телевидения и радиовещания. 2003. № 1–2. С. 11.

24. *Синицына Т.В., Багдасарян А.С., Егоров М.М.* ПАВ-фильтры на основе продольно-связанных структур // Электронная промышленность. 2004. № 1. С. 14.

Статья поступила в редакцию 29 июня 2015 года

УДК 621.372.54

ФИЛЬТРЫ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ С ВЫСОКОЙ ВХОДНОЙ МОЩНОСТЬЮ ДЛЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ СВЯЗИ: КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ

Т.В. Синицына, к.т.н., главный конструктор, ООО «БУТИС», e-mail: sinicina59@mail.ru
А.С. Багдасарян, д.т.н., профессор, гл.н.с., ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, e-mail: bagdassarian@mail.ru
С.Н. Кондратьев, д.т.н., научный консультант, ООО «БУТИС», e-mail: kondratiev@sinrise.ch
В.И. Николаев, д.т.н., профессор, научный референт, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: nikolaev@sozvezdie.su
О.В. Машинин, к.т.н., генеральный директор, ООО «БУТИС», e-mail: mashinin.butis@ru.net

Впервые в России показано, что в целях создания фильтров с повышенной входной мощностью возможно использование проводящих пьезоподложек требуемой ориентации из ниобата и танталата лития, полученных путём внесения в шихту при росте кристаллов добавок, которые увеличивают проводимость кристаллов, не меняя их пьезоэлектрических свойств. Рассмотрены конструктивно-технологические аспекты и приведены практические результаты создания пьезоэлектрических кристаллов и фильтров на их основе с повышенной входной мощностью ВЧ сигнала. Фильтры обеспечили реализацию предельных параметров по избирательности и максимальной входной мощности в широких диапазонах частот и полос пропускания.

Ключевые слова: *ПАВ, импедансные фильтры на ПАВ, мощность радиосигнала.*

HIGH INPUT POWER SURFACE ACOUSTIC WAVE FILTERS FOR RADIO-TECHNICAL COMMUNICATION SYSTEMS: DESIGN AND TECHNOLOGICAL FEATURES

T.V. Sinitsyna, Ph.D. in Engineering Sciences, chief designer, Limited Liability Company «BUTIS», e-mail: sinicina59@mail.ru
A.S. Bagdasaryan, D.D. in Engineering Sciences, professor, chief research associate, Kotel'nikov Institute of Radioengineering and Electronics of RAS, e-mail: bagdassarian@mail.ru
S.N. Kondratyev, D.D. in Engineering Sciences, advisor, Limited Liability Company «BUTIS», e-mail: kondratiev@sinrise.ch
V.I. Nikolaev, D.D. in Engineering Sciences, professor, advisor, JSC «Concern «Sozvezdie», e-mail: nikolaev@sozvezdie.su
O.V. Mashinin, Ph.D. in Engineering Sciences, general director, Limited Liability Company «BUTIS», e-mail: mashinin.butis@ru.net

It is for the first time (in Russia) demonstrated that for the development of increased input power filters it is possible to use conducting piezoelectric substrates of a required orientation of lithium niobate and tantalate produced by infusing additives into a charge mixture (during crystal growth) which increase the conductivity of crystals without changing their piezoelectric properties. Design and technological aspects are considered and practical results of the production of piezoelectric crystals and HF signal increased input power filters made on their basis are presented. The filters provide the implementation of boundary parameters for selectivity and maximum input power in wide bands and bandwidths.

Keywords: *SAW, impedance SAW filters, radio signal power.*

Развитие нового поколения аппаратуры передачи, обработки и приема информации ставит все более жесткие требования к повышению избирательности ПАВ-устройств частотной фильтрации, уменьшению их габаритов и стоимости, достижению предельных технических характеристик [1–9], в том числе системообразующих характеристик в гибридных аналого-цифровых телевизионных приемниках [10], спутниковом телевидении и телевидении высокой четкости [11], в модульных канальных эквалайзерах [12, 13], сотовых системах связи [14], системах радиочастотной идентификации [15], инфокоммуникационных системах [16–19], в радиолокации [17], широкополосных Фурье-процессорах [20].

Так, очень актуальной является задача увеличения входной мощности полосовых фильтров [21–25]. От ее решения в значительной степени зависят такие эксплуатационные параметры аппаратуры, как помехозащищенность, дальность и точность действия, стабильность.

В зависимости от принципа действия в радиоэлектронике используются различные типы частотно-селективных устройств, которые работают в различных частотных диапазонах.

 ISSN 1995-7009

В настоящее время основными способами реализации устройств частотной фильтрации являются конструкции на основе сосредоточенных LC-элементов, полосковые конструкции и структуры, выполненные по ПАВ-технологии [18, 26].

Конструкции на основе сосредоточенных LC-элементов обычно используются на частотный диапазон до 500 МГц [26]. Основными недостатками таких конструкций являются малый коэффициент прямоугольности на высоких частотах, низкая стабильность параметров фильтров, большие габаритные размеры, несовместимость с технологией планарного монтажа.

Полосковые конструкции достаточно широко используются для реализации СВЧ-фильтров (частоты свыше 2 ГГц) [26]. Особенно активно это направление стало развиваться на базе низкотемпературной керамики LTCC [22]. Ограниченное применение конструкции данного типа связано с возможностью реализации фильтров с полосой пропускания не менее 4%.

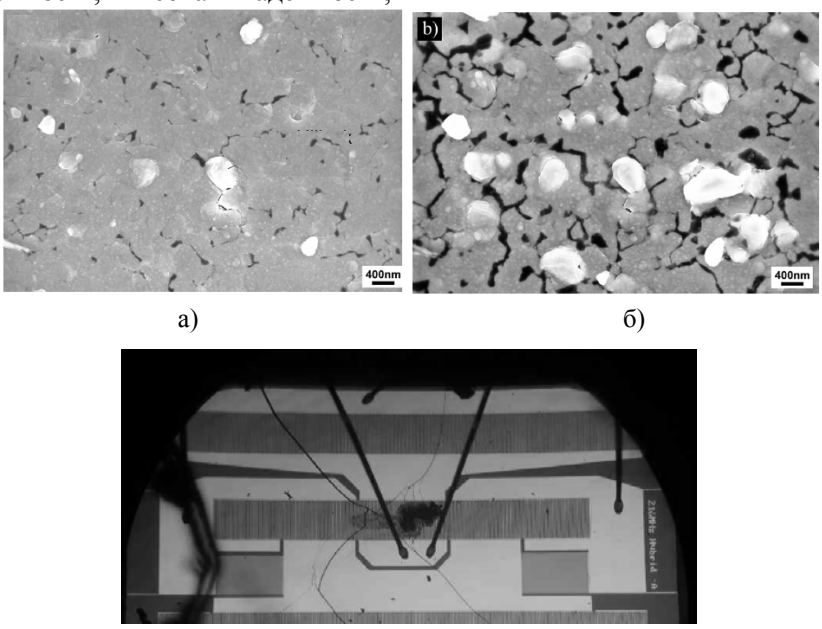
Проблемы повышения рабочей мощности фильтров на ПАВ

Как видно из приведенных во введении публикаций [1–26], одним из наиболее перспективных классов радиочастотных фильтров в диапазоне частот до 2200 МГц являются частотно-избирательные фильтры, выполненные по технологии поверхностных акустических волн (ПАВ). Преимуществами таких устройств являются возможность совмещения процессов их изготовления с микро- и нано-технологиями, высокая температурная стабильность, высокая надежность, малые массогабаритные характеристики.

Вместе с тем, в связи с микроминиатюризацией избирательных устройств и повышением частотных диапазонов обработки сигналов, а также в силу конструктивных особенностей фильтров на ПАВ имеется ряд проблем, связанных с ограничением рабочей мощности фильтров, в первую очередь, на высоких частотах. Это обстоятельство несколько ограничивает применение фильтров на ПАВ в современной радиоэлектронной аппаратуре, и в частности в приемно-передающих трактах.

Анализ результатов разработки фильтров на ПАВ с малыми вносимыми потерями [3–8, 12–14, 16–18] показывает, что оптимальное сочетание малых вносимых потерь, высокой избирательности и малых габаритов достигается в резонаторных структурах [6–8, 12–14, 16–18, 24, 25]. Это, в первую очередь, импедансные фильтры на ПАВ, построенные по лестничной схеме (IEF) [6–8, 12–14, 17, 18, 22–25], и фильтры на ПАВ на связанных резонаторах (CRF) [4, 16, 24, 25].

Одной из основных причин, по которой фильтры на ПАВ выходят из строя при подаче сигнала большой мощности (порядка 1 Вт), в первую очередь, является миграция атомов алюминия между электродами встречно-штыревого преобразователя (ВШП), возникающая при подаче напряжения и прохождении ПАВ. На рис. 1 приведены фотографии ВШП, иллюстрирующие изменение структуры пленки при воздействии ВЧ сигнала мощностью 2,5 Вт различной длительности.



а) б)

в)

Рис. 1. Изменение структуры пленки в ВШП при воздействии ВЧ сигнала мощностью 2,5 Вт различной длительности: а – после 2 минут; б – после 2000 минут; в – разрушение электродной структуры

Как видно, при больших мощностях сигналов однородность пленки нарушается, что приводит в дальнейшем к выгоранию электродной структуры.

Фильтры на ПАВ с высокой рабочей мощностью

В 1992 г. А.С. Багдасаряном, С.Н. Кондратьевым и Г.Я. Карапетьяном был предложен новый тип встречно-штыревых преобразователей поверхностных акустических волн, позволивших реализовать Г-, П- и Т-схемы LC-контуров полосовых и режекторных импедансных фильтров [27, 28]. *Импедансные фильтры* (позднее в зарубежной и отечественной литературе они стали чаще упоминаться как фильтры и устройства лестничного типа) нашли широкое применение в приемопередающих трактах подвижной, сотовой и спутниковой систем связи, в схемах полосовых и режекторных фильтров, благодаря возможности совместить преимущества LC-фильтров (малое вносимое затухание, малые пульсации амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) и малое групповое время запаздывания (ГВЗ) в полосе пропускания) с преимуществами ПАВ-фильтров (высокая технологичность, воспроизводимость, малые габариты). Это не только обеспечило в производстве такие параметры ПАВ-фильтров, которые недостижимы в других акустоэлектронных устройствах (вносимое затухание менее 2 дБ на частотах свыше 800 МГц, пульсации ГВЗ до 2 нс), но и возможность подачи на вход фильтра сигналов мощностью в несколько ватт [11–20, 22–25, 29–36]. На возможность работы с радиочастотными сигналами с повышенной рабочей мощностью было впервые указано в работах [22, 23]. Таким образом, фильтры на ПАВ, предназначенные для работы с радиочастотными сигналами повышенной мощности, отличаются от традиционных устройств на ПАВ рядом конструктивных особенностей в топологическом решении ВШП, а именно – использованием импедансных (лестничных) фильтров с более протяженными ВШП, применением секционированных ВШП или их параллельным (последовательным) включением. Это позволяет распределить воздействие сигнала по большей площади пьезоэлектрической подложки и по большей площади структуры ВШП и таким образом уменьшить локальные напряжения в электродных структурах ВШП. Сравнение конструктивных параметров ВШП для разных типов фильтров приведено в таблице.

Сравнение конструктивных параметров ВШП для разных типов пьезоэлектрических фильтров

Типономинал фильтра	Количество пар электродов	Максимальная входная мощность, Вт	Особенности конструкции	Мощность на пару электродов, мВт
Фильтры со структурами резонаторного типа	24	0,025	типовая	1,0
	17	0,025	типовая	1,5
	35	0,025	типовая	0,7
	26	0,025	типовая	1,0
Импедансные фильтры	161	1,2	Деление входной мощности на 4 за счет последовательного включения преобразователей	1,8
	190	1,2	Деление входной мощности на 4 за счет параллельного включения преобразователей и их секционирования	1,5
	185	1,0		1,3
	316	1,0		0,8

Другим методом снижения влияния миграционных эффектов в электродах ВШП при больших механических напряжениях является применение более сложных, как по составу, так и по структуре, пленочных слоев в ВШП. В частности, различные присадки (Cu, Mg, Sc) в алюминиевой пленке позволяют уменьшить зернистость пленок, что приводит к частичному блокированию этого эффекта. Весьма эффективным является также использование многослойных пленочных структур типа «сэндвич» (рис. 2).

На рис. 3 показаны зависимости долговечности фильтров на ПАВ для различных многослойных структур на различных рабочих частотах.

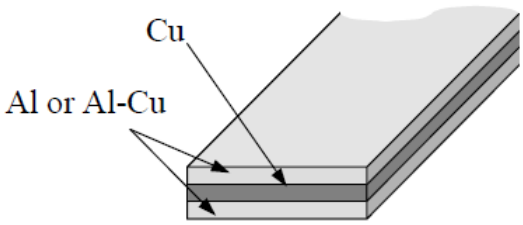


Рис. 2. Пленочная структура типа «сэндвич»

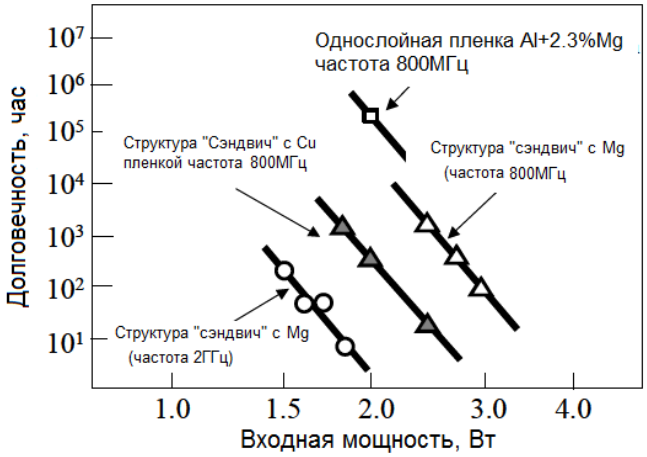


Рис. 3. Зависимость долговечности фильтра на ПАВ от структуры пленки и частоты

Как видно из приведенных зависимостей, применение пленок Mg в качестве промежуточного слоя более эффективно с точки зрения увеличения долговечности фильтров, чем применение пленки Cu. Однако из-за худшей проводимости пленок Mg резистивные потери в электродах увеличиваются и, следовательно, вносимые потери в фильтре возрастают. Поэтому основной технологической целью поставленной работы являлась разработка и оптимизация многослойных покрытий для электродов ВШП, обеспечивающих меньшую диффузию атомов и препятствующих электрической закоротке и разрушению электродов ВШП.

Проведенные нами исследования подтвердили, что оптимальной технологией изготовления ВШП фильтров на ПАВ с высокой входной мощностью является использование многослойной структуры Ti+Al+Ti+Al, напылённой методами магнетронного или электронно-лучевого вакуумного напыления на подложку из ниобата или танталата лития, с последующей стандартной фотолитографией.

Другой очень важной проблемой является пироэффект, возникающий в пьезоподложках из ниобата и танталата лития, которые являются очень сильными пироэлектриками. Небольшое изменение температуры (1–2°С/мин.) приводит к возникновению электрических зарядов и скачков напряжения до нескольких десятков вольт. Эти заряды и сопутствующие им механические напряжения, возникающие из-за пьезоэффекта, могут вывести фильтры на ПАВ из строя.

В конце 80-х годов прошлого столетия на Кироваканском химическом комбинате впервые были проведены исследования по созданию пьезокристаллов так называемого черного ниобата лития с повышенной проводимостью. И только сейчас выяснилось, насколько проводимые тогда исследования, направленные на решение описываемой в настоящей работе проблемы, опережали время. Действительно, объемная проводимость, обеспечивающая максвелловское время релаксации порядка одной секунды, не влияет на распространение и возбуждение ПАВ и, следовательно, не меняет эксплуатационных параметров ПАВ-устройств.

Практические результаты в области создания пьезоэлектрических кристаллов с объемной проводимостью были получены путём внесения в шихту при росте кристаллов добавок, которые увеличивали проводимость кристаллов, не меняя пьезоэлектрических свойств.

В рамках данной работы в качестве звукопроводов для создания фильтров с повышенной входной мощностью использовались проводя-

щие пьезоподложки требуемой ориентации из ниобата и танталата лития.

Литература

1. *Морган Д.* Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах. М.: Радио и связь, 1990. 414 с.

2. *Гуляев Ю.В., Кмита А.М., Багдасарян А.С.* Преобразователи ПАВ с емкостным взвешиванием электродов // Письма в Журнал технической физики. 1979. Т. 5, № 1. С. 1.

3. *Гуляев Ю.В., Багдасарян А.С.* Фильтры на ПАВ. Состояние и перспективы развития // Радиотехника. 2003. № 8. С. 15.

4. *Кондратьев С.Н., Сингур Е.К., Машинин О.В., Синицына Т.В.* Разработка и исследование ВЧ-входных фильтров на ПАВ // Электронная техника. Сер. Радиодетали и радиокомпоненты. 1987. Вып. 3(68). С. 33–35.

5. *Багдасарян А.С., Багдасарян С.А., Бичурин М.И., Семенов Г.А., Аверкин С.А.* Физические принципы работы и проектирование акустоэлектронных устройств обработки информации: монография / Министерство образования и науки Российской Федерации, Новгородский гос. ун-т им. Ярослава Мудрого. Великий Новгород, 2010.

6. *Bagdasarian A.S., Bagdasaryan S.A., Dneprovski V.G., Karapetyan G.Y.* To Issue on Development of Piezoelectric Devices on Surface Acoustic Waves. В книге Piezoelectrics and Related Materials: Investigations and Applications 2012. С. 189–238.

7. *Багдасарян А.С., Синицына Т.В.* Селективные акустоэлектронные приборы на основе однонаправленных структур поверхностных акустических волн: монография. М., 2004. 103 с.

8. *Багдасарян А.С., Карапетьян Г.Я.* Импедансные фильтры: монография. М.: Международное образование, 1998.

9. *Багдасарян А.С.* Устройства на поверхностных акустических волнах в системах и средствах связи Chip News // Инженерная микроэлектроника. 2002. № 8. С. 33.

10. *Багдасарян А.С., Гуляев Ю.В., Машинин О.В., Никитов С.А., Прапорщиков В.В., Шермагина Е.Ю.* Фильтры на поверхностных акустических волнах нового поколения для гибридных аналого-цифровых телевизионных приемников // Радиотехника и электроника. 2004. Т. 49, № 9. С. 1140–1149.

11. *Багдасарян А.С., Карапетьян Г.Я.* Импедансные ПАВ фильтры для спутникового телевидения и телевидения высокой четкости // Электросвязь. 1998. № 6. С. 21–22.

12. *Машинин О., Багдасарян А., Львов В., Прапорщиков В., Синицына Т., Багдасарян С.* Модульные канальные эквалайзеры на ПАВ-фильтрах // Электроника: Наука, технология, бизнес. 2008. № 2. С. 74–81.

13. *Синицына Т.В., Багдасарян А.С., Кузнецов М.В.* Резонаторные ПАВ-фильры на основе реверсивного МПО // Системы и средства связи, телевидения и радиовещания. 2003. № 1–2. С. 15.

14. *Багдасарян А.С.* Импедансные фильтры сотовых систем связи // Системы и средства связи, телевидения и радиовещания. 1999. № 1. С. 13.

15. *Багдасарян А.С., Гуляев Ю.В., Никитов С.А., Багдасарян С.А., Синицына Т.В., Бутенко В.В., Машинин О.В., Прапорщиков В.В.* Узкополосные фильтры на поверхностных акустических волнах в системах радиочастотной идентификации // Радиотехника и электроника. 2008. Т. 53, № 7. С. 887–896.

16. *Sinitsyna T.V., Praporchtshikov V.V., Bagdasarian A.S.* SAW Resonator Filters for Communications Systems. В сборнике: 2004 4th International Crimean Conference: Microwave and Telecommunication Technology Conference Proceedings, CriMiCo'04. Sponsors: Sevastopol National Technical University, Ukraine, FSUE, SCRRTI, Moscow, Russia, Interface-MFG Co. Moscow, Russia, OJS SPE, Staurn, Kiev, Ukraine, NTUU KPI, SRI of Telecommunications, Kiev, Ukraine. 2004. С. 472–473.

17. *Багдасарян А., Синицына Т., Машинин О., Иванов П., Егоров Р.* Устройства частотной селекции на ПАВ в современных системах связи, радиолокации и телекоммуникации // Электроника: Наука, технология, бизнес. 2013. № 8 (131). С. 128–136.

18. *Багдасарян А., Багдасарян С., Карапетьян Г., Машинин О., Синицына Т.* Импедансные ПАВ-фильтры для телекоммуникационных систем. Российский приоритет // Электроника: Наука, технология, бизнес. 2014. № 7 (139). С. 48–65.

19. *Багдасарян А.С., Синицына Т.В., Иванов П., Швец В.* Частотно-селективные СВЧ-модули на основе преобразователей веерного типа // Электроника: Наука, технология, бизнес. 2012. № 2 (116). С. 066–071.

20. *Багдасарян А.С.* Импедансные ПАВ фильтры в широкополосных Фурье-процессорах параллельного типа // Системы и средства связи, телевидения и радиовещания. 1999. № 1. С. 31.

21. *Кондратьев С.Н.* Разработка новых физических моделей и конструкций акустоэлектронных радиокомпонентов и их использование при производстве устройств на поверхностных акустических волнах: Дисс…д.т.н. в форме доклада. Москва, 1992.

22. *Багдасарян А., Багдасарян С., Бутенко В., Карапетьян Г.Я.* Радиочастотные метки на ПАВ: особенности конструкции и технологии // Электроника: Наука, технология, бизнес. 2012. №7 (121). С. 076–082.

23. *Багдасарян А.С.* Разработка акустоэлектронных устройств и их использование в аппаратуре приема, передачи и обработки информации: диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук Санкт-Петербург, 1999.

24. *Синицына Т.В.* Исследование и разработка физических методов проектирования высокоизбирательных акустоэлектронных приборов с малым вносимым затуханием: дисс…к.т.н. М., 2003.

25. *Синицына Т.В.* Исследование и разработка физических методов проектирования высокоизбира-

тельных акустоэлектронных приборов с малым вносимым затуханием: автореф. дисс…к.т.н. М., 2003.

26. *Багдасарян А.С., Синицына Т.В.* Устройства селекции частоты на ПАВ; физико-технические принципы построения // Электроника: Наука, технология, бизнес. 2011. № 4 (110). С. 38–44.

27. *Багдасарян А.С., Карапетьян Г.Я., Кондратьев С.Н.* Устройство на поверхностных акустических волнах: заявка на изобретение №5066042/22/039878 от 24.08.1992, патент на изобретение RUS 2242839 15.05.2002.

28. *Багдасарян А.С., Кондратьев С.Н.* Режекторный фильтр на поверхностных акустических волнах: заявка на изобретение №5066032/22/039878 от 24.08.1992, патент на изобретение RUS 2195071 12.04.2002.

29. *Багдасарян А.С., Синицына Т.В., Машинин О.В.* ПАВ-фильтры с малыми потерями на основе U-образного ответвителя // Электросвязь. 2004. № 2. С. 32.

30. *Синицына Т.В., Багдасарян А.С., Егоров Р.В.* // Электронная промышленность. 2003. № 1. С. 14.

31. *Шермагина Е.Ю., Багдасарян А.С., Машинин О.В., Орлов М.М.* // Электронная промышленность. 2003. № 1. С. 30.

32. *Синицына Т.В., Багдасарян А.С., Орлов М.М.* // Электронная промышленность. 2004. № 1. С. 19.

33. *Синицына Т.В., Багдасарян А.С., Егоров М.М.* ПАВ-фильтры на основе продольно-связанных структур // Электронная промышленность. 2004. № 1. С. 14.

34. *Багдасарян А.С., Синицына Т.В.* Анализ ВШП методом связанных мод // Системы и средства связи, телевидения и радиовещания. 2003. № 1–2. С. 11.

35. *Синицына Т.В., Багдасарян А.С., Кузнецов М.В*. Резонаторные ПАВ-фильтры на основе реверсивного МПО // Системы и средства связи, телевидения и радиовещания. 2003. № 1–2. С. 15.

36. *Гуляев Ю.В., Багдасарян А.С., Синицына Т.В., Машинин О.В., Прапорщиков В.В., Орлов М.М., Егоров Р.В.* ПАВ-фильтры во входных каскадах приемопередающих устройств // Наука и технологии в промышленности. 2006. № 4. С. 82.

Статья поступила в редакцию 29 июня 2015 года

УДК 621.396

МЕТОДИКА АНАЛИТИЧЕСКОЙ ОЦЕНКИ ДОСТОВЕРНОСТИ ИДЕНТИФИКАЦИИ ОБЪЕКТОВ ПОДСИСТЕМОЙ ПРЯМОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ В УСЛОВИЯХ ВЫСОКОЙ ИХ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ПЛОТНОСТИ

С.С. Ткаченко, к.т.н., ст. преподаватель, ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: tkachenss@mail.ru

Разработана методика аналитической оценки достоверности идентификации объектов подсистемой прямой идентификации в условиях высокой их пространственной плотности с ограничением по максимальному числу идентифицируемых объектов и учетом влияния пересечения временных баз их ответных сигналов.

Ключевые слова: *идентификация, достоверность, оценка.*

ANALYTICAL ESTIMATION PROCEDURE FOR CORRECTNESS OF OBJECTS IDENTIFICATION BY DIRECT IDENTIFICATION SUBSYSTEM IN HIGH SPATIAL DENSITY OF THESE OBJECTS

S.S. Tkachenko, Ph.D. in Engineering Sciences, senior lecturer, Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh), e-mail: tkachenss@mail.ru

An analytical estimation procedure for the correctness of objects identification by a direct identification subsystem in high spatial density of these objects with a restriction on the maximum number of the objects being identified and with account of the effect produced by overlapping of their response signals temporary bases is developed.

Keywords: *identification, correctness, estimation.*

Оценка достоверности идентификации объектов, обнаруживаемых бортовой РЛС, является важной задачей в рамках исследования соответствующих систем (подсистем) [1–12]. Анализ работ [9–12], посвященных данной задаче, позволяет определить ряд направлений по совершенствованию методик ее реализации. Так, например, методики, представленные в [9, 10], разработаны на основе модели подсистемы прямой идентификации (ППИ) с жесткой логикой формирования решений, которую можно представить в следующем виде:

$$q^* = \begin{cases} 1, \ if \ N_{Tr}\left[V_2\right] = 1, \\ 0, \ else. \end{cases} \qquad (1)$$

Здесь q^* – оценка идентификационного признака объекта, обнаруженного бортовой РЛС; $q = 1$ ($q = 0$) – идентификационный признак объекта, оборудованного (не оборудованного) ответчиком радиолокационной системы с активным ответом (РСАО); $N_A\left[V_2\right]$ – число объектов с идентификационным признаком $q = 1$, находящихся в пределах объема неопределенности запросчика РСАО V_2.

Как видно из выражения (1), данная модель формирует решение $q^* = 1$ только при наличии одного объекта с идентификационным признаком $q = 1$ в пределах объема неопределенности запросчика РСАО V_2. В противном случае всегда формируется решение $q^* = 0$.

В действительности решение ППИ зависит от множества факторов, не учтенных в модели (1). В частности, в условиях высокой пространственной плотности идентифицируемых объектов существенное влияние на данное решение оказывает наложение импульсов ответных сигналов одних объектов, оборудованных ответчиком РСАО, на временные позиции ответных сигналов других объектов (пересечение временных баз нескольких ответных сигналов).

Также важную роль при аналитической оценке достоверности идентификации объектов играет используемая модель целевой обстановки. Так, например, в работах [9, 10] в качестве модели целевой обстановки по числу объектов используется распределение Пуассона

$$P\left(N\left[V\right] = l\right) = \frac{\left(\rho V\right)^l}{l!}\exp\left(-\rho V\right), \qquad (2)$$

где $N[V]$ – число объектов в пространственном объеме V, ρ – пространственная плотность объектов, $l = \overline{1,\infty}$. Наряду с определенными досто-

 ISSN 1995-7009

инствами, для модели (2) характерен существенный недостаток, ограничивающий ее применение. Данный недостаток заключается в том, что модель (2) адекватна только для условия $L=\infty$, где L – максимально возможное число объектов в объеме V. При этом реальные условия применения систем идентификации соответствуют неравенству $L\neq\infty$ для любого V.

На основании вышеизложенного можно сделать вывод о том, что учет влияния пересечения временных баз ответных сигналов идентифицируемых объектов и ограничения по их максимальному числу позволит более точно оценивать достоверность их идентификации.

Целью настоящей работы является разработка методики аналитической оценки достоверности идентификации объектов подсистемой прямой идентификации в условиях изменения их пространственной плотности с ограничением по максимальному числу идентифицируемых объектов и учетом влияния пересечения временных баз их ответных сигналов.

Постановка задачи

Пусть бортовая РЛС в течение цикла обзора пространства обнаруживает множество объектов $\mathbf{T}=\{T_p\}$, которое подразделяется на два идентифицируемых подмножества: $\mathbf{A}=\{A_i\}$ – подмножество объектов с идентификационным признаком $q=1$; $\mathbf{B}=\{B_j\}$ – подмножество объектов с идентификационным признаком $q=0$. Подсистема прямой идентификации формирует оценку идентификационного признака каждого обнаруженного объекта q^* в неимитостойком режиме по одиночным ответным сигналам. При этом известны следующие исходные данные: ρ_A, ρ_B – пространственные плотности объектов подмножеств **A** и **B** соответственно; δD_1, $\delta\varphi_1$ – разрешающие способности бортовой РЛС по дальности и угловым координатам соответственно; δD_2, $\delta\varphi_2$ – разрешающие способности запросчика РСАО по дальности и угловым координатам соответственно; D_T – дальность до обнаруженного объекта.

Требуется оценить вероятность правильной идентификации объектов P для нижеприведенных моделей целевой обстановки и подсистемы прямой идентификации в условиях отсутствия внешних помех.

Решение

На основании формулы полной вероятности [13] справедливо равенство

$$P=P(q=1)P\left(q^*=1\middle|q=1\right)+ \\ +P(q=0)P\left(q^*=0\middle|q=0\right). \qquad (3)$$

При известных пространственных плотностях объектов имеем

$$\left.\begin{aligned} P(q=1)&=\frac{\rho_A}{\rho_A+\rho_B};\\ P(q=0)&=\frac{\rho_B}{\rho_A+\rho_B}. \end{aligned}\right\} \qquad (4)$$

Подставляя (4) в (3), получим

$$P=\frac{1}{\rho_A+\rho_B}\left(\rho_A P_A+\rho_B P_B\right), \qquad (5)$$

где

$$P_A=P\left(q^*=1\middle|q=1\right), \qquad (6)$$

$$P_B=P\left(q^*=0\middle|q=0\right). \qquad (7)$$

Рассмотрим следующую модель подсистемы прямой идентификации, функционирующей в неимитостойком режиме по одиночным ответным сигналам:

1. Все ответчики РСАО объектов подмножества **A**, ограниченного пределами объема неопределенности запросчика РСАО V_2 ($\mathbf{A}[V_2]$), формируют и передают ответный сигнал на каждый запросный сигнал, то есть

$$N_{Tr}[V_2]=N_A[V_2], \qquad (8)$$

где $N_{Tr}[V_2]$ – число ответных сигналов, излученных ответчиками РСАО, находящимися в пределах объема неопределенности запросчика РСАО V_2 при идентификации обнаруженного объекта, $N_A[V_2]$ – число объектов подмножества $\mathbf{A}[V_2]$ при идентификации обнаруженного объекта.

2. Подсистема прямой идентификации формирует решение о том, что идентифицируемый объект принадлежит подмножеству **A**, если принятый код обрабатываемого сигнала (группы сигналов) C_{Tr} соответствует действующему коду ответного сигнала C_R. В противном случае

подсистема прямой идентификации формирует решение о том, что идентифицируемый объект принадлежит подмножеству **B**, то есть

$$q^* = \begin{cases} 1, \ if \ C_T = C_R \\ 0, \ else. \end{cases} \quad (9)$$

Рассмотрим вариант идентификации объектов для случая однозначного целеуказания от бортовой РЛС, характеризующегося следующим условием:

$$N_T\left[V_1\right] = \begin{cases} 1, \ if \ S_D = 1, \\ 0, \ else. \end{cases} \quad (10)$$

Здесь $N_T\left[V_1\right]$ – число объектов, находящихся в пределах объема неопределенности бортовой РЛС V_1 в момент обнаружения идентифицируемого объекта; S_D – сигнал обнаружения объекта бортовой РЛС; $S_D = 1(0)$ – объект обнаружен (не обнаружен).

При идентификации объекта подмножества $\mathbf{A}$, в условиях отсутствия внешних помех, код обрабатываемого ответного сигнала C_{Tr} может соответствовать действующему коду C_R только в случае отсутствия наложений импульсов любого другого ответного сигнала на его ложные временные позиции. Отсюда с учетом выражения (10) и независимости моментов излучения ответных сигналов ответчиками РСАО имеем

$$P\left(C_{Tr} = C_R \middle| q = 1\right) = \prod_{n=1}^{N_A[V_0]} P\left(\overline{Cr}_{1n}\right), \quad (11)$$

где Cr_{1n} – событие, соответствующее наложению любого импульса n-го ответного сигнала на ложную временную позицию ответного сигнала идентифицируемого объекта; $\overline{X}$ – событие, противоположное событию X; $N_A\left[V_0\right]$ – число объектов подмножества $\mathbf{A}$, ограниченного объемом несанкционированного запроса V_0 [1], где

$$V_0 = V_2 - V_1. \quad (12)$$

Здесь, в свою очередь,

$$V_{1(2)} = \frac{1}{12}\pi\left(\delta\varphi_{1(2)}\right)^2 + \left(\left(D_T + \frac{1}{2}\delta D_{1(2)}\right)^3 - \left(D_T - \frac{1}{2}\delta D_{1(2)}\right)^3\right). \quad (13)$$

При идентификации объекта подмножества $\mathbf{B}$, в условиях отсутствия внешних помех, событию $C_{Tr} \neq C_R$ соответствует отсутствие маскирующих объектов в объеме неопределенности запросчика РСАО V_2, то есть

$$C_{Tr} \neq C_R\big|_{q=0}, \ if \ N_M\left[V_2\right] = 0, \quad (14)$$

где $N_M\left[V_2\right]$ – число маскирующих объектов в объеме неопределенности запросчика РСАО V_2. В данном случае под маскирующим объектом понимается объект подмножества $\mathbf{A}$, ответный сигнал которого по результатам идентификации отождествляется с идентифицируемым объектом подмножества $\mathbf{B}$. Это отождествление, с учетом условия (10), может произойти только с объектом A_n подмножества $\mathbf{A}\left[V_0\right]$ при отсутствии наложений импульсов любого другого ответного сигнала на ложные временные позиции его ответного сигнала, то есть

$$A_n \in \mathbf{M}\left[V_0\right], \ if \ A_n \in \mathbf{A}\left[V_0\right] \& \ \overline{Cr}_n, \quad (15)$$

где $\mathbf{M}$ – множество маскирующих объектов, $\overline{Cr}_n$ – событие, соответствующее отсутствию наложений импульсов любого ответного сигнала на ложные временные позиции ответного сигнала объекта A_n.

На основании (14) и (15) с учетом (10) имеем

$$P\left(C_{Tr} \neq C_R \middle| q = 0\right) = \begin{cases} 1, \ if \ N_A\left[V_0\right] = 0, \\ 0, \ if \ N_A\left[V_0\right] = 1, \\ P\left(Cr\forall n\right), \ if \ N_A\left[V_0\right] > 1, \end{cases} \quad (16)$$

где

$$P\left(Cr\forall n\right) = \prod_{n=1}^{N_A[V_0]} P\left(Cr_n \middle| Cr\forall m = \overline{1, n-1}\right). \quad (17)$$

Для вероятностного представления целевой обстановки по числу объектов в заданном объеме пространства выражения (11) и (16), с учетом того, что

$$P\left(\overline{Cr}_n \middle| Cr\forall m = \overline{1, n-1}\right) = \prod_{k=1, k\neq n}^{N_A[V_0]} P\left(\overline{Cr}_{nk} \middle| Cr\forall m = \overline{1, n-1}\right), \quad (18)$$

примут вид

$$P\left(C_{Tr}=C_R\,|q=1\right)=P\left(N_A\left[V_0\right]=0\right)+\sum_{l=1}^{N_A[V_0]_{\max}}\left(P\left(N_A\left[V_0\right]=l\right)\prod_{n=1}^{l}P\left(\overline{Cr_{1n}}\right)\right); \quad (19)$$

$$P\left(C_{Tr}\neq C_R\,|q=0\right)=P\left(N_A\left[V_0\right]=0\right)+$$
$$\sum_{l=2}^{N_A[V_0]_{\max}}\left(P\left(N_A\left[V_0\right]=l\right)\times\prod_{n=1}^{l}\left(1-\prod_{k=1,k\neq n}^{l}P\left(\overline{Cr}_{nk}\,\middle|\,Cr\forall m=\overline{1,n-1}\right)\right)\right), \quad (20)$$

где $N_A\left[V_0\right]_{\max}$ – максимально возможное число объектов подмножества $\mathbf{A}$, ограниченного объемом несанкционированного запроса V_0.

В общем случае наложение импульсов одного ответного сигнала на ложные временные позиции любого другого ответного сигнала зависят от конкретной структуры ответного сигнала и расположения объектов подмножества $\mathbf{A}$ по дальности. С целью обобщения процедуры оценки величины P введем некоторый коэффициент наложения ответных сигналов

$$k_{Cr}=\frac{1}{N_A^2}\sum_{n}^{N_A}\sum_{k}^{N_A}P\left(Cr_{nk}\right), \quad (21)$$

который представляет собой не что иное, как среднюю вероятность наложения импульсов одного ответного сигнала на ложные временные позиции другого ответного сигнала.

Используя коэффициент k_{Cr} как оценочное значение величины $P\left(Cr_{nk}\right)$ для любых n и k и подставляя его вместо $P\left(Cr_{nk}\right)$ в выражения (19) и (20), с учетом (6), (7) и (9) получим

$$P_A=P\left(N_A\left[V_0\right]=0\right)+\sum_{l=1}^{N_A[V_0]_{\max}}\left(P\left(N_A\left[V_0\right]=l\right)\left(1-k_{Cr}\right)^l\right); \quad (22)$$

$$P_B=P\left(N_A\left[V_0\right]=0\right)+\sum_{l=2}^{N_A[V_0]_{\max}}\left(P\left(N_A\left[V_0\right]=l\right)\times\prod_{n=1}^{l}\left(1-\left(1-k_{Cr}\right)^{l-1}\right)\right). \quad (23)$$

Для определения величины $P\left(N_A\left[V_0\right]=l\right)$ необходимо задаться адекватной вероятностной моделью целевой обстановки по числу объектов подмножества $\mathbf{A}$. В настоящей работе с этой целью будем использовать следующее распределение:

$$P\left(N_A\left[V_0\right]=l\right)=\frac{\left(\rho_A V_0\right)^l}{l!}\exp\left(-\rho_A V_0\right)+$$
$$+\frac{1}{N_A\left[V_0\right]_{\max}}\left(1-\sum_{l=1}^{N_A[V_0]_{\max}}\frac{\left(\rho_A V_0\right)^l}{l!}\exp\left(-\rho_A V_0\right)\right). \quad (24)$$

Данное распределение получено на основе выражения (2) путем введения ограничения по параметру $N_A\left[V_0\right]$ с равномерным распределением остатка между составляющими при соблюдении условия нормировки.

Выражение (24) может быть использовано в качестве модели целевой обстановки по параметру $N_A\left[V_0\right]$ для любого числа $N_A\left[V_0\right]_{\max}$. При этом для $N_A\left[V_0\right]_{\max}=\infty$ модель (24) преобразуется в модель (2).

Выражения (22) и (23) с учетом (24) примут вид

$$P_A=\exp\left(-\rho_A V_0\right)+C\left(1+\sum_{l=1}^{N_A[V_0]_{\max}}\left(1-k_{Cr}\right)^l\right); \quad (25)$$

$$P_B=\exp\left(-\rho_A V_0\right)+C+\sum_{l=2}^{N_A[V_0]_{\max}}\left(\left(\frac{\left(\rho_A V_0\right)^l}{l!}\exp\left(-\rho_A V_0\right)+C\right)\times\left(1-\left(1-k_{Cr}\right)^{l-1}\right)^l\right), \quad (26)$$

где $$C = \frac{1}{N_A\left[V_0\right]_{\max}} \times$$

$$\times\left(1 - \sum_{l=1}^{N_A[V_0]_{\max}} \frac{\left(\rho_A V_0\right)^l}{l!}\exp\left(-\rho_A V_0\right)\right). \qquad (27)$$

Выражения (25) и (26) позволяют оценить вероятность правильной идентификации объектов подмножеств **A** и **B** соответственно в зависимости от их пространственной плотности, а выражение (5) – безусловную вероятность правильной идентификации объектов с ограничением по их максимальному числу и учетом влияния пересечения временных баз их ответных сигналов.

На основании (25) и (26) для частного идеализированного случая $k_{Cr} = 1$, $N_A\left[V_0\right]_{\max} = \infty$ имеем

$$P_A = \exp\left(-\rho_A V_0\right); \qquad (28)$$

$$P_B = 1 - \rho_A V_0 \exp\left(-\rho_A V_0\right). \qquad (29)$$

Таким образом, методику аналитической оценки достоверности идентификации объектов подсистемой прямой идентификации в условиях изменения их пространственной плотности с ограничением по максимальному числу идентифицируемых объектов и учетом влияния пересечения временных баз их ответных сигналов можно представить в виде последовательного выполнения следующих действий:

1. Задание исходных данных: ρ_A, ρ_B; δD_1, $\delta\varphi_1$, δD_2, $\delta\varphi_2$, D_T, k_{Cr}, $N_A\left[V_0\right]_{\max}$.

2. Оценка объема несанкционированного запроса V_0 в соответствии с выражением (12).

3. Оценка коэффициента C в соответствии с выражением (27).

4. Оценка частных показателей достоверности идентификации объектов P_A и P_B в соответствии с выражениями (25) и (26).

5. Оценка обобщенного показателя достоверности идентификации объектов P в соответствии с выражением (5).

Литература

1. *Ткаченко С.С., Аврамов А.В., Иванов С.Л.* Принципы дополнительной селекции запросного сигнала по угловым координатам в радиолокационной системе с активным ответом // Вестник Воронежского государственного технического университета. Т. 6. 2010. С. 104–107.

2. Система опознавания с использованием частотного признака радиолокационной станции: пат. на полезную модель РФ / Ткаченко С.С., Черепанов Д.А. № 84135 от 27.06.2009 г.

3. Система опознавания с учетом несущей частоты и направления облучения радиолокационной станции: пат. на полезную модель РФ / Ткаченко С.С. № 121357 от 20.10.2012 г.

4. *Скрынников В.Г., Терентьев С.В.* Навигационно-связной метод идентификации // Радиотехника. 1997. № 7. С. 107–111.

5. Способ координатно-связного опознавания с применением статистической оценки разности пространственных координат: пат. на изобретение РФ / Ткаченко С.С., Аврамов А.В., Иванов С.Л. № 2461019 от 10.09.2012 г.

6. *Ткаченко С.С., Аврамов А.В.* Координатно-связное опознавание на основе теории дискретной фильтрации и статистической обработки опытных данных // Успехи современной радиоэлектроники. 2010. № 11. С. 15–20.

7. *Аврамов А.В., Ткаченко С.С.* Алгоритм опознавания воздушных объектов на основе оценки разности их координат // Вестник Воронежского института МВД России. 2009. № 3. С. 98–102.

8. *Ткаченко С.С., Иванов С.Л., Трущинский А.Ю.* Алгоритм комплексной обработки информации в подсистеме навигационно-связной идентификации // Теория и техника радиосвязи. 2013. № 4. С. 26–30.

9. *Ткаченко С.С.* [и др.] Обобщенный критерий достоверности принятия решения в подсистеме прямой идентификации // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2010. Т. 6, № 6. С. 27–29.

10. *Вик И.П.* Методика оценки качества опознавания объектов в бортовом радиоэлектронном комплексе самолета // Радиотехника. 1996. № 5. С. 112–117.

11. *Ткаченко С.С.* Оценка достоверности текущих решений, формируемых подсистемой навигационно-связной идентификации // Теория и техника радиосвязи. 2014. № 2. С. 98–103.

12. *Ткаченко С.С., Поветко В.Н.* Методика аналитической оценки достоверности навигационно-связной идентификации целей на основе алгоритма комплексной обработки информации // Теория и техника радиосвязи. 2015. № 1. С. 38–42.

13. *Вентцель Е.С.* Теория вероятностей: учебник для студ. вузов. 9-е изд., стер. М.: Издат. центр «Академия», 2003. 576 с.

Статья поступила в редакцию 9 июня 2015 года

УДК 681.3

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ МЕТОДА ФРАКТАЛЬНОГО СЖАТИЯ И ВОССТАНОВЛЕНИЯ ГРАФИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ С РЕАЛИЗАЦИЕЙ СТЕГАНОГРАФИЧЕСКОЙ ВМЕСТИМОСТИ

А.В. Велигоша, к.т.н., доцент кафедры инфокоммуникаций, Сев.-Кав. федеральный ун-т, e-mail: aveligosha@mail.ru
Д.А. Велигоша, к.т.н., старший ИТ-аналитик, ЗАО «Сбертех», e-mail: veli13@mail.ru

Разработанные методы математического описания процессов обработки графической информации, обладающих фрактальными и мультифрактальными свойствами, реализации стеганографической вместимости графической информации и модели ее описания и обработки на основе систем итерируемых функций позволили разработать новый метод ее фрактального сжатия и восстановления. Данный метод реализуется программно, разработанные алгоритмы представлены в настоящей статье. Проведенные оценки показали эффективность разработанного метода фрактального сжатия графической информации, при этом время сжатия незначительно превышает время сжатия существующими методами, а время восстановления значительно меньше, чем при применении существующих методов.

Ключевые слова: *графическая информация, алгоритм, блок-схема, фрактальный алгоритм, метод, стеганографическая вместимость, самоподобие, коэффициент сжатия.*

ALGORITHM DESIGN OF FRACTAL COMPRESSION METHOD AND GRAPHIC DATA RECOVERY WITH STEGANOGRAPHIC CAPACITY IMPLEMENTATION

A.V. Veligosha, Ph.D. in Engineering Sciences, associate professor of Infocommunication Chair, North-Caucasus Federal University, e-mail: aveligosha@mail.ru
D.A. Veligosha, Ph.D. in Engineering Sciences, senior IT analyst, CJSC «Sbertekh», e-mail: veli13@mail.ru

The developed methods of mathematical formulation of graphic information manufacturing processes, possessing fractal and multifractal characteristics, and the methods of implementation of both graphic information steganographic capacity and models of the description and processing of this information on basis of iteratable function systems allow to develop a new method of graphic data fractal compression and recovery. The given method is implemented programmatically and the developed algorithms are presented in this article. The undertaken estimations show the effectiveness of the developed method of graphic information fractal compression; the compression time slightly exceeds the time of compression by the existent methods and the recovery time is significantly less, than with the use of the existent methods.

Keywords: *graphic information, algorithm, flowchart, fractal algorithm, method, steganographic capacity, self-similarity, compression ratio.*

Каждое конкретное изображение x мы можем рассматривать как реализацию случайного поля с функцией плотности распределения $f(x)$. Рассмотрение x как случайного поля позволяет воспользоваться для обработки графической информации подходом Байеса [1]. При этом решение проблем очистки от шума или сжатия графической информации напрямую зависит от точности определения функции $f(x)$ [2]. Чем более полная информация имеется о законе распределения, тем точнее результаты при решении задач оценивания параметров графической информации получаются в результате преобразования [3]. Таким образом, задача моделирования и преобразования графической информации состоит в том, чтобы построить функцию $f(x)$, которая наилучшим образом отражала бы ее реальные свойства при обработке. В основу построения такой стохастической модели положено допущение о том, что графическая информация может быть описана с помощью некоторого случайного поля и что параметры этого поля могут быть достаточно точно оценены вполне определенным образом [4].

В настоящее время для решения данной задачи широко используют модель марковского случайного поля, которая достаточно полно описывает статистику точек графической информации в пространственной области. Однако возможности данной модели ограничены тем, что она позволяет описать ее в общем виде [1]. Попытки более подробного описания графической

информации привели к значительному увеличению сложности методов ее обработки, базирующихся на подобной модели, и, как следствие, к невозможности решения широкого класса задач в реальном масштабе времени [2].

Для разрешения выявленного противоречия было проведено моделирование структуры графической информации не в пространственной области, а в области ее преобразования. При этом доказано, что линейные и обратимые преобразования часто изменяют структуру графической информации таким образом, что она представляется в виде совокупности коэффициентов преобразования, характеристики которых значительно облегчают процесс построения модели ее обработки [5]. Это связано с тем, что реальная графическая информация содержит хорошо различимые составляющие в виде таких ее особенностей, как края, ребра, которым соответствуют значимые значения коэффициентов преобразования.

Разработанные методы математического описания процессов обработки графической информации, обладающих фрактальными и мультифрактальными свойствами, реализации стеганографической вместимости графической информации и модели ее описания и обработки на основе систем итерируемых функций [6–8] позволяют перейти к разработке алгоритма фрактального сжатия и восстановления графической информации с реализацией стеганографической вместимости.

Для решения поставленной задачи проведем разработку обобщенных алгоритмов фрактального сжатия и восстановления графической информации, а также алгоритмов внедрения и извлечения файла-контейнера, обеспечивающего стеганографическую вместимость.

На рис. 1 представлен обобщенный алгоритм решения задачи фрактального сжатия графической информации. Исходными данными для блока подготовки сигнала к обработке является графическая информация, представленная в виде сигнала, описанного в [6]. В этом блоке производится преобразование цветового пространства, в котором представлена исходная графическая информация. В общем случае метод сжатия может работать с графической информацией, основанной на любом типе цветового пространства, однако наибольшая степень сжатия при обработке достигается в случае применения цветового пространства яркость/цветность YCrCb.

Рис. 1. Обобщенный алгоритм метода фрактального сжатия графической информации

Применение цветового пространства YCrCb объясняется физиологическими особенностями зрительной системы человека, а именно тем, что глаз имеет большую чувствительность к полутоновым компонентам яркости Y, чем к цветоразностным компонентам Cb и Cr. Следовательно, не нарушая органолептических свойств исходной графической информации, можно уменьшить количество выборок Cb и Cr, оставив без изменения число выборок Y. Этот процесс называется субдискретизацией, или прореживанием сигналов цветности [9]. В результате субдискретизации уменьшается объём информации, поступающей для обработки в первый блок предлагаемого метода, следовательно, возрастает коэффициент сжатия графической информации при ее обработке.

Блок формирования библиотеки доменов предназначен для формирования библиотеки доменов на основе поступающего на обработку сигнала. Цель формирования библиотеки доменов – создание базы кодовых векторов, выступающих в качестве образцов при поиске самоподобных структур в процессе обработки графической информации.

База кодовых векторов может формироваться из любого множества блоков графической информации, однако возникает необходимость передачи базы, сформированной на этапе сжатия на приемную сторону для ее восстановления, что существенно увеличит объём передаваемой информации и, следовательно, уменьшит коэффициент сжатия [10].

Альтернативным вариантом формирования библиотеки доменов является возможность использования в качестве образцов блоков самой обрабатываемой графической информации. Эта возможность объясняется самоподобным характером функции, описывающей графическую информацию. При таком подходе, во-первых, облегчается поиск подобных пар блоков графической информации, во-вторых, исчезает необходимость передачи базы кодовых векторов на приемную сторону.

Таким образом, задача формирования библиотеки доменов сводится к разбиению поступающего на вход сигнала графической информации на множество блоков $D_1, D_2, ..., D_d$, $D_i \subseteq \Omega$, где Ω – исходный сигнал, $j = 1, ..., d$. Блоки могут быть пересекающимися, а их объединение должно соответствовать исходному сигналу, т.е. $\bigcap_j D_j \neq \phi$, $\bigcup_i D_i = \Omega$.

Блок формирования множества ранговых областей предназначен для формирования на основе поступающего на обработку сигнала графической информации множества ранговых областей, подлежащих сравнению с элементами библиотеки доменов при поиске самоподобных структур.

Исходный сигнал Ω разбивается на множество блоков $R_1, R_2, \ldots, R_r$, где $R_i \subseteq \Omega$, $i = 1, ..., r$. В этом случае объединение полученных блоков соответствует исходному сигналу, однако блоки не являются пересекающимися, т.е. $\bigcup_i R_i = \Omega$, $\bigcap_i R_i = \phi$.

Блок поиска пары домен – ранговая область предназначен для отыскания в библиотеке доменов подобного домена для каждой ранговой области. Домен считается подобным ранговой области, если в выбранной метрике расстояние между ними не превышает заранее определенного порогового значения.

Блок формирования архива предназначен для записи в файл заголовка, включающего информацию о параметрах сжатия графической информации, и тела архива, включающего информацию о порядке формирования доменов и ранговых областей на основе исходного сигнала и параметров аффинных преобразований.

На рис. 2 изображен обобщенный алгоритм восстановления графической информации.

Рассмотрим назначение блоков алгоритма восстановления графической информации. Блок формирования множества доменов предназначен для разбиения исходной графической информации на домены в соответствии с параметрами, применяемыми при формировании библиотеки доменов. Полученные домены будут выступать в качестве аргумента аффинных преобразований, составляющих систему итерируемых функций.

Рис. 2. Обобщенный алгоритм восстановления графической информации

Блок формирования множества ранговых областей предназначен для разбиения графической информации на ранговые области. Разбиение производится в соответствии с управляющими полями файла архива. Результат разбиения полностью повторяет результат аналогичной процедуры при осуществлении сжатия графической информации.

Блок применения системы итерируемых функций предназначен для применения совокупности аффинных преобразований к некоторому промежуточному изображению графической информации. Каждая итерация приближает промежуточное изображение к неподвижной точке, соответствующей исходному изображению графической информации. Поскольку аффинные преобразования являются сжимающими, неподвижная точка единственная и достижима за конечное число шагов.

Блок формирования графической информации предназначен для преобразования цветового пространства YCrCb в пространство RGB и сохранения полученного изображения в виде графического файла.

На рис. 3 изображен алгоритм внедрения файла-контейнера. В качестве исходных данных выступают файл-контейнер и цифровая метка.

Блок селекции носителя предназначен для определения местоположения и размера фрагментов файла-контейнера, используемых для внедрения метки. Носитель должен быть выбран таким образом, чтобы элементы цифровой метки занимали минимально допустимую часть каждого фрагмента контейнера, исходя из соотношения размеров контейнера и цифровой метки. Неравномерное распределение элементов метки по фрагментам контейнера может привести к выявлению стеганографического канала.

Блок внедрения цифровой метки осуществляет непосредственное внедрение цифровой метки в тело файла-контейнера. В заголовок файла-контейнера записывается информация, позволяющая произвести селекцию носителя при извлечении метки из контейнера.

На рис. 4 изображен алгоритм извлечения цифровой метки. В качестве исходных данных выступает файл-контейнер.

Рис. 3. Алгоритм внедрения файла-контейнера

Рис. 4. Алгоритм извлечения файла-контейнера

Блок селекции носителя предназначен для определения местоположения и размера фрагментов файла-контейнера, используемых для внедрения метки, на основании информации, имеющейся в заголовке файла-контейнера.

Блок фильтрации цифровой метки осуществляет непосредственное извлечение цифровой метки из файла-контейнера.

Таким образом, предложены обобщенные алгоритмы сжатия и восстановления графической информации, включающие в себя алгоритмы внедрения и извлечения файла-контейнера на основе реализации стеганографических функций, описанных в [7].

Разработанный метод фрактального сжатия графической информации и внедрения/извлечения файла-контейнера, использующий разработанную модель описания и обработки графической информации и математического аппарата систем итерируемых функций, реализуется алгоритмами, описанными выше. Предложенный метод фрактального сжатия графической информации позволяет достичь требуемых показателей качества ее сжатия. Он превосходит существующие методы сжатия JPEG и JPEG 2000 по коэффициенту сжатия в 2–3 раза [11]. Сравнительная оценка разработанного метода и методов JPEG и JPEG 2000 проиллюстрирована в таблице.

Таблица

Сравнительная оценка методов сжатия

Показатели	Методы сжатия графической информации			Требования
	JPEG, JPEG 2000	Разработанный	Выводы	
Коэффициент сжатия, C	2–200	10–180 и более	Соответствует требованиям	10–200
Качество восстановления, $К_{с/ш}$	$К_{с/ш}$ = 30дБ C = 75; $К_{с/ш}$ = 35 дБ C = 25	$К_{с/ш}$ = 30 дБ C = 180; $К_{с/ш}$ = 35 C = 75	Соответствует требованиям и превышает их	30 – 35 дБ $К_{с/ш}$ = 30 дБ $C \geq 150$; $К_{с/ш}$ = 35 дБ $C \geq 70$

Литература

1. *Papoulis A. Probability*. Random variables and Stochastic Processes. New York: McGraw-Hill, 1991.

2. *Rabiner L.R. and Shafer R.W.* Digital Signal Processing of Spich Signals. Engelwood Cliffs, NJ, 2003.

3. *Thao N.T. and Vetterli M.* Deterministic analysis of oversampled a/d conversion and decoding improvement based on consistent estimates // IEEE Trans. Signal Proc. March 1994. No. 42. Pp. 519–531.

4. *Ватолин Д.С., Ратушняк А.О., Смирнов Б.М., Юкин Д.В*. Методы сжатия данных. М.: Диалог – МИФИ, 2003. 212 с.

5. *Basseville M. and Benveniste A., Willsky A.S.* Multiscale autoregressive processes: Shur-Levinson parametrizations // IEEE Trans. Signal Proc. 1992. No. 14. Pp. 343–352.

6. *Велигоша Д.А., Варнавской А.С.* Разработка метода математического описания процессов обработки графической информации, обладающих фрактальными и мультифрактальными свойствами // Теория и техника радиосвязи. 2014. № 1. С. 35–42.

7. *Велигоша Д.А., Кулик Н.А.* Разработка метода реализации стеганографической вместимости графической информации // Теория и техника радиосвязи. 2014. № 2. С. 78–82.

8. *Велигоша А.В., Велигоша Д.А.* Разработка модели описания и обработки графической информации на основе систем итерируемых функций // Теория и техника радиосвязи. 2014. № 3. С. 70–76.

9. *Сергиенко В.С., Баринов В.В.* Сжатие данных, речи, звука и изображений в телекоммуникационных системах: Учебное пособие. М.: ИП «РадиоСофт», 2009. 360 с.

10. *Harmsen J.J., Pearlman W.A.* Steganalysis of Additive Noise Modelable Information Hiding, Proc. EI SPIE Electronic Imaging, Santa Clara, January 21–24, 2003. Pp. 131–142.

11. *Велигоша Д.А.* Фрактальное сжатие изображений с использованием вэйвлет-преобразований: Свидетельство РФ об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2010617076 (в Реестре программ для ЭВМ) от 31.08.10.

Статья поступила в редакцию 15 апреля 2015 года

УДК 681.3

АЛГОРИТМ ПОДГОТОВКИ СИГНАЛА ДЛЯ ОБРАБОТКИ ФРАКТАЛЬНЫМ МЕТОДОМ СЖАТИЯ

А.В. Велигоша, к.т.н., доцент кафедры инфокоммуникаций, ФГАОУ ВПО «Северо-Кавказский федеральный университет» (г. Ставрополь), e-mail: aveligosha@mail.ru
Д.А. Велигоша, к.т.н., старший ИТ-аналитик, ЗАО «Сбертех», e-mail: veli13@mail.ru
В.Н. Верещагин, инженер-конструктор, ОАО «ВНИИ «Вега», г. Воронеж, e-mail: Slawa-W@mail.ru
В.С. Немыкин, студент, Ин-т информационных технологий и телекоммуникаций СКФУ, e-mail: v19nemykin@gmail.com
Ю.В. Белозерцев, начальник отдела, ОАО «ВНИИ «Вега», г. Воронеж, e-mail: vega_@mail.ru

Проведена разработка алгоритма подготовки сигнала для обработки методом фрактального сжатия, который является первым этапом сжатия графической информации и в котором было предложено использовать алгоритм Кенни для разбиения графической информации на области переходов, что позволило получить выражения для преобразования пространств RGB в YCrCnb.

Ключевые слова: *графическая информация, алгоритм, коэффициент сжатия, вэйвлет-преобразование, субдискретизация, пространство, качество восстановления, сигнал цветности.*

SIGNAL PREPARATION ALGORITHM FOR THE FRACTAL COMPRESSION METHOD PROCESSING

A.V. Veligosha, Ph.D. in Engineering Sciences, associate professor, Infocommunications Chair, North-Caucasus Federal University (Stavropol), e-mail: aveligosha@mail.ru
D.A. Veligosha, Ph.D. in Engineering Sciences, senior IT analyst, CJSC «Sbertekh», e-mail: veli13@mail.ru
V.N. Vereshchagin, design engineer, JSC «Voronezh Research Institute on Communications «Vega», e-mail: Slawa-W@mail.ru
V.S. Nemykin, student, Information Technologies and Telecommunications Institute, e-mail: v19nemykin@gmail.com
Yu.V. Belozyortsev, head of department, JSC «Voronezh Research Institute on Communications «Vega», e-mail: vega_@mail.ru

The paper proposes an algorithm of signal preparation for processing by a fractal compression method, which is the first step of graphic data compression. This method proposes the Canny algorithm for graphic information segmentation into junction regions, which allows to get expressions for RGB colour spaces transformation into YCrCnb ones.

Keywords: *graphical information, algorithm, compression ratio, wavelet transform, sub-discretization, color space, image restoration quality, chrominance signal.*

Исследование концептуальных основ возможности представления графической информации с использованием ее фрактальных свойств позволило провести разработку методов математического описания процессов, обладающих фрактальными и мультифрактальными свойствами, а также моделей описания шумовой составляющей графической информации и ее обработки на основе систем итерируемых функций [1–3]. Полученные модели и методы легли в основу разработки нового алгоритма фрактального сжатия графической информации.

Исходными данными для блока подготовки сигнала к обработке является графическая информация, представленная в виде сигнала, описанного с помощью ее фрактальных свойств.

Исходная графическая информация представляется в виде трех массивов R, G и B, в которых хранятся целочисленные значения интенсивностей красного, зеленого и синего цветов соответственно в целочисленном диапазоне от 0 до 255 [4, 5]. Параметры сигнала хранятся в числовых массивах: высота – в vSize, ширина – в hSize (vSize, hSize ≥ 1).

Данное разбиение графической информации проводится при помощи выделения ее цветовых перепадов. Определение цветовых перепадов осуществляется по алгоритму Кенни [6].

С помощью алгоритма Кенни выделяются точки изменения цвета в графической информации $f(x_1, x_2)$ посредством вычисления модуля его вектора градиента:

 ISSN 1995-7009

$$\vec{\nabla} f = \left(\frac{df}{dx_1}, \frac{df}{dx_2} \right). \quad (1)$$

Частная производная f в направлении единичного вектора $\vec{n} = (\cos\alpha, \sin\alpha)$ в плоскости $x = (x_1, x_2)$ вычисляется как скалярное произведение с вектором градиента по выражению

$$\frac{df}{d\vec{n}} = \vec{\nabla}.\vec{n} = \frac{df}{dx_1}\cos\alpha + \frac{df}{dx_2}\sin\alpha. \quad (2)$$

Абсолютное значение этой частной производной максимально, если вектор $\vec{n}$ коллинеарен $\vec{\nabla} f$. Это показывает, что вектор градиента $\vec{\nabla} f(x)$ параллелен направлению максимального изменения поверхности $f(x)$. Точка $y \in R^2$ и определяется как перепад, если $\left|\vec{\nabla} f(x)\right|$ имеет локальный максимум при $x = y$, когда $x = y + \lambda\vec{\nabla} f(y)$ для достаточно малых значений $|\lambda|$. Это означает, что частные производные f достигают локального максимума при $x = y$, когда x изменяются в одномерной окрестности y вдоль направления максимального изменения f в точке y. Эти точки перепада являются точками перегиба y [7].

Многомасштабная версия этого детектора перепада выполняется сглаживанием поверхности с растянутым ядром свертки $Q(x)$. Это ядро вычисляется с помощью вэйвлетов, которые являются частными производными Q:

$$\psi^1 = -\frac{dQ}{dx_1} \text{ и } \psi^2 = -\frac{dQ}{dx_2}. \quad (3)$$

Для уменьшения объема памяти и вычислений, применяемых при обработке графической информации, масштаб должен изменяться в зависимости от двоичной последовательности $\{2^j\}_{j \in Z}$. При этом $1 \le k \le 2$; $x = (x_1, x_2)$ выразим через вэйвлет-коэффициенты:

$$\psi_{2^j}{}^k(x_1, x_2) = \frac{1}{2^j}\psi^k\left(\frac{x_1}{2^j}, \frac{x_2}{2^j}\right)$$

$$\text{и } \overline{\psi}^k_{2^j}(x) = \psi^k_{2^j}(-x). \quad (4)$$

В двух направлениях, с индексами $1 \le k \le 2$, двоичное вэйвлет-преобразование $f \in L^2(R^2)$ в точке $u = (u_1, u_2)$ есть

$$W^k f(u, 2^j) = \left\langle f(x), \psi^k_{2^j}(x-u) \right\rangle =$$

$$= f * \overline{\psi}^k_{2^j}(u). \quad (5)$$

Обозначим $Q_{2^j}(x) = 2^{-j} Q(2^{-j} x)$ и $\overline{Q}_{2^j}(x) = Q_{2^j}(-x)$. Тогда два масштабированных вэйвлета могут быть переписаны в виде

$$\overline{\psi}^1_{2^j} = 2^j \frac{d\overline{Q}_{2^j}}{dx_1}$$

$$\text{и } \overline{\psi}^2_{2^j} = 2^j \frac{d\overline{Q}_{2^j}}{dx_2}. \quad (6)$$

Таким образом, на основе выражения (6) получено, что компоненты вэйвлет-преобразования пропорциональны координатам вектора градиента f, сглаженного $\overline{Q}_{2^j}$:

$$\begin{pmatrix} W^1 f(u, 2^j \\ W^2 f(u, 2^j \end{pmatrix} = 2^j \begin{pmatrix} \frac{d}{du_1}(f * Q_{2^j})(u) \\ \frac{d}{du_2}(f * Q_{2^j})(u) \end{pmatrix} =$$

$$= 2^j \vec{\nabla}(f * \overline{Q}_{2^j})(u). \quad (7)$$

Модуль этого вектора градиента пропорционален модулю вэйвлет-преобразования в виде

$$M\ f(u, 2^j) =$$

$$= \sqrt{\left|W^1 f(u, 2^j)\right|^2 + \left|W^2 f(u, 2^j)\right|^2}. \quad (8)$$

Пусть $A f(u, 2^j)$ – угол вектора вэйвлет-преобразования (7) в плоскости (x_1, x_2); тогда можно записать

$$A f(u, 2_j) =$$

$$= \begin{cases} \alpha(u), & \text{если } W^1 f(u, 2^j) \ge 0, \\ \pi - \alpha(u), & \text{если } W^1 f(u, 2^j) < 0, \end{cases} \quad (9)$$

где $\alpha(u)$ определяется как

$$\alpha(u) = tg^{-1}\left(\frac{W^2 f(u, 2^j)}{W^1 f(u, 2^j)}\right). \quad (10)$$

Единичный вектор $\vec{n}_j(u) = \cos A f(u, 2^j)$, $\sin A f(u, 2^j)$ коллинеарен вектору $\vec{\nabla}(f * \overline{Q}_{2^j})(u)$.

Точка перепада с масштабом 2^j – это точка ν, такая, что $M\ f(u, 2^j)$ есть локальный максимум при $u = \nu$, когда $u = \nu + \lambda \vec{n}_j(\nu)$ для достаточно малых значений $|\lambda|$. Эти точки называются также максимумами модуля вэйвлет-преобразования. Сглаженное изображение $f * \bar{Q}_{2^j}$ имеет точку перегиба в расположении максимума модуля.

Точки перепада распределены вдоль кривых, которые часто соответствуют границе структур, несущих значительную информацию о графических данных [8]. Отдельные максимумы вэйвлет-модулей, объединенные вместе, образуют кривые максимумов, которые следуют вдоль перепадов. В любой области касательная к кривой перепада аппроксимируется вычислением касательной линии уровня. Это направление касательной используется для объединения вэйвлет-максимумов, расположенных вдоль одной кривой хребта [7, 8].

Линии уровня $g(x)$ – это кривые $x(s)$ в плоскости (x_1, x_2), где $g(x(s))$ – константа. Параметр s есть длина дуги линии уровня. Пусть $\vec{\tau} = (\tau_1, \tau_2)$ – направление касательной к $x(s)$. Отсюда получаем следующее соотношение для цветовых перепадов:

$$\frac{dg(x(s))}{ds} = \frac{dg}{dx_1}\tau_1 + \frac{dg}{dx_2}\tau_2 = \vec{\nabla} g \cdot \vec{\tau} = 0, \quad (11)$$

поэтому вектор $\vec{\nabla} g(x)$ перпендикулярен направлению $\vec{\tau}$ касательной линии уровня, которая проходит через x.

Из этого свойства линии уровня, примененного к сглаженному изображению $g = f * \bar{Q}_{2^j}$, следует, что в точке максимума ν вектор $\vec{n}_j(\nu)$ с углом $A f(\nu, 2^j)$ перпендикулярен линии уровня $f * \bar{Q}_{2^j}$, проходящей через ν. Если профиль интенсивности остается константой вдоль перепада, то точки перегиба (точки максимума) расположены вдоль линии уровня. Поэтому касательная к кривой максимумов перпендикулярна $\vec{n}_j(\nu)$. Профиль интенсивности перепада может и не быть константой, но его изменения часто пренебрежимо малы в окрестности размера 2^j, если он не находится около угловой точки. Касательная к кривой максимумов в этом случае почти перпендикулярна вектору $\vec{n}_j(\nu)$, поэтому в дискретных вычислениях кривые максимумов восстанавливаются объединением любых двух вэйвлет-максимумов в точках ν и $\nu + \vec{n}$. Они являются соседними на решетке выборки графической информации так, что вектор $\vec{n}$ почти перпендикулярен $\vec{n}_j(\nu)$. Данное вэйвлет-преобразование позволяет перейти к разбиению сигнала, представляющего собой графическую информацию, на непересекающихся интервалах, т.к. вэйвлет-максимумы перпендикулярны друг другу, что было показано выше [9]. Алгоритмы преобразования пространств RGB в YCrCb представлены на рис. 1 и 2.

Для получения новых пространств применим следующие выражения [1, 2, 6]:

$$\begin{aligned} Y &= Fy(R,G,B) = \\ &= 0{,}2990R + 0{,}5870G + 0{,}1140B, \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} Cr &= Fcr(R,G,B) = \\ &= 0{,}5000R - 0{,}4187G - 0{,}0813B + 128, \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} Cb &= Fcb(R,G,B) = \\ &= -0{,}1687R - 0{,}3313C + 0{,}5000B + 128. \end{aligned} \quad (14)$$

Глаз человека имеет большую чувствительность к полутоновым компонентам яркости Y, чем к цветоразностным компонентам Cr и Cb, поэтому можно существенно сократить объем графической информации, поступающей на обработку, путем субдискретизации компонентов цветности изображения [1].

В общем случае возможна субдискретизация различных компонент с различной частотой. Компонент яркости Y несет основную информацию о графической информации, поэтому он субдискретизации не подвергается. В зависимости от того, с какой частотой осуществляется прореживание компонентов цветности, различают субдискретизацию типа 4:1:1 и 4:2:2. В обоих случаях графическая информация делится на четыре блока. При субдискретизации типа 4:1:1 для каждого блока сохраняются четыре выборки Y, одна выборка Cr и одна Cb. При субдискретизации типа 4:2:2 для каждого блока сохраняются четыре выборки Y, две выборки Cr и две Cb [2, 6].

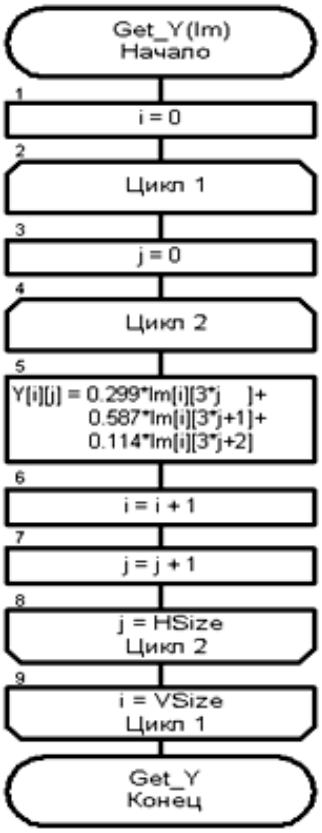


Рис. 1. Блок-схема алгоритма подготовки сигнала яркости

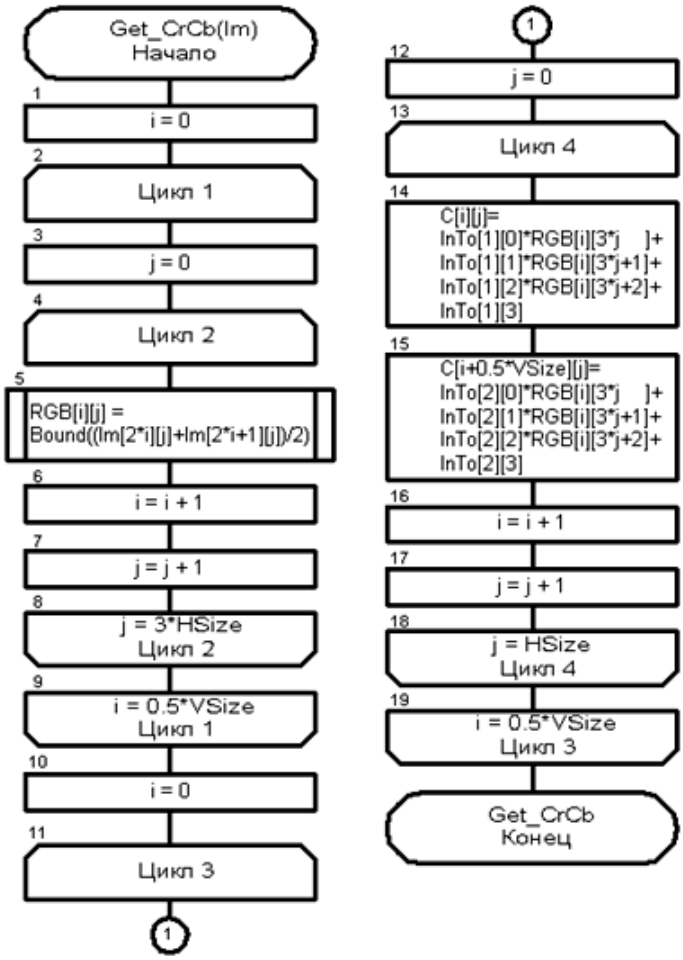


Рис. 2. Блок-схема алгоритма подготовки сигнала цветности

Выбор типа субдискретизации оказывает значительное влияние на коэффициент сжатия графической информации, качество ее восстановления и время обработки. В табл. 1 представлены значения указанных характеристик при различных типах субдискретизации тестовой графической информации. Лучшее качество восстановления получено при отсутствии субдискретизации, однако в этом случае значительно уменьшается коэффициент сжатия и возрастает время обработки.

Таблица 1

Сравнение различных типов субдискретизации

Характеристика	Субдискретизация не применена	Субдискретизация типа 4:1:1	Субдискретизация типа 4:2:2
Коэффициент сжатия	10,56 раз(а)	22.12 раз(а)	15.39 раз(а)
Качество восстановления (отношение сигнал/шум)	41,15 дБ	32.67 дБ	36.81 дБ
Время обработки	6,2 с	3.5 с	4.9 с

Как видно из табл. 1, лучший коэффициент сжатия достигнут при дискретизации типа 4:1:1, что объясняется уменьшением количества информации на 50% при формировании сигнала для обработки. Однако в этом случае значительная доля информации будет потеряна, что снизит качество ее восстановления.

Особенности реализации метода фрактального сжатия не позволяют эффективно использовать субдискретизацию типа 4:1:1. Это объяс-

няется тем, что ширина и высота обрабатываемых графических данных должны быть кратны четырем. Если применить субдискретизацию типа 4:1:1, соответствующую полученным сигналам цветности, в некоторых случаях они могут иметь ширину и высоту, некратную четырем, что приведет к невозможности применения метода сжатия. Также коэффициент сжатия и качество восстановления графической информации в значительной степени зависят от ее размеров. Применение субдискретизации типа 4:1:1 приведет к значительному уменьшению размеров графической информации, соответствующей обрабатываемым сигналам, что значительно уменьшит степень ее сжатия.

В предложенном блоке подготовки сигнала к обработке реализована субдискретизация типа 4:2:2. Причем из изображений, соответствующих полученным сигналам цветности, образовано одно изображение путем присоединения изображения, соответствующего сигналу Cb, к изображению, соответствующему сигналу Cr. Такой подход позволяет:

1. В полтора раза уменьшить объём информации на этапе подготовки сигнала к обработке.

2. Получить из сигналов цветности один сигнал с шириной и высотой графических данных, кратными четырем.

3. Получить сигнал цветности, которому соответствует графическая информация большего размера, чем информация, соответствующая отдельно взятым сигналам Cr и Cb, что ведёт к увеличению коэффициента сжатия и улучшению качества восстановления информации.

В табл. 2 и 3 приведена сравнительная характеристика разработанного метода сжатия графической информации и существующих методов сжатия – JPEG и BFC. Для проведения сравнительной оценки использовались классические изображения для тестирования алгоритмов сжатия с параметрами, приведенными ниже [6]:

1. «Лена»: BMP, 512*512, 8 бит, V = 257.

2. «Лена»: BMP, 512*512, 24 бита, V = = 768 Кб.

3. «Ковёр Серпинского»: BMP, 512*512, 8 бит, V = 257 Кб.

Таблица 2

Сравнительная оценка для изображений «Лена1» и «Лена 2»

Параметр	JPEG 1	JPEG 2	BFC 1	BFC 2	Разработанный 1	Разработанный 2
Время сжатия, с	< 0,1	< 0,1	0,5	4,8	0,5	0,7
Качество восстановления (соотношение с/ш), дБ	30	35	29,1	34,1	30,2	35
Коэффициент сжатия, раз	75	25	17,1	4	96,9	42,7

Таблица 3

Сравнительная оценка для изображения «Ковёр Серпинского»

Параметр	BFC	Разработанный метод 1	Разработанный метод 2
Время сжатия, с	4,464	5,3	5,5
Качество восстановления (соотношение с/ш), дБ	13,1	21	21,04
Коэффициент сжатия, раз	8	14,2	13,8

Для проведения сравнительной оценки использовались различные параметры разработанного фрактального метода сжатия графической информации.

Таким образом, преобразование пространств RGB в YCrCb позволяет в полтора раза уменьшить объем графической информации на этапе формирования сигнала при решении задачи ее сжатия, а использование разработанного метода сжатия по совокупности показателей является более предпочтительным относительно методов BFC и JPEG.

Литература

1. *Велигоша А.В., Кулик Н.А.* Разработка метода реализации стеганографической вместимости графической информации // Теория и техника радиосвязи. 2014. № 2. С. 78–82.

2. *Велигоша А.В., Варнавской А.С.* Разработка метода математического описания процессов обработки графической информации, обладающих фрактальными и мультифрактальными свойствами // Теория и техника радиосвязи. 2014. № 1. С. 35–42.

3. *Велигоша А.В., Велигоша Д.А.* Разработка модели описания и обработки графической информации

на основе систем итерируемых функций // Теория и техника радиосвязи. 2014. № 3. С. 70–76.

4. *Сергеенко В.С., Баринов В.В.* Сжатие данных, речи, звука и изображений в телекоммуникационных системах: Учебное пособие. М.: ИП «РадиоСофт», 2009. 360 с.

5. *Сергиенко А.Б.* Цифровая обработка сигналов. М.: ПИТЕР, 2002. 607 с.

6. *Мала С.* Вэйвлеты в обработке сигналов: Пер. с англ. М.: Мир, 2005. 671 с.

7. *Grossglauser M., Bolot J.-C.* On the relevance of long-range dependence in network traffic. Computer Communication Review 26, No. 4, Proc. ACM/Sigcomm'96, Stanford, CA, 1996. Pp. 15–24.

8. *Mandelbrot B.B.* Possible refinement of the lognormal hypothesis concerning the distribution of energy dissipation in intermittent turbulence. In M. Rosenblatt and Van Atta, editors, Statistical models and turbulence, number 12 in Lecture notes in physics. Pp. 331–351. Springer, 1972.

9. *Vaidyanathan P.P.* Multirate system and Filter Banks. Prentice-Hall, Engelwood Cliff, NJ, 1993.

Статья поступила в редакцию 15 апреля 2015 года

УДК 621.376.9

КОМПЕНСАЦИЯ ЧАСТОТНО-ЗАВИСИМОГО ДИСБАЛАНСА В АНАЛОГОВЫХ КВАДРАТУРНЫХ МОДУЛЯТОРАХ

Л.И. Аверина, д. ф.-м. н., доцент, e-mail: averina@phys.vsu.ru
С.С. Лавлинский, магистрант, e-mail: lavlik123@mail.ru
Воронежский гос. университет

Рассмотрены бесструктурные частотно-зависимые модели аналогового квадратурного модулятора и цифрового компенсатора, предназначенного для устранения квадратурного дисбаланса в данном устройстве. Выведены соотношения для алгоритмов идентификации данных моделей с помощью метода наименьших квадратов, рекурсивного метода наименьших квадратов и метода стохастического градиента. Проведен сравнительный анализ рассмотренных алгоритмов на основе различных критериев, как во временной, так и в частотной области.

Ключевые слова: *квадратурный модулятор, дисбаланс, бесструктурные модели, алгоритмы идентификации.*

FREQUENCY-DEPENDENT IMBALANCE COMPENSATION IN ANALOG QUADRATURE MODULATORS

L.I. Averina, D.D. in Physics and Mathematics, associate professor, e-mail: averina@phys.vsu.ru
S.S. Lavlisky, magistrand, e-mail: lavlik123@mail.ru
Voronezh State University

Structureless frequency-dependent models of an analog quadrature modulator and a digital compensator for eliminating gain/phase imbalance in the modulator are considered. Mathematical ratios for identification algorithms of these models using the least squares method, the recursive least squares method and the stochastic gradient method are derived. A comparative analysis of the proposed algorithms based on various criteria in time and frequency domains is performed.

Keywords: *quadrature modulator, imbalance, structureless models, identification algorithms.*

В настоящее время при разработке недорогих, но гибких и эффективных радиопередатчиков применяется архитектура, использующая аналоговый квадратурный модулятор, который преобразует синфазную и квадратурную составляющие цифрового сигнала (I/Q) в аналоговый радиосигнал на заданной несущей частоте (рис. 1). Однако при практической реализации аналогового квадратурного модулятора возникает ряд проблем. Во-первых, амплитуды квадратурных составляющих сигнала в аналоговом модуляторе не такие, как на входе, и точный сдвиг фаз равен 90. Этот эффект называют амплитудно-фазовым дисбалансом, который возникает из-за взаимодействия I и Q каналов. В дисбаланс квадратур также вносит вклад несимметричность восстанавливающих аналоговых фильтров в I и Q ветвях, расположенных перед модулятором. Во-вторых, с увеличением полосы сигнала и частоты несущего колебания этот эффект становится частотно-зависимым. И, наконец, в-третьих, утечка гетеродина смесителя вносит в каждый канал постоянное смещение. Всё это ставит вопрос о компенсации квадратурного дисбаланса в ряд наиболее важных задач при построении передающих систем.

Существуют различные способы реализации компенсатора частотно-зависимого квадратурного дисбаланса. Так, к примеру, в [1] описывается итерационный алгоритм поиска компенсационных коэффициентов методом последовательного перебора. Однако наиболее часто используется метод цифровых предыскажений [2], когда в передающей системе перед аналоговым модулятором ставится цифровой компенсатор. Для построения такого компенсатора необходимо выбрать модель квадратурного модулятора, учитывающую I/Q-дисбаланс, и реализовать ее «прямую» и «обратную» идентификацию на основе экспериментально полученных данных. Целью настоящей работы является моделирование частотно-зависимого I/Q-компенсатора и проведение сравнительного анализа различных алгоритмов его идентификации.

 ISSN 1995-7009

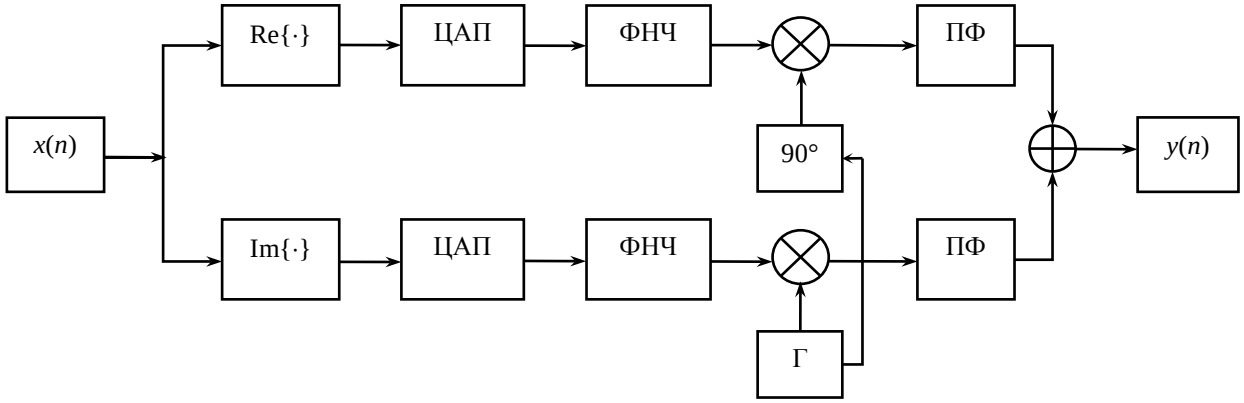


Рис. 1. Структура аналогового квадратурного модулятора

Модель квадратурного модулятора

Искажения в квадратурном модуляторе возникают в результате взаимодействия разнесенных *I* и *Q* каналов. В целях учета их перекрестного влияния друг на друга, а также присутствующего в каждом из них тока смещения в [3] было предложено использовать модель, основанную на четырех реальных фильтрах h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22} (рис. 2).

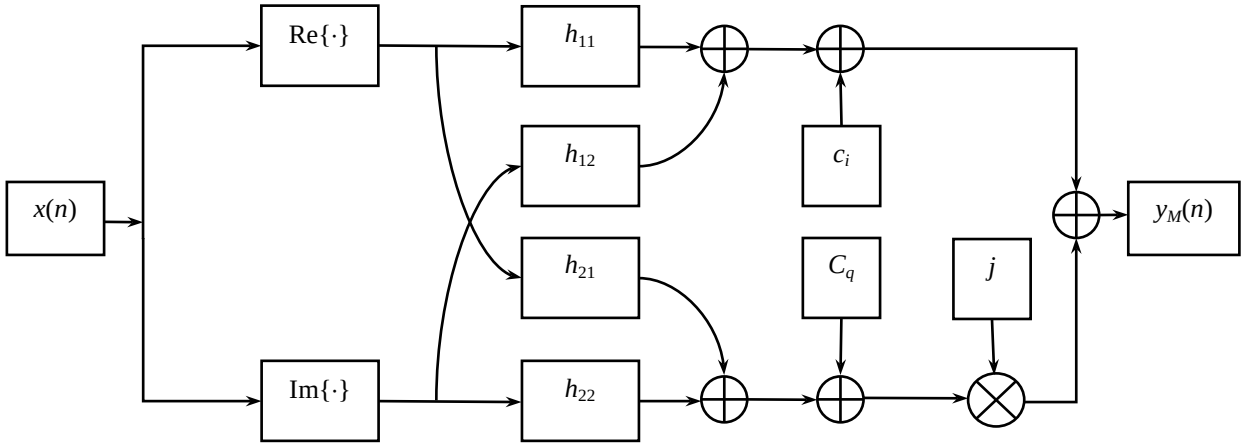


Рис. 2. Модель квадратурного модулятора

Тогда выходной сигнал $y_M(n)$ можно представить в виде

$$y_M(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \left\{ \begin{array}{l} \left[x_i(n-k)h_{11}(k) + x_q(n-k)h_{12}(k) \right] + \\ + j\left[x_q(n-k)h_{22}(k) + x_i(n-k)h_{21}(k) \right] \end{array} \right\} + c_q + jc_i, \quad (1)$$

где $x(n) = x_i(n) + jx_q(n)$ – отсчеты входного сигнала, а c_i, c_q – постоянное смещение в каждом канале. В (1) предполагается, что все четыре фильтра имеют одинаковую длину *K*, что позволяет упростить дальнейшие выкладки. Тем не менее, та же методика приемлема для фильтров различной длины [3]. Выражение (1) можно записать компактнее:

$$y_M(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \left[x_i(n-k)h_i(k) + x_q(n-k)h_q(k) \right] + c,$$

где

$$h_i = h_{11}(k) + jh_{21}(k),$$

$$h_q = h_{12}(k) + jh_{22}(k),$$

$$c = c_i + jc_q.$$

Далее, учитывая, что

$$x_i(n) = \frac{x(n) + x^*(n)}{2}, \quad x_q(n) = \frac{x(n) - x^*(n)}{2j},$$

получим окончательный вид выходного сигнала данной модели канала (здесь оператор $\{\cdot\}^*$ означает комплексное сопряжение):

$$y_M(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \left[x(n-k)a_k + x^*(n-k)b_k \right] + c, \quad (2)$$

где

$$a_k = \frac{h_i(k) - jh_q(k)}{2}, \quad b_k = \frac{h_i(k) + jh_q(k)}{2},$$

$$c = c_i + jc_q. \quad (3)$$

Модель компенсатора квадратурного дисбаланса

Исходя из выбранной выше модели квадратурного модулятора, можно построить модель компенсатора квадратурного дисбаланса:

$$z(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \left[x(n-k) \cdot a'_k + x^*(n-k) \cdot b'_k \right] + d, \quad (4)$$

где a', b', c' – параметры компенсатора; $x(n)$, $z(n)$ – отсчеты сигнала на входе и выходе компенсатора соответственно. На рис. 3 представлена модель всей системы компенсатор–модулятор.

Идентификация моделей и оценка работы всей системы состоит из двух этапов. Сначала по некоторому идентификационному алгоритму и экспериментально измеренным отсчетам сигнала на входе и выходе модулятора проводится оценка «прямой» модели (модулятора) для нахождения комплексных коэффициентов *a*, *b*, *c*. Затем для определения параметров компенсатора используется метод косвенного обучения [4], согласно которому в выражении (4) в качестве входного сигнала используется выходной сигнал модулятора, а в качестве выходного сигнала – сигнал, подаваемый на модулятор.

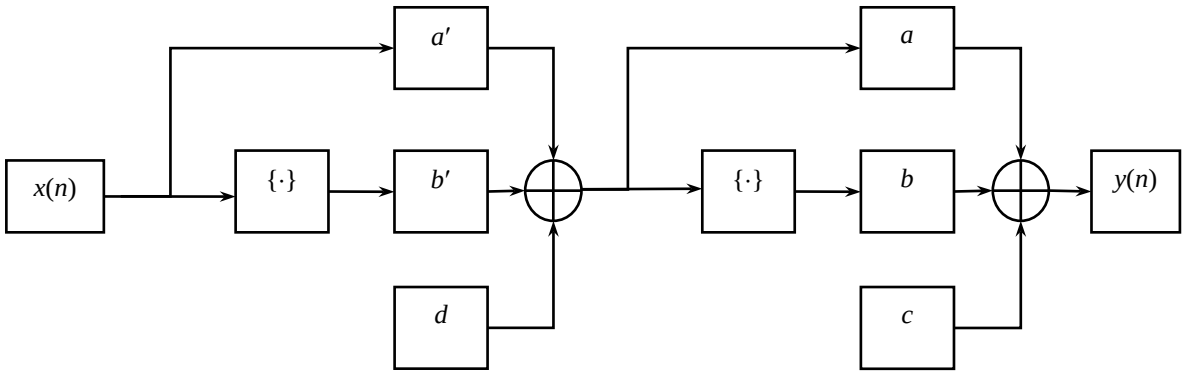


Рис. 3. Модель системы компенсатор–модулятор

Идентификация моделей методом наименьших квадратов

Под идентификацией моделей модулятора и корректора здесь и далее подразумевается получение набора коэффициентов (2) и (4). Имея в своем распоряжении известные отсчеты входного $x(n)$ и выходного $y(n)$ сигналов реального модулятора, можно получить значения данных параметров, воспользовавшись различными методами идентификации.

В качестве одного из алгоритмов идентификации был выбран метод наименьших квадратов. Как известно, для данного алгоритма необходимо иметь выборку измеренных входных и выходных отсчетов сигнала длиной *N*. Тогда соотношение (2) можно переписать в матричном виде:

$$\mathbf{Y}_M = \mathbf{Xh},$$

где для выбранной модели имеем

$$\mathbf{Y}_M = [y(K-1), \ldots, y(N-1)]^T,$$

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x(K-1) & \cdots & x(0) & x^*(K-1) & \cdots & x^*(0) & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ x(N-1) & \cdots & x(N-K) & x^*(N-1) & \cdots & x^*(N-K) & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{h} = [a(0), \ldots, a(K-1), b(0), \ldots, b(K-1), c]^T.$$

Для определения искомых коэффициентов используется алгоритм, минимизирующий среднеквадратичную ошибку:

$$J = \left\| \mathbf{Y} - \mathbf{Y}_M \right\|^2 = \left\| \mathbf{Y} - \mathbf{X}\mathbf{h} \right\|^2, \qquad (5)$$

где $\|\square\|$ – эвклидова норма вектора. Тогда значения коэффициентов (2), соответствующие минимуму целевой функции, можно определить, приравняв к нулю частные производные функции (5):

$$\mathbf{Y} - \mathbf{X}\mathbf{h} = \mathbf{0}.$$

И для оценки параметров модели модулятора получим

$$\mathbf{h} = \mathbf{X}^{+}\mathbf{Y},$$

где знак «+» описывает процедуру псевдообращения Мура–Пенроуза. Псевдообращение можно понимать как наилучшую аппроксимацию (по методу наименьших квадратов) решения соответствующей системы линейных уравнений. Процедура псевдообращения определена для любых матриц над действительными и комплексными числами. Причем псевдообратная матрица может быть вычислена с помощью собственного представления матрицы:

$$\mathbf{X}^{+} = \left(\mathbf{X}^{*}\mathbf{X}\right)^{-1}\mathbf{X}.$$

Аналогичные соотношения можно вывести для определения параметров корректора:

$$\mathbf{h}' = \mathbf{Y}^{+}\mathbf{X},$$

где

$$\mathbf{h}' = [a'(0),\ldots,a'(K-1),b'(0),\ldots,b'(K-1),d]^T.$$

Преимуществом метода наименьших квадратов является определение глобального минимума целевой функции. Однако он требует больших вычислительных ресурсов при практической реализации, а также длинной обучающей выборки.

Идентификация моделей рекурсивным методом наименьших квадратов

Чтобы обойти ряд вычислительных трудностей алгоритма наименьших квадратов (например, необходимость поиска обратных матриц большой размерности), предлагается использовать способ его реализации, основанный на рекурсивном обновлении корреляционных матриц [5]. Пусть

$$\mathbf{P} = \mathbf{X}^{-1}, \quad \mathbf{P}' = \mathbf{Y}^{-1}$$

для моделей модулятора и компенсатора соответственно. Тогда рекурсивное обновление параметров моделей можно записать в виде

$$\mathbf{h}(n) = \mathbf{h}(n-1) + \mathbf{K}(n)\cdot e(n),$$

$$\mathbf{h}'(n) = \mathbf{h}'(n-1) + \mathbf{K}'(n)\cdot e'(n),$$

где

$$\mathbf{K}(n) = \mathbf{P}(n-1)\cdot\mathbf{X}(n)\big/(1+\mathbf{X}^H(n)\cdot\mathbf{P}(n-1)\cdot\mathbf{X}(n)),$$

$$\mathbf{K}'(n) = \mathbf{P}'(n-1)\cdot\mathbf{Y}(n)\big/(1+\mathbf{Y}^H(n)\cdot\mathbf{P}'(n-1)\cdot\mathbf{Y}(n)).$$

Здесь значение ошибки определяется соотношениями

$$e(n) = y(n) - y_M(n),$$

$$e'(n) = x(n) - x_M(n).$$

При этом обновление матриц **P и P'** происходит следующим образом:

$$\mathbf{P}(n) = \mathbf{P}(n-1) - \mathbf{K}(n)\cdot\mathbf{X}^H(n)\cdot\mathbf{P}(n-1),$$

$$\mathbf{P}'(n) = \mathbf{P}'(n-1) - \mathbf{K}'(n)\cdot\mathbf{Y}^H(n)\cdot\mathbf{P}'(n-1).$$

Идентификация моделей методом стохастического градиента

Одним из наиболее распространенных идентификационных алгоритмов является метод стохастического градиента, который основан на поиске минимума целевой функции методом наискорейшего спуска [5]. Достоинством данного метода является достаточно простая практическая реализация и возможность работать в режиме реального времени. При использовании данного метода искомые комплексные коэффициенты рекурсивно обновляются по следующему алгоритму:

$$w(n+1) = w(n) - \mu\cdot\frac{\partial J}{\partial w^{*}}.$$

где J – целевая функция, n – номер итерации, w – искомый параметр, μ – шаг итерации.

Если в качестве целевой функции взять соотношение (5), то для идентификации параметров квадратурного модулятора и компенсатора можно получить

$$\begin{cases} \mathbf{a}(n+1) = \mathbf{a}(n) + 2\cdot\mu\cdot e(n)\cdot\mathbf{X}^{*}(n), \\ \mathbf{b}(n+1) = \mathbf{b}(n) + 2\cdot\mu\cdot e(n)\cdot\mathbf{X}(n), \\ c(n+1) = c(n) + 2\cdot\mu\cdot e(n); \end{cases}$$

$$\begin{cases} \mathbf{a}'(n+1) = \mathbf{a}'(n) + 2\cdot\mu\cdot e'(n)\cdot\mathbf{Y}^*(n), \\ \mathbf{b}'(n+1) = \mathbf{b}'(n) + 2\cdot\mu\cdot e'(n)\cdot\mathbf{Y}(n), \\ d(n+1) = d(n) + 2\cdot\mu\cdot e'(n). \end{cases}$$

Значение ошибки здесь определяется аналогично предыдущему методу.

Критерии оценки алгоритмов идентификации и компенсации

В качестве параметра, количественно оценивающего эффективность работы моделей, обычно применяется нормированная среднеквадратичная ошибка (*NMSE*), определяемая соотношением

$$NMSE = 10\log_{10}\left[\frac{\sum_{n=1}^{N}\left|y(n)-y_M(n)\right|^2}{\sum_{n=1}^{N}\left|y(n)\right|^2}\right].$$

Для наблюдения за уровнем ошибки в соседних каналах в частотной области используется параметр *ACEPR*:

$$ACEPR = \frac{\int\left|E(f)\right|^2 df}{\int\left|Y(f)\right|^2 df},$$

где $E(f)$, $Y(f)$ – преобразование Фурье от сигналов $E(n)$ и $y(n)$ соответственно.

Оценку эффективности работы компенсатора можно проводить с помощью параметров *EVM* и *ACPR*. Первый показывает деформацию сигнального созвездия (в процентном соотношении):

$$EVM = 100\sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{N}(I_{\text{вх}}-I_{\text{вых}})^2+(Q_{\text{вх}}-Q_{\text{вых}})^2}{\sum_{n=1}^{N}(I_{\text{вх}}^2+Q_{\text{вх}}^2)}},$$

где $I_{\text{вх}}$, $I_{\text{вых}}$, $Q_{\text{вх}}$, $Q_{\text{вых}}$ – квадратуры сигнального созвездия на входе и выходе устройства. Второй критерий характеризует спектр сигнала:

$$ACPR = 10\log_{10}\left(\frac{P_{MainCh}}{P_{AdjCh}}\right),$$

где под P_{MainCh} подразумевается мощность сигнала в основной полосе, а под P_{AdjCh} – мощность в соседних каналах.

Сравнительный анализ алгоритмов идентификации моделей квадратурного модулятора и компенсатора

Для построения моделей квадратурного модулятора и компенсатора были измерены отсчеты тестового сигнала на выходе исследуемого аналогового модулятора. В качестве тестового был выбран сигнал с модуляцией *QAM*64, который формировался в среде *Matlab* и подавался на вход цифрового сигнального процессора. Частота дискретизации при этом была 480 МГц, а полоса сигнала – 30 МГц. Дальнейшее моделирование модулятора и компенсатора проводилось также в среде *Matlab*.

На рис. 4 представлены сигнальные созвездия тестового сигнала до и после прохождения квадратурного модулятора. По критерию *EVM* деформация созвездия составила 28%.

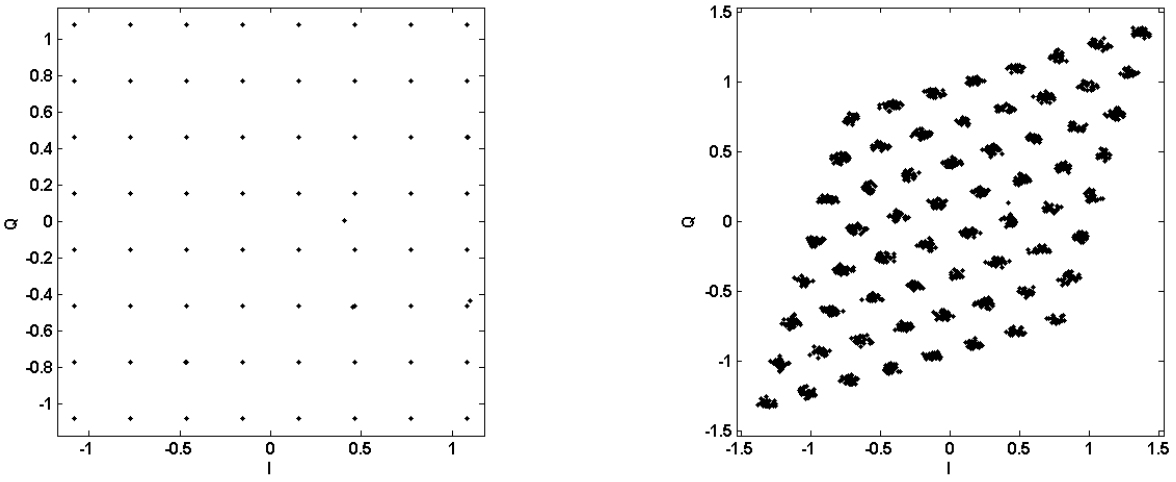


Рис. 4. Сигнальные созвездия тестового сигнала до (слева) и после (справа) прохождения квадратурного модулятора

Сначала проводилась идентификация параметров модели квадратурного модулятора тремя рассмотренными выше методами. Была найдена задержка (*K*), при которой значение *NMSE* было минимальным. Для исследуемого устройства она оказалась равной 3. Далее различными методами определялись значения параметров модели. Необходимо отметить, что идентификация модели проводилась на выборке одной длины (1000 отсчетов), а оценочные параметры рассчитывались затем для более длинной выборки (10000 отсчетов). Количественные оценки полученных результатов представлены в табл. 1. Здесь в столбцах Л3, П3 приведена ошибка моделирования в левом и правом ближайших соседних каналах, в столбцах Л5, П5 – в левом и правом следующих соседних каналах.

Таблица 1

Моделирование квадратурного модулятора

	NMSE, дБ	*ACEPR*, дБ			
		Л3	П3	Л5	П5
Метод наименьших квадратов	–38,3	–55,9	–56,5	–61,3	–61
Рекурсивный метод наименьших квадратов	–38,3	–55,9	–56,5	–61,3	–61
Метод стохастического градиента	–24.3	–54,6	–55,5	–61,3	–61

Из полученных результатов видно, что выбранная частотно-зависимая модель аналогового квадратурного модулятора, основанная на комплексном сигнале и его изображении, достаточно точно описывает явление дисбаланса каналов в данном устройстве, как во временной, так и в частотной области. Для идентификации параметров данной модели лучше применять рекурсивный метод наименьших квадратов, так как он дает точность на 14 дБ выше, чем метод стохастического градиента, и требует меньших вычислительных затрат, чем обычный метод наименьших квадратов.

Далее аналогично проводилось моделирование компенсатора, и тремя разными методами определялись его параметры. После этого оценивалась эффективность его работы в системе компенсатор–модулятор. Здесь также идентификация модели осуществлялась на выборке одной длины, а верификация – на более длинной выборке сигнала. На рис. 5 представлены сигнальные созвездия на выходе системы при идентификации компенсатора методом стохастического градиента и рекурсивным методом наименьших квадратов.

Общие количественные оценки полученных результатов представлены в табл. 2.

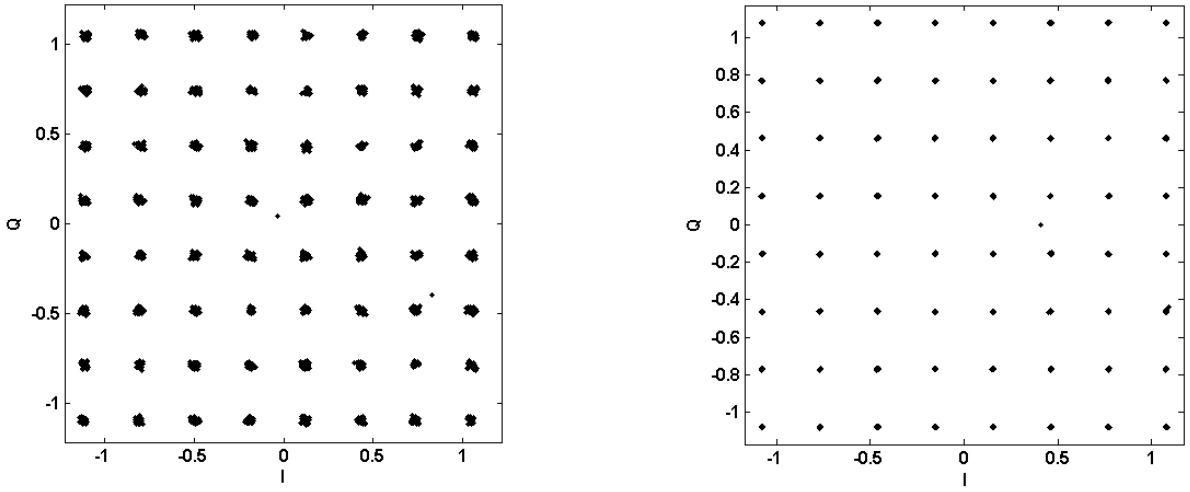


Рис. 5. Результаты моделирования работы компенсатора методом стохастического градиента (слева) и рекурсивным методом наименьших квадратов (справа)

Таблица 2

Моделирование цифрового компенсатора

	EVM, %	ACPR, дБ			
		Л3	П3	Л5	П5
До компенсации	28	51,9	51,1	57,8	57,2
Метод наименьших квадратов	0.13	53,3	55,1	60,3	60,6
Рекурсивный метод наименьших квадратов	0.16	53,3	55,1	60,3	60,6
Метод стохастического градиента	2,7	53,2	55,2	60,3	60,6

Качественно оценить работу компенсатора можно на основе передаточных характеристик системы модулятор–компенсатор. На рис. 6 изображены амплитудно-амплитудные и амплитудно-фазовые характеристики исследуемого устройства до и после компенсации, рассчитанные на основе метода стохастического градиента.

Здесь по оси абсцисс отложена амплитуда сигнала на входе системы, а по оси ординат – амплитуда сигнала на выходе системы для первого графика и разность фаз выходного и входного сигналов для второго графика.

На рис. 7 аналогичные характеристики приведены для компенсатора с параметрами, рассчитанными рекурсивным методом наименьших квадратов.

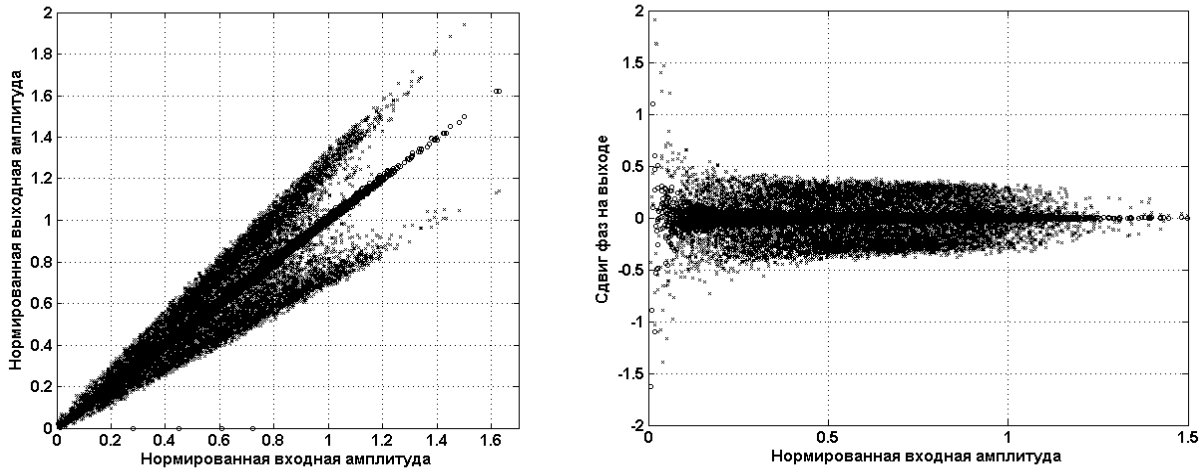


Рис. 6. Амплитудно-амплитудные (слева) и амплитудно-фазовые (справа) характеристики системы до (крестики) и после (кружки) компенсации, рассчитанные на основе метода стохастического градиента

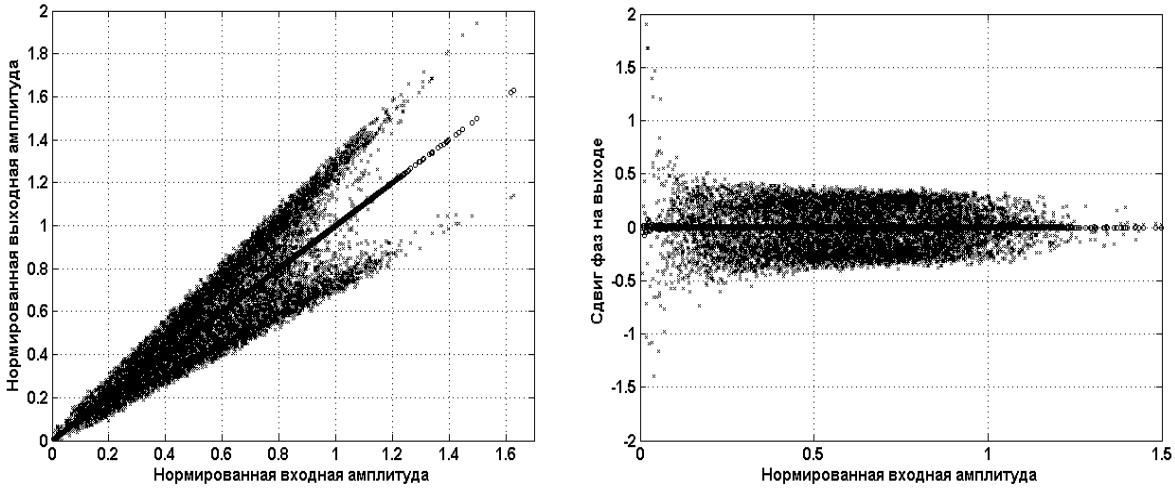


Рис. 7. Амплитудно-амплитудные (слева) и амплитудно-фазовые (справа) характеристики системы до (крестики) и после (кружки) компенсации, рассчитанные на основе рекурсивного метода наименьших квадратов

Из полученных результатов и характеристик видно, что более точным является метод наименьших квадратов. Однако идентификация (или адаптация) компенсатора обычно происходит в режиме реального времени, так как параметры устройства могут с течением времени немного изменяться. Поэтому здесь предпочтительным также является рекурсивный метод наименьших квадратов ввиду более простой программной реализации. При этом, как было установлено в процессе исследования, он дает вполне удовлетворительные результаты как во временной, так и в частотной области при значительно меньшем количестве итераций, чем метод стохастического градиента. К тому же для уменьшения количества вычислительных операций данного метода можно использовать его модификацию в виде *QR*-разложения.

Заключение

Рассмотрены бесструктурные частотно-зависимые модели аналогового квадратурного модулятора и цифрового компенсатора, предназначенного для устранения квадратурного дисбаланса в данном устройстве. Выведены соотношения для алгоритмов идентификации данных моделей с помощью метода наименьших квадратов, рекурсивного метода наименьших квадратов и метода стохастического градиента. Проведен сравнительный анализ рассмотренных алгоритмов на основе различных критериев, как во временной, так и в частотной области. В результате исследований установлено, что цифровая компенсация частотно-зависимого квадратурного дисбаланса позволяет заметно снизить потерю качества работы передающих систем на этапе квадратурной модуляции. При этом для исследуемого устройства *EVM* снизился с 28 до 0.15%. Также показано, что и для моделирования квадратурного модулятора, и для идентификации и адаптации компенсатора лучше применять рекурсивный, а не обычный метод наименьших квадратов, так как первый более прост для аппаратной реализации, а его эффективность при этом достаточно высока.

Литература

1. *Абраменко А.Ю.* Компенсация дисбаланса квадратурного модулятора // Доклады ТУСУРа. 2011. № 2 (24). С. 21–24.

2. *Cavers J.K.* The effect of quadrature modulator and demodulator errors on adaptive digital predistorters for amplifier linearization // IEEE Trans. Veh. Technol. 1997. V. 46, No. 5. Pp. 456–466.

3. *Morgan D.R., Ding C., Ma Z.* Compensation of Frequency-Dependent Gain/PhaseImbalance in Predistortion Linearization Systems // IEEE Transactions on circuits and systems. 2008. V. 55, No. 1. Pp. 390–397.

4. *Eun C., Powers E.J.* A new Volterra predistorter based on the indirect learning architecture // IEEE Trans. Signal Process. 1997. V. 45, No. 1. Pp. 223–227.

5. *Сергиенко А.Б.* Алгоритмы адаптивной фильтрации: особенности реализации в MATLAB // Математика в приложениях. 2003. № 1 (1). С. 18 –28.

Статья поступила в редакцию 17 апреля 2015 года

УДК 621.396

АВТОМАТИЧЕСКОЕ КАЛИБРОВАНИЕ ДЛЯ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ОБРАЗЦА АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ[1]

Ю.Б. Нечаев, д. ф.-м. н., профессор, Воронежский гос. университет, e-mail: nechaev_ub@mail.ru
И.В. Пешков, к. ф.-м. н., доцент, Елецкий гос. университет, e-mail: peshkov_i_v@sc.vsu.ru

Приводится описание имитационной модели адаптивной кольцевой антенной решетки, а также ее экспериментального образца. Данные модели позволяют проводить исследования алгоритмов автоматического калибрования. Такие алгоритмы могут эффективно работать как алгоритмы радиопеленгации со сверхразрешением. Кроме того, они позволяют без привлечения дополнительных устройств и измерений осуществлять калибровку амплитудно-фазового рассогласования каналов за счет методов математической оптимизации. Приводятся результаты, описывающие способность алгоритмов автокалибровки обнаруживать амплитудно-фазовые ошибки каналов имитационной модели адаптивной антенной решетки, а также ее экспериментального образца.

Ключевые слова: *диаграммообразование, радиопеленгация, антенная решетка, автокалибровка.*

AUTOMATIC CALIBRATION FOR SIMULATION MODEL AND ADAPTIVE ARRAY EXPERIMENTAL SAMPLE

Yu.B. Nechaev, D.D. in Physics and Mathematics, professor, Voronezh State University, e-mail: nechaev_ub@mail.ru
I.V. Peshkov, Ph.D. in Physics and Mathematics, associate professor, Yelets State University, e-mail: peshkov_i_v@sc.vsu.ru

The paper contains the definition of an adaptive circular array simulation model and experimental sample. These models allow conducting researches on automatic calibration algorithms. The algorithms provide effective operation as super resolution radio direction finding algorithms. Furthermore they provide the capability to calibrate the channel amplitude and phase mismatch by mathematical optimization methods without additional devices and measurements. The paper provides the results defining autocalibration algorithms' capability to detect amplitude and phase errors of the channels of the adaptive array simulation model and experimental sample.

Keywords: *beamforming, radio direction finding, antenna array, autocalibration.*

Разработка и внедрение цифровых антенных решеток (ЦАР) позволяет улучшить массогабаритные характеристики радиотехнических комплексов, повысить чувствительность приемного тракта, формировать одновременно множество лучей в заданных направлениях без дополнительных аппаратных затрат, а также реализовать управление амплитудно-фазовым распределением для пространственной селекции сигналов в реальном масштабе времени [1]. Использование технологии независимой многоканальной обработки сигналов позволяет значительно увеличить помехозащищенность и информационную емкость радиоканалов.

Главной задачей, стоящей перед цифровой антенной решеткой, является формирование диаграммы направленности, которая позволяет максимально подавить шум и помехи, а также принять полезный сигнал без изменения. Для выполнения этой задачи могут быть применены различные подходы, среди которых основными являются алгоритмы, использующие обучающую последовательность, структурные свойства передаваемых сигналов и методы определения прихода сигналов. На точность определения координат источников радиоизлучения (ИРИ) оказывают влияние неидентичности каналов и неточность позиционирования антенных элементов. Эти проблемы преодолеваются методами автоматической калибровки антенной решетки (АР) [2]. Таким образом, исследование коррекции ошибок в антенной системе посредством имитационной модели [3] и на основе макета ЦАР представляет значительный интерес.

Параметрическое описание сигналов

На рис. 1 изображена приёмная N-элементная антенная решетка, сигналы с элементов которой после прохождения через приемник в соответствующем канале умножаются на коэффициенты весового вектора $\vec{\mathbf{w}}^H$, а затем суммируются.

[1] Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, проект №14-07-00713 А.

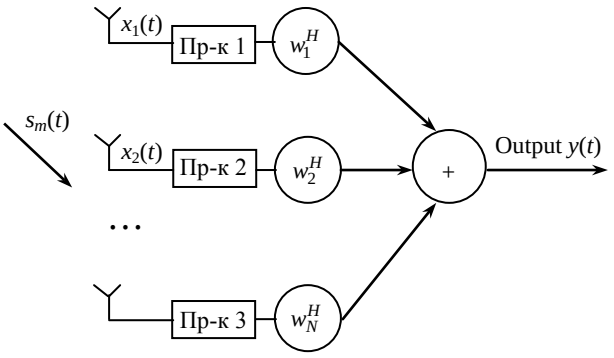


Рис. 1. Структура приемной цифровой антенной решетки

Предположим, что есть M радиосигналов, приходящих на АР с произвольных направлений $\{\theta_m\}_{m=1}^{M}$, которые описываются выражением

$$s_m(t) = b(t)\exp(j2\pi f_m t),$$

где $b(t)$ – амплитуда m-го сигнала, f_m – несущая частота m-го сигнала, t – время.

Для кольцевой АР n-я компонента направляющего вектора $\vec{\mathbf{a}}(\theta_m)$, описывающего распределение фаз m-го сигнала на АР, записывается в виде

$$a_n(\theta_m) = \exp\left\{ j\left[-k_m r\cos\left(\theta_m - \frac{2\pi n}{N} \right) \right] \right\},$$

где r – радиус АР; $n = 1\ldots N$; $k_m = 2\pi/\lambda_m$, λ_m – длина волны m-го сигнала.

Для АР произвольной геометрической конфигурации комплексный вектор сигналов на выходе антенных элементов описывается выражением [4]

$$\vec{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}(\theta_m)\cdot\vec{\mathbf{s}}(t) + \vec{\mathbf{n}}(t),$$

где $\vec{\mathbf{x}}(t) = [x_1(t),...,x_N(t)]^T$ – N-мерный вектор, описывающий сигналы на выходе каждого антенного элемента АР, $\vec{\mathbf{s}}(t) = [s_1(t),...,s_M(t)]^T$ – M-мерный вектор сигналов; $\vec{\mathbf{n}}(t) = [n_1(t),...,n_N(t)]^T$ – вектор шума пространственного канала и n-го канала ЦАР; $\mathbf{A}(\theta_m)$ – $N\times M$ матрица направляющих векторов $[\vec{\mathbf{a}}(\theta_1),\ldots,\vec{\mathbf{a}}(\theta_M)]$.

Предположим, что $\vec{\mathbf{s}}(t)$ и $\vec{\mathbf{n}}(t)$ – гауссовские стационарные случайные процессы с нулевым средним и единичной ковариационной матрицей. Тогда пространственная корреляционная матрица может быть записана в следующем виде:

$$\mathbf{R} = E[\vec{\mathbf{x}}(t)\vec{\mathbf{x}}^H(t)] = \mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} = \\ = \mathbf{E}_s\mathbf{\Lambda}_s\mathbf{E}_s^H + \mathbf{E}_N\mathbf{\Lambda}_N\mathbf{E}_N^H,$$

где $E[\ldots]$ – статистическое усреднение; $\mathbf{R}_{ss} = E[\vec{\mathbf{s}}(t)\vec{\mathbf{s}}^H(t)]$ – ковариационная матрица сигналов; $\lambda_1 > \lambda_2 > ... > \lambda_M > \lambda_{M+1} = ... = \lambda_N = \sigma^2$ и $\vec{\mathrm{e}}_1,\vec{\mathrm{e}}_2,...,\vec{\mathrm{e}}_N$ – соответственно собственные значения и собственные векторы пространственной ковариационной матрицы $\mathbf{R}$; $\mathbf{E}_s = [\vec{\mathrm{e}}_1,\vec{\mathrm{e}}_2,...,\vec{\mathrm{e}}_M]$ – матрица сигнального подпространства; $\mathbf{E}_N = [\vec{\mathrm{e}}_{M+1},\vec{\mathrm{e}}_{M+2},...,\vec{\mathrm{e}}_N]$ – матрица шумового подпространства; $\lambda_s = [\lambda_1,\lambda_2,...,\lambda_M]$ – диагональная матрица сигнальных собственных значений; $\Lambda_n = [\lambda_{M+1},\lambda_{M+2},...,\lambda_N]$ – диагональная матрица шумовых собственных значений. На практике пространственная ковариационная матрица получается из набора K временных отсчетов [5]:

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K}\vec{\mathbf{x}}(k)^H\vec{\mathbf{x}}(k) = \hat{\mathbf{E}}_s\hat{\mathbf{\Lambda}}_s\hat{\mathbf{E}}_s^H + \hat{\mathbf{E}}_N\hat{\mathbf{\Lambda}}_N\hat{\mathbf{E}}_N^H,$$

где $\vec{\mathbf{x}}(k)$ – выборка сигнала с элементов АР в k-й момент времени.

Сигнал на выходе устройства формирования луча можно записать как

$$y(t) = \vec{\mathbf{w}}^H\vec{\mathbf{x}}(t).$$

В работе рассматриваются алгоритмы, которые вначале определяют углы прихода всех сигналов, а затем формируется диаграмма направленности посредством $\vec{\mathbf{w}}$. Рассмотрим алгоритмы, которые могут применяться к любой конфигурации АР: MUSIC (1) [6], метод проецирования сигнального подпространства (2) [7] и метод проецирования шумового подпространства (3) [8]:

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{\vec{\mathbf{a}}^H(\theta)\vec{\mathbf{a}}(\theta)}{\vec{\mathbf{a}}^H(\theta)\hat{\mathbf{E}}_n\hat{\mathbf{E}}_n^H\vec{\mathbf{a}}(\theta)}; \qquad (1)$$

$$\hat{\theta}_{SigSpace} = \arg\left\{ \min_{\theta}\mathrm{Tr}\left\{ \mathbf{\Pi}_A^{\perp}\hat{\mathbf{E}}_S\hat{\mathbf{\Lambda}}_S\hat{\mathbf{E}}_S^H \right\} \right\}, \qquad (2)$$

где $\mathbf{\Pi}_A^{\perp} = \mathbf{I} - \mathbf{A}(\mathbf{A}^H\mathbf{A})^{-1}\mathbf{A}^H$ – оператор проецирования на подпространство, образованное столбцами матрицы $\mathbf{A}$; $\mathrm{Tr}\{...\}$ – след матрицы;

$$\hat{\theta}_{NoiseSpace} = \arg\left\{ \min_{\theta} \mathrm{Tr}\left\{ \mathbf{A}^H \hat{\mathbf{E}}_N \hat{\mathbf{E}}_N^H \mathbf{A}\mathbf{V} \right\} \right\}, \quad (3)$$

где $\mathbf{V} = \mathbf{A}^{\dagger} \hat{\mathbf{E}}_S (\hat{\mathbf{\Lambda}}_s - \hat{\sigma}^2\mathbf{I})^2 \hat{\mathbf{\Lambda}}_s^{-1} \hat{\mathbf{E}}_S^H \mathbf{A}^{\dagger}$ – матрица взвешивания, $\{...\}^{\dagger}$ – псевдоинверсия Мура–Пенроуза. При $\mathbf{V} = \mathbf{I}$ данный метод сводится к методу MUSIC.

Поскольку форма направляющих векторов меняется из-за взаимного влияния антенных элементов (АЭ), то они дополняются $N \times N$ матрицей взаимного влияния $\mathbf{C}$ и матрицей неидентичности приемников $\mathbf{\Gamma}$:

$$\mathbf{C} = z_0 (\mathbf{Z} + z_0 \mathbf{I})^{-1},$$

$$\mathbf{\Gamma} = \mathrm{diag}\left\{ g_1 \exp(j\varphi_1),\ g_2 \exp(j\varphi_2), ..., g_n \exp(j\varphi_n) \right\},$$

где $\mathbf{Z}$ – матрица взаимных сопротивлений, z_0 – сопротивление нагрузки [2], g_n – амплитудная ошибка n-го канала, ϕ_n – фазовая ошибка n-го канала, $\mathrm{diag}\{\ldots\}$ – функция формирования диагональной матрицы [9].

С учетом фактора ошибок сигнал на выходе ААР записывается в следующем виде [6]:

$$\vec{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{C}\mathbf{\Gamma}\,\mathbf{A}(\theta_m) \cdot \vec{\mathbf{s}}(t) + \vec{\mathbf{n}}(t).$$

Тогда корреляционная матрица принимает вид [6]

$$\mathbf{R} = E[\vec{\mathbf{x}}(t)\vec{\mathbf{x}}^H(t)] = \mathbf{C}\mathbf{\Gamma}\,\mathbf{A}\,\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H\mathbf{\Gamma}^H\mathbf{C}^H + \sigma^2\mathbf{I}.$$

Задача автокалибровки сводится к определению координат ИРИ при наличии ошибок и без дополнительных калибровочных устройств. Значения координат ИРИ и ошибок определяются оптимизацией различных целевых функций, реализованных в методах Фридландер-Вайса (4) [10], Ванга-Кедзоу (5) [11], Эстели-Свиндлехарста-Оттерсона (6) [12].

В основе метода *Фридландер-Вайса* в качестве целевой функции используется видоизмененное выражение метода MUSIC [10]:

$$f_{fw} = \sum_{m=1}^{M} \left\| \hat{\mathbf{E}}_N \mathbf{C}\mathbf{\Gamma}\vec{\mathbf{a}}(\theta_m) \right\|^2. \quad (4)$$

Метод *Ванга-Кедзоу* основан на использовании алгоритма оптимизации Ньютона-Гаусса с применением ортогонализации Грамма-Шмидта; он позволяет определить направления прихода ИРИ, фазовые и амплитудные ошибки в каналах, а также ошибки расположения АЭ $\mathbf{D}$. В этом случае задача оптимизации (6) сводится к поиску минимума целевой функции вида [11]

$$f_{wc} = \sum_{m=1}^{M} \left\| \hat{\vec{\mathbf{e}}}_m - \mathbf{\Gamma}\mathbf{D}\vec{\mathbf{a}}(\theta_m)\vec{\mathbf{b}}_m \right\|^2. \quad (5)$$

Метод *Эстели-Свиндлехарста-Оттерсона* использует функцию [12]

$$f_{eso} = \mathrm{Tr}\left\{ \mathbf{A}^H \mathbf{\Gamma}^H \hat{\mathbf{E}}_N \hat{\mathbf{E}}_N^H \mathbf{\Gamma}\mathbf{A}\mathbf{V} \right\}, \quad (6)$$

$$\mathbf{V} = \{\mathbf{\Gamma}\mathbf{A}\}^{\dagger} \hat{\mathbf{E}}_s \hat{\mathbf{\Lambda}}_s^{-1} \left(\hat{\mathbf{\Lambda}}_s - \hat{\sigma}^2\mathbf{I} \right)^2 \hat{\mathbf{E}}_s^H \{\mathbf{\Gamma}\mathbf{A}\}^{\dagger \mathrm{H}}.$$

В [13] предложен алгоритм, использующий целевую функцию (4). Для минимизации f_{our} проводится независимое численное дифференцирование по углам прихода радиосигналов и ошибкам в каналах в соответствии с методом наискорейшего спуска.

Реализация имитационной модели ААР

Полная структурная схема каждого канала приемной цифровой антенной решетки (рис. 1) показана на рис. 2. Выбор элементов для модуля первичной обработки аналогового сигнала позволяет работать в частотном диапазоне 1.5–1.75 ГГц с входными сигналами мощностью –90 ÷ –20 дБм (1 пВт ÷ 10 мкВт) и усиливать их до уровня 2 дБм (1.6 мВт). Данный модуль устраняет межканальные взаимодействия более чем на 30 дБ для соседних каналов и более чем на 43 дБ для помех, выходящих за пределы рабочего диапазона частот [3].

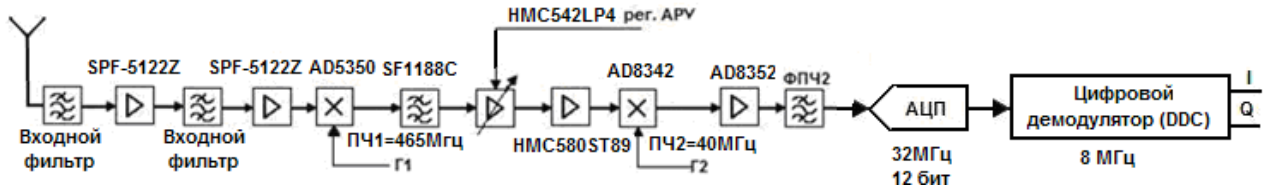


Рис. 2. Структурная схема одного канала ААР

Согласно теореме Шеннона дискретизация должна проводиться с частотой, равной или большей, чем диапазон частот комплексного спектра сигнала. Для сигналов на промежуточной частоте после полосового фильтра необходимо выбрать частоту дискретизации, достаточную для адекватного описания сигнала и не превышающую емкость линий передач цифровых данных ААР.

Произвольный полосовой сигнал приближенно может быть описан следующим выражением:

$$s(t) = b(t)\cos(\omega_0 t + \psi(t)) = \\ = I(t)\cos(\omega_0 t) \pm Q(t)\sin(\omega_0 t), \qquad (7)$$

где $\psi(t)$ – фаза колебания, ω_0 – несущая частота.

Компоненты I и Q могут быть выражены следующим образом :

$$I(t) = b(t)\cos(\psi(t)),$$

$$Q(t) = b(t)\sin(\psi(t)).$$

Тогда необходимо синхронно получить компоненты I и Q с частотой равной или большей, чем ширина частотного диапазона сигнала (B). Для этого, во-первых, должна быть определена частота дискретизации сигнала со спектром $S(f)$ (рис. 3а). Спектр $S(f)$ лежит между верхней f_h и нижней f_l частотами, причем $B = f_h - f_l$. Кроме того, необходимо дискретизировать сигнал на частоте f_s меньшей, чем несущая частота f_0, однако она должна удовлетворять теореме Шеннона. Последовательность импульсов дискретизации имеет частотный спектр $A(f)$ (рис. 3б), который состоит из периодически повторяющихся линий с интервалом, равным частоте дискретизации f_s, т.е. на частотах mf_s (m – любое целое число). При дискретизации происходит свертка спектров $A(f)$ и $S(f)$ (рис. 3в, г). Тогда частота дискретизации должны быть такой, чтобы не было наложения результатов свертки. Следовательно [14]:

$$\Delta = \frac{f_l - 2Bm}{4m+1},$$

$$f_s = \frac{4f_l + 2B}{4m+1}.$$

Целое число m должно удовлетворять условию

$$m \le \frac{f_l}{2B},$$

и отношение $\frac{f_0}{f_s}$ приобретает вид [14]

$$\frac{f_0}{f_s} = m + 0.25 \text{ для } m \le \frac{f_l}{2B}. \qquad (8)$$

Используя выражение (8), можно получить для данного значения частоты f_0 значение f_s.

Сигнал (7) в моменты времени дискретизации $t = nT_s = \frac{n}{f_s}$ будет выглядеть [14] как

$$s(n) = s(nT_s) = I(n)\cos\left(n\frac{\pi}{2}\right) - Q(n)\sin\left(n\frac{\pi}{2}\right).$$

Из последнего выражения можно выразить I и Q. Поскольку $n = 0,1,2,3\ldots$, то

$$s(n) = (-1)^{n/2} I(n) \text{ для четных } n,$$

$$s(n) = (-1)^{(n+1)/2} Q(n) \text{ для нечетных } n.$$

Таким образом, мы получили компоненты I и Q в разные моменты времени с разными знаками. Для того чтобы получать I и Q в одни и те же моменты времени, необходимо $s(n)$ умножить на $-2\sin\left(\frac{n\pi}{2}\right)$, что означает сдвиг по частоте на $f_s/4$:

$$s_q(n) = -2\sin\left(n\frac{\pi}{2}\right) \times \\ \times\left[I(n)\cos\left(n\frac{\pi}{2}\right) - Q(n)\sin\left(n\frac{\pi}{2}\right)\right] = \\ = -(I(n)\sin(n\pi) - Q(n)\cos(n\pi)) + Q(n).$$

Компонент $Q(n)$ может быть получен цифровым фильтром низкой частоты. Полная конфигурация цифровой части каждого канала ААР показана на рис. 4.

Ширина частотного спектра B *BPSK* модулированного сигнала со скоростью передачи данных 1 Мбит/с взята равной 2 МГц. Чтобы подавить копии спектра фильтром низкой частоты, необходимо большое значение Δ. Для удобства вычисления проводились таким образом, чтобы иметь целое значение частот дискретизации и работы цифрового демодулятора. Из этих соображений значение m было выбрано равным 1; тогда расстояние между копиями спектров составляет 7 МГц, частота дискретизации равна 32 МГц, а опорная частота работы квадратурного демодулятора составляет 8 МГц, поскольку она в четыре раза меньше, чем f_s (рис. 3а–г).

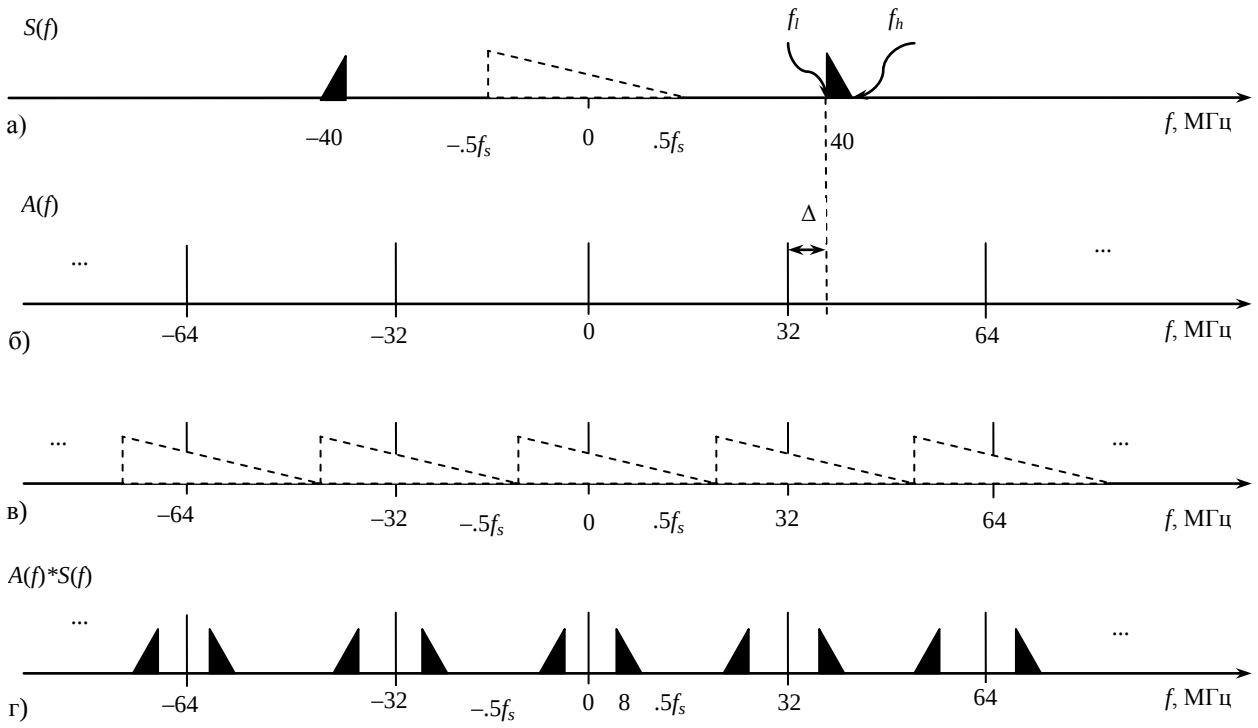


Рис. 3. Схематическое изображение: а – спектров сигнала на промежуточной частоте (сплошная заливка) и предполагаемого сигнала на нулевой частоте, б – спектра дискретных отсчетов АЦП, в – спектра дискретного предполагаемого сигнала, г – спектра дискретного сигнала

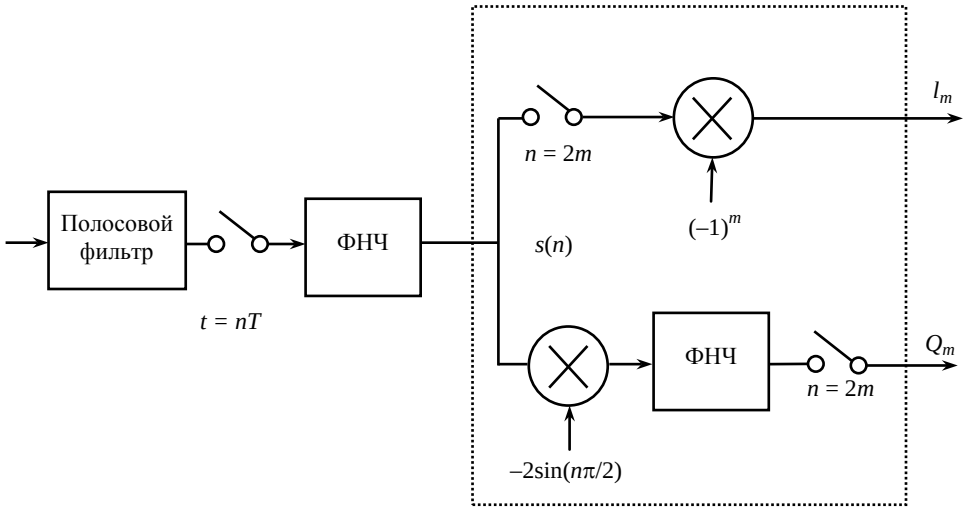


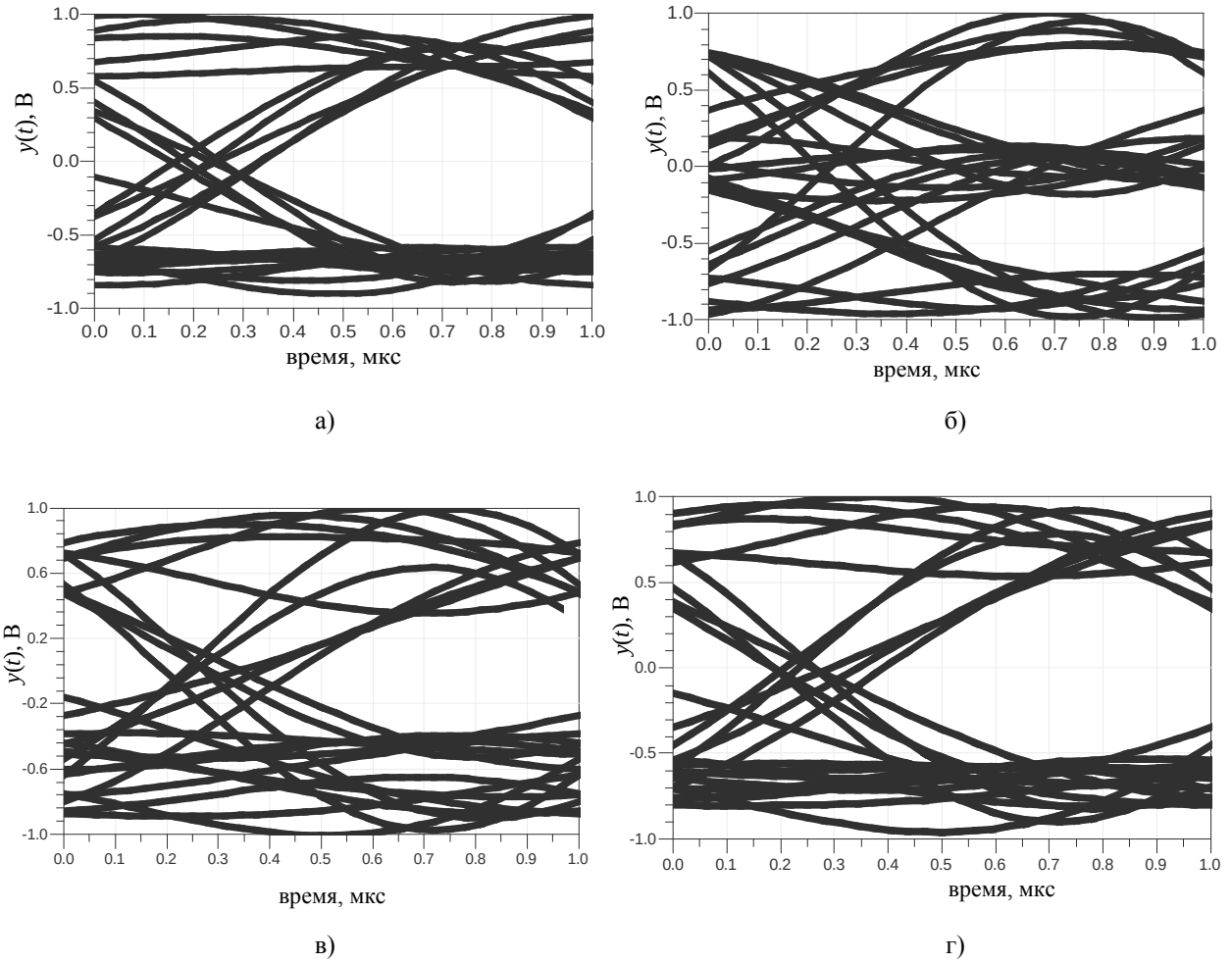
Рис. 4. Структура для получения *I* и *Q* составляющих

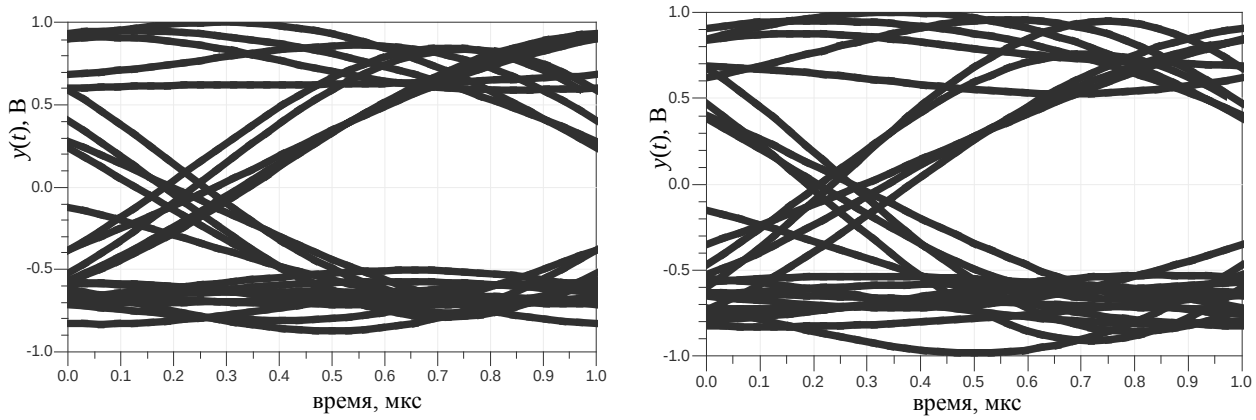
Автоматическое калибрование имитационной модели ААР

Антенная система представляет собой пять симметричных вибраторов, расположенных по кольцу. Радиус кольцевой решетки равен 0.3536 от длины волны частотой 1750 МГц. Отношение сигнал-шум должно составлять 30 дБ для устранения его влияния на результаты моделирования. На антенную решетку падают два некоррелированных сигнала на одной несущей частоте 1750 МГц, модулированных BPSK-модуляцией, с углами прихода относительно первого антенного элемента 25 и 85°; скорость передачи данных 1 Мбит/с, коэффициент скругления спектра составляет 0.35. Весовые коэффициенты получены с помощью алгоритма, управляющего нулями ДН [2, 15] после определения ИРИ.

На результирующий полезный сигнал влияют, прежде всего, два фактора, обусловленных конструкцией ААР. При прохождении сигнала через аналоговый тракт предварительной обработки возникают межсимвольные искажения в результате того, что энергия одной группы символов, аккумулированная в канале, суммируется с энергией последующей группы несвязанных символов. Как правило, такая аккумулированная энергия появляется в результате отражений от неоднородностей (несогласование элементов) в линии передачи или LC-контурах либо накапливается в RC-цепях [16]. При этом несколько аналоговых каналов ААР с несогласованными входными и выходными сопротивлениями структурных элементов могут приводить к значительным помехам [16]. Кроме того, недостаточное устранение амплитудно-фазового рассогласования, вызванного изменениями окружающих условий работы [9], также может стать причиной искажений полезного сигнала.

Для оценки искажений будем использовать подходящее для этих целей средство – глазковую диаграмму. Глазковая диаграмма представляет собой изображение, получаемое суперпозицией в пределах одного тактового интервала всех возможных реализаций сигнала для некоторой последовательности данных [17]. Величина открытости глазковой диаграммы Ee ($0 \le Ee \le 1$) является относительной и позволяет определить уровень межсимвольных искажений: чем больше величина открытости, тем меньше межсимвольные искажения [18]. На рис. 5 представлены типичные глазковые диаграммы, полученные суммированием всех пяти сигналов с выходов спроектированной имитационной модели ААР.





д) е)

Рис. 5. Сигнал на выходе ААР: а – без помехи, б – с помехой,
в – метод MUSIC; г – метод Фридландер-Вайса, д – предложенный метод, е – метод Ванга-Кедзоу

На рис. 5а представлена диаграмма одного сигнала на выходе ААР, приходящего с угла 25°. При этом в каналах ААР присутствуют амплитудные и фазовые ошибки. На рис. 5б показана диаграмма того же сигнала на выходе ААР, но в присутствии помехи, приходящей с угла 85°, а также амплитудного и фазового рассогласования, без использования диаграммообразования. Та же ситуация, но с использованием адаптивного диаграммообразования показана на рис. 5в для случая, когда угловые координаты источников радиоизлучения получены алгоритмом MUSIC. Видно, что по причине наличия ошибок в каналах ААР диаграмма на рис. 5в выглядит достаточно «грязной» как в сравнении с диаграммой на рис. 5а, так и в сравнении с графиками на рис. 5г–е. На рис. 5г–е даны глазковые диаграммы для сигнала на выходе ААР при использовании алгоритмов определения угловых координат радиосигналов с функцией автоматического детектирования амплитудно-фазовых ошибок в каналах ААР. Из рисунков видно, что диаграмма имеет самую «чистую» форму в сравнении с обычным алгоритмом MUSIC. Кроме того, очевидно, что диаграммообразование с использованием предложенного алгоритма автоматического калибрования предоставляет самое сильное подавление помехи, поскольку, как показано в [3], данный алгоритм способен к более точному установлению истинных угловых координат сигналов, а также амплитудных и фазовых ошибок каналов ААР. На рис. 6 представлен график зависимости среднего значения величины открытости глазковой диаграммы от среднеквадратической фазовой ошибки ($СКО_\phi$) в каналах ААР при СКО амплитудной ошибки ($СКО_g$), составляющей 0.2.

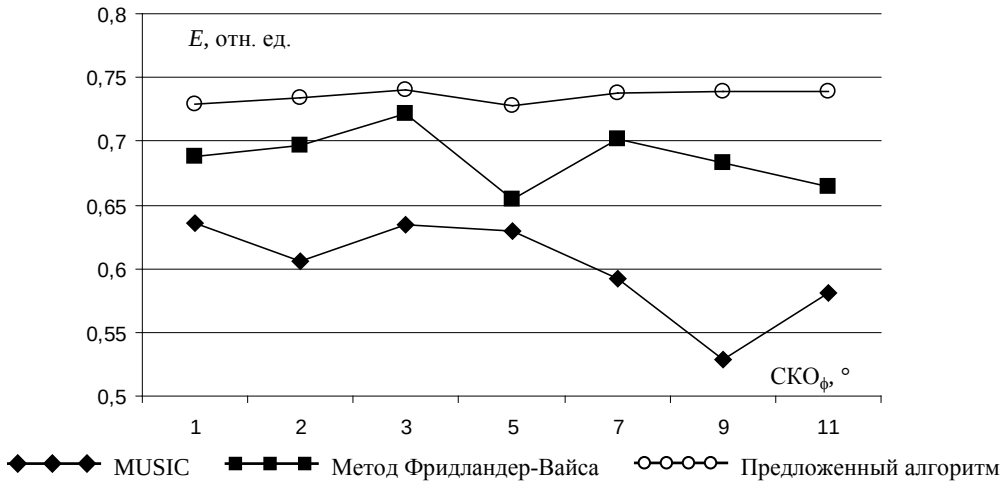


Рис. 6. Зависимость степени открытости глазковой диаграммы от $СКО_\phi$ при $СКО_g = 0.2$

Из рис. 6 видно, что рассмотренные алгоритмы автоматического калибрования с последующим формированием диаграммы направленности дают результирующий сигнал на выходе ААР с меньшим количеством искажений, вызванных пространственной помехой. Помимо этого, можно сделать вывод, что предложенный алгоритм также, как и отмечено в [2], позволяет эффективнее бороться с некоррелированными ошибками аналоговых каналов антенной решетки с адаптивным диаграммообразованием. На рис. 7 представлен график, отображающий зависимость среднеквадратического отклонения пеленгов рассматриваемых алгоритмов от фазовых и амплитудных ошибок.

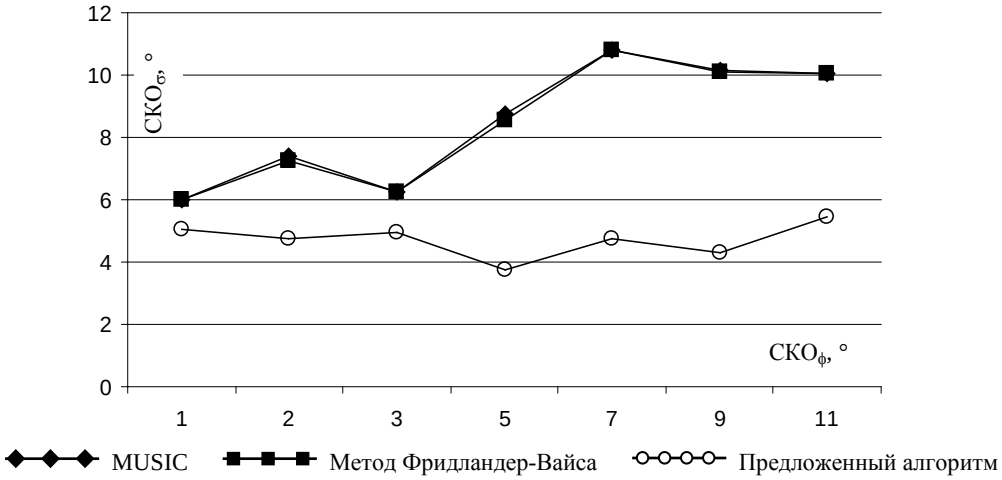


Рис. 7. Зависимость $СКО_\sigma$ от $СКО_\phi$ при $СКО_g = 0.2$

Из графика видно, что $СКО_\sigma$ предложенного алгоритма ниже, чем у традиционного алгоритма MUSIC и метода Фридландер-Вайса, что согласуется с выводами о лучшей устойчивости предложенного алгоритма к ошибкам аналогового рассогласования, сделанными в [3].

Экспериментальный образец ААР

Для проверки исследуемых алгоритмов калибрования в условиях эксперимента, приближенного к реальным условиям работы, изготовлен экспериментальный образец ААР с кольцевой антенной решеткой, блок-схема которого показана на рис. 8.

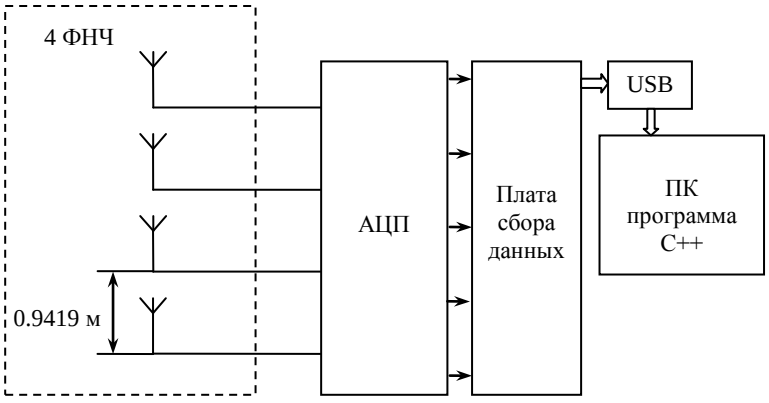


Рис. 8. Образец ААР с кольцевой АР

Для имитации кольцевой антенной решетки спроектированы четыре фильтра низкой частоты («4 ФНЧ» на рис. 8), ФЧХ которых (рис. 9) позволяют рассматривать их как кольцевую эквидистантную антенную решетку с межэлементным расстоянием, равным 0.5λ, т.е. приблизительно 0.9419 м, поскольку частота сигнала равна 3.14 МГц. На АР приходит радиосигнал с азимутом 45° относительно первого вибратора.

Для идеальной кольцевой АР, на которую приходит сигнал под углом 45° частотой 3.14 МГц, фазовые сдвиги составляют 0, 0, 180.0237 и 180.0237° для первого, второго, третьего и четвертого антенных элементов соответственно. Для разработанного макета эти углы равны –8.2561, –7.8365, –191.4972 и –193.5338° для соответствующих АЭ, что говорит о том, что в каналах присутствуют фазовые ошибки. На рис. 10 показаны АЧХ фильтров низкой частоты для макета ААР.

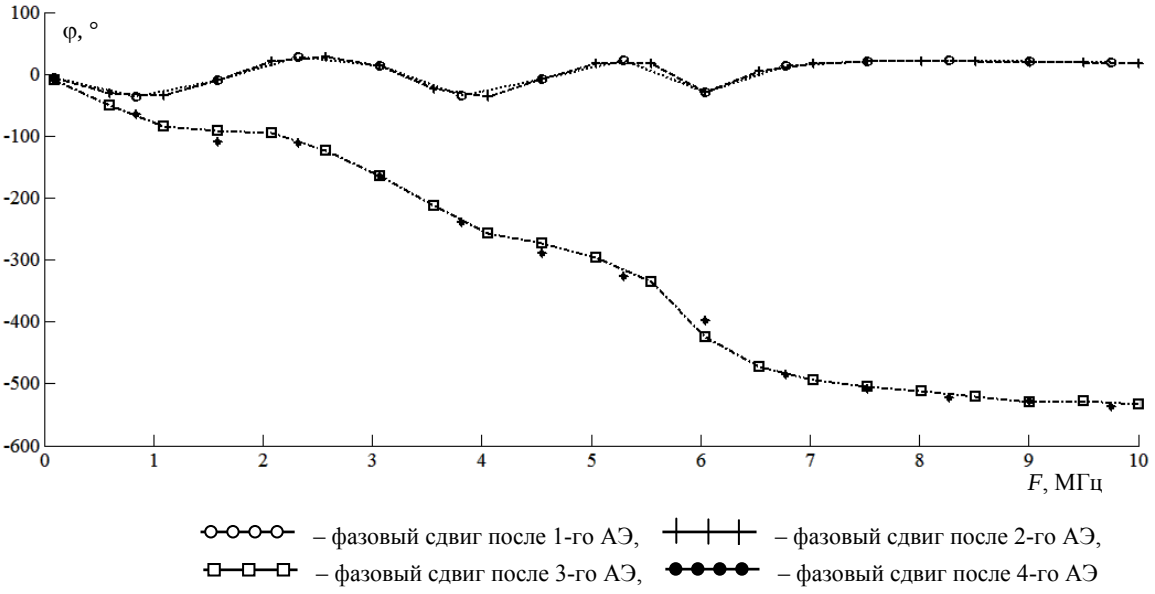


Рис. 9. ФЧХ фильтров для макета ААР

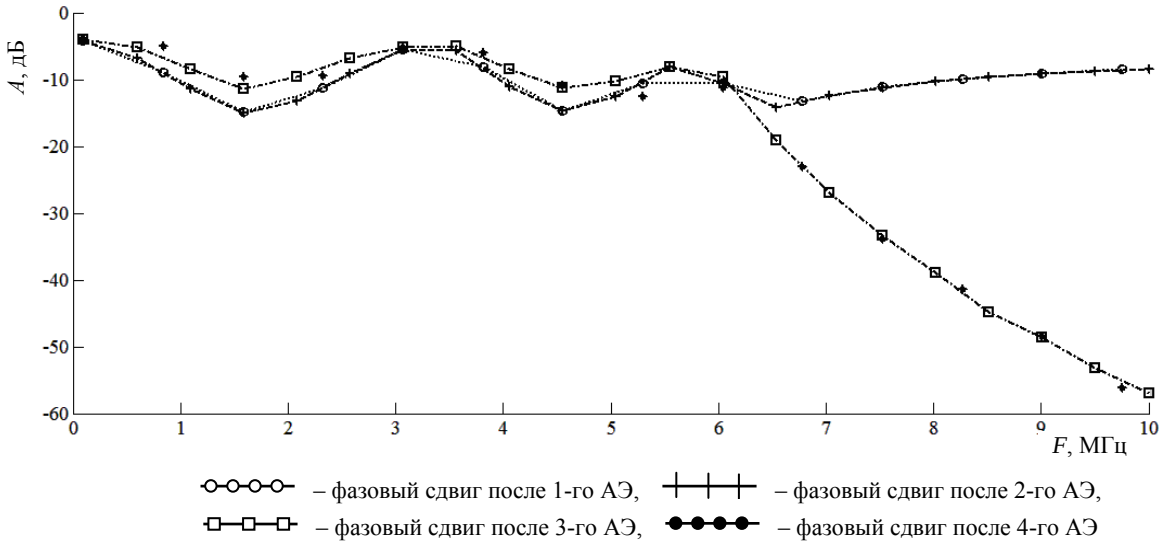


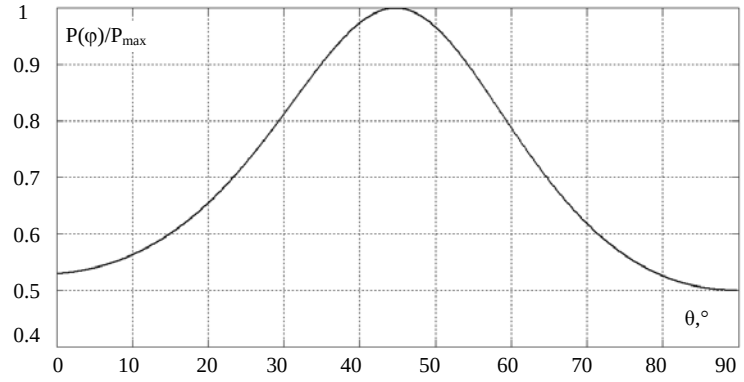
Рис. 10. АЧХ фильтров для макета ААР

В идеальном случае антенная решетка совместно с несколькими приемниками пропускает сигналы на АЦП без изменения, однако, как видно из рис. 11, в образце ААР присутствуют ошибки, величина которых составляет –4.6682, –4.6505, –4.7572 и –4.771 дБ для соответствующих каналов. Таким образом, в каналах также присутствуют амплитудные ошибки.

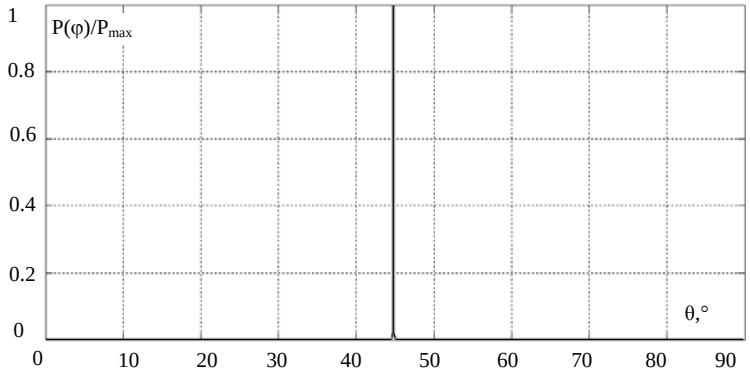
После прохождения фильтров низкой частоты сигналы синхронно по всем каналам оцифровываются с частой дискретизации 65 МГц, после чего попадают в компьютер, где обрабатываются разработанным программным комплексом Autocalibration Adaptant v1.0 [19, 20]. Под обработкой понимается понижение частоты до значения 13 МГц, формирование комплексных чи-

сел, вычисление пространственной корреляционной матрицы, вычисление угловых координат ИРИ и ошибок в каналах соответствующими алгоритмами.

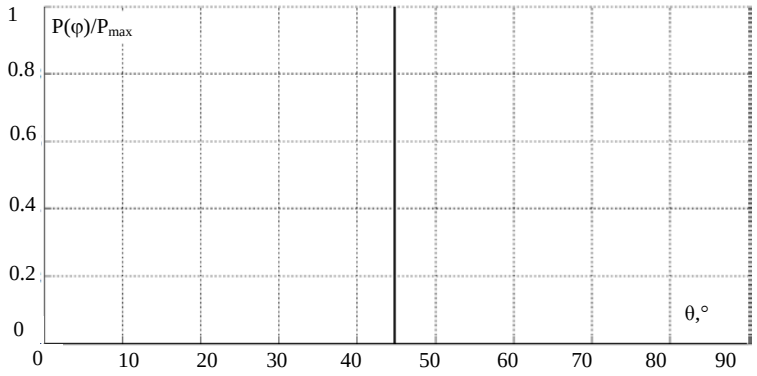
На рис. 11 показаны пеленгационные характеристики для алгоритмов MUSIC, Фридландер-Вайса и предложенного алгоритма, которые получены после обработки информации с выходов макета ААР.



а)



б)



в)

Рис. 11. Пеленгационные характеристики алгоритмов:
а – MUSIC, б – Фридландер-Вайса, в – предложенный алгоритм

Из представленных на рис. 11 пеленгационных характеристик видно, что алгоритмы автоматического калибрования имеют гораздо более отчетливые максимумы, чем алгоритм MUSIC, благодаря способности обнаруживать ошибки, а значит, проводить оценки угловых координат ИРИ с их помощью удобнее, чем традиционными алгоритмами пеленгования, поскольку пиковое значение можно найти быстрее и точнее. Однако при наличии только

одного сигнала на АР и вышеобозначенных амплитудно-фазовых ошибок в каналах макета $СКО_\sigma$ всех алгоритмов не достигла значительных величин, что соответствует исследованиям, проведенным в [21]. В частности, $СКО_\sigma$ после двадцати испытаний алгоритма MUSIC составляет 0.4°, а метода Фридландер-Вайса и предложенного алгоритма – 0.15°. Можно заключить, что рассмотренные алгоритмы калибрования корректно работают в реальных условиях.

Учитывая сложность математического аппарата алгоритмов автоматического калибрования, необходима разработка программ для обработки получаемой информации и проведения модельных исследований возможностей многоканальных антенных систем различной конфигурации, в каналах которых присутствуют различного рода рассогласования.

Разработанный программный пакет осуществляет моделирование цифровой антенной решетки, позволяя добавлять амплитудно-фазовые ошибки, выбрать тип антенной решетки с различными параметрами (количество антенных элементов, межэлементное расстояние), а также задавать параметры и количество сигналов (несущая частота, амплитуда, частота дискретизации, количество отсчетов) или мощность шума. Программа осуществляет поиск углов прихода радиосигналов алгоритмами сверхразрешения MUSIC, автокалибровочными алгоритмами Фридландер-Вайса, Эстели-Свиндлехарста-Оттерсона и предложенным алгоритмом. По результатам установления углов радиосигналов определяется вектор весовых коэффициентов для построения диаграмм направленности, которые наряду с пеленгационными рельефами отображаются в окне программы. На рис. 12. представлен алгоритм функционирования программного пакета Autocalibration Adaptant v1.0 [20].

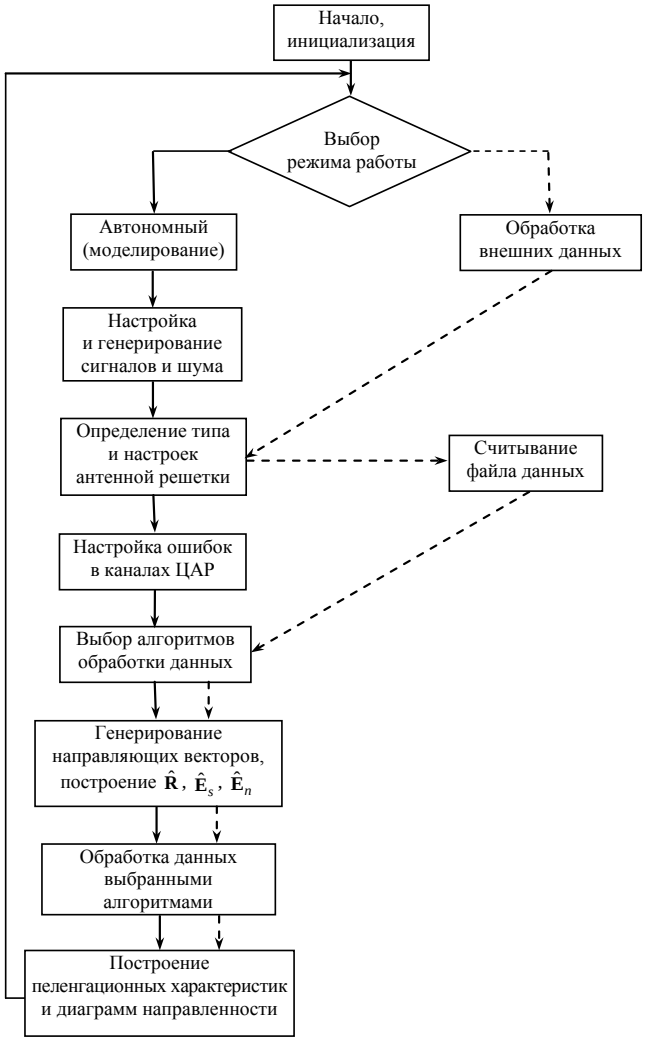


Рис. 12. Алгоритм работы программного пакета

Программа имеет возможность записи и чтения файлов. Формат файлов имеет довольно простую структуру; благодаря этому, а также устанавливаемым типам антенных решеток и их параметров осуществляются поиск и вычисление амплитудных и фазовых ошибок каналов приема АР выбранной конфигурации. В файле находятся отсчеты с выходов, соответствующие синфазным и квадратурным составляющим всех каналов приема, записанные столбцами слева направо и разделенные пробелами. Такая структура легко реализуема, что делает ее доступной многим разработчикам и исследователям антенных решеток с цифровым формированием ДН.

Заключение

Рассмотрено устройство модуля первичной обработки сигналов в частотном диапазоне 1.5–1.75 ГГц, который позволяет работать с входными сигналами мощностью –90 ÷ –20 дБм (1 пВт ÷ 10 мкВт) и усиливать их до уровня 2 дБм (1.6 мВт). Данный модуль устраняет межканальные взаимодействия более чем на 30 дБ для соседних каналов и более чем на 43 дБ для помех, выходящих за пределы рабочего диапазона частот. Осуществлен расчет опорной частоты работы аналого-цифрового преобразователя и квадратурного демодулятора.

Модуль первичной обработки сигналов совместно с блоком цифровой обработки сигналов позволил построить комплексную имитационную модель кольцевой пятиэлементной ААР. На основе модели показано, что различные факторы оказывают существенное влияние на возможности пространственной фильтрации. Показано, что одним из способов борьбы с подобными негативными факторами может быть использование предложенного алгоритма автоматического калибрования. Помимо этого, разработан макет кольцевой ААР, на основе которого осуществлено экспериментальное исследование алгоритмов сверхразрешения.

Разработан программный пакет Autocalibration Adaptant v1.0, позволяющий без использования дополнительных знаний и устройств проводить калибрование АР в присутствии амплитудных и фазовых ошибок с применением алгоритмов Фридландер-Вайса, Ванга-Кедзоу, а также нового алгоритма. Результаты расчетов, полученные с использованием данного комплекса, подтверждают достаточно высокую работоспособность предложенного автокалибровочного алгоритма.

Литература

1. *Sarkar T.K., Wicks M.C., Salazar-Palma M., Bonneau R.J.* Smart Antennas. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2003. 453 p.

2. *Нечаев Ю.Б., Борисов Д.Н., Пешков И.В.* Оценка точности автокалибровочных методов определения координат источников радиоизлучения с условно-постоянной моделью амплитудно-фазовых ошибок в каналах цифровой антенной решетки // Телекоммуникации. 2011. № 5. С. 34–43.

3. *Нечаев Ю.Б., Борисов Д.Н., Пешков И.В.* Оценка влияния параметров модуля первичной обработки на работу цифровой антенной решетки // Нелинейный мир. 2010. Т. 8, № 3. С.151–159.

4. *Litva J., T. Kwok-Yeung Lo* Digital Beamforming in Wireless Communications. Boston: Artech House, 1996. 301 p.

5. *Krim H., Viberg M.* Two decades of Array Signal Processing Research // IEEE Signal Processing Magazine. 1996. Vol. 7. Pp. 67–94.

6. *Schmidt R.O.* Multiple emitter location and signal parameter estimation // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1986. No. 34 (3). Pp. 276–280.

7. *Viberg M., Ottersten B., and Kailath T.* Detection and Estimation in Sensor Arrays Using Weighted Subspace Fitting // IEEE Trans. SP. Nov. 1991. No. SP-39(11). Pp. 2436–2449.

8. *Swindlehurst A., Roy R., Ottersten B., Kailath T.* A subspace fitting method for identification of linear state-space models // IEEE Transactions on Automatic Control. February 1995. Vol. 40, No. 2. Pp. 311–316.

9. *Tyler N., Allen B., Aghvami H.* Adaptive Antennas: The Calibration Problem // IEEE Communications Magazine. 2004. Vol. 42, No. 12. Pp. 114–122.

10. *Friedlander B., Weiss A.J.* Direction Finding in the Presence of Mutual Coupling // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1991. Vol. 39, No. 3. Pp. 273–284.

11. *Wang C., Cadzow J.A.* Direction-Finding with Sensor Gain, Phase and Location Uncertainty // Proceeding IEEE ICASSP'YI. 1991. Vol. 2. Pp. 1429–1432.

12. *Astely D., Swindlehurst A.L.* Spatial Signature Estimation for Uniform Linear Arrays with Unknown Receiver Gains and Phases // IEEE Transaction on Signal Processing. 1999. Vol. 47, No. 8. Pp. 2128–2138.

13. *Нечаев Ю.Б., Борисов Д.Н., Пешков И.В.* Автокалибровочный алгоритм компенсации амплитудно-фазовых ошибок в каналах цифровой антенной решетки // Вестник Воронежского государственного университета. Сер. Физика. Математика. 2011. № 1. С. 51–69.

14. *Wirth W.-D.* Radar techniques using array antenna. London: The Institution of Electrical Engineers, 2001. 420 p.

15. *Godara L.C.* Applications of antenna arrays to mobile communications. Part I: performance improvement, feasibility, and system considerations // Proceedings of the IEEE. 1997. Vol. 85, No. 8. Pp. 1195–1245.

16. *Нечаев Ю.Б., Борисов Д.Н., Пешков И.В.* Оценка межсимвольных искажений аналогового тракта цифровой антенной решетки // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2010. № 2. С. 94–101.

17. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Вильямс, 2003. 1104 с.

18. *Anderson J.B.* Digital transmission engineering. New York: John Wiley and Sons, 2005. 468 p.

19. *Нечаев Ю.Б., Борисов Д.Н., Пешков И.В.* Реализация алгоритмов автоматического калибрования цифровой антенной решетки // Проблемы техники и технологий телекоммуникаций (ПТиТТ-2011): сб. тр. XII Междунар. науч.-тех. конф., Казань, 21–24 ноября 2011 г. Казань, 2011. С. 385–386.

20. Autocalibration Adaptant v1.0: свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ / Ю.Б. Нечаев, Д.Н. Борисов, И.В. Пешков. – № 2011616449; заявл. 25.08.2011; внесена в Реестр программ для ЭВМ 10.01.2012; рег. № 2012610061.

21. *Нечаев Ю.Б., Макаров Е.С.* Статистический анализ точности радиопеленгации методом MUSIC при наличии амплитудно-фазовых ошибок каналов приема и многолучевости канала распространения // Антенны. 2010. № 6. С. 86–92.

Статья поступила в редакцию 16 июня 2015 года

УДК 621.396.662

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ПОМЕХ ДРОБНОСТИ В ФАЗО-ЦИФРОВЫХ СИНТЕЗАТОРАХ ЧАСТОТ

С.К. Романов, к.т.н., в.н.с., АО «Концерн «Созвездие», e-mail: skromanov@rambler.ru
Н.М. Тихомиров, д.т.н., начальник НТУ, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: tikhomir@sozvezdie.su
А.В. Леньшин, д.т.н., профессор, ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: andrey-lenshin@yandex.ru

Приведена методика расчета помех дробности фазо-цифровых синтезаторов частот с использованием модели импульсно-непрерывной системы ФАПЧ с дробным делителем частоты на ее входе и множеством параллельно работающих фазовых детекторов с неидентичными коэффициентами усиления. Приведены расчеты уровня помех дробности в зависимости от разброса коэффициентов усиления детекторов и неточностей компенсаторов.

Ключевые слова: *синтезатор частот, система импульсной ФАПЧ, фазовый детектор, управляемый генератор, дельта-сигма модулятор, помеха дробности.*

ESTIMATION METHOD FOR PHASE NOISE IN PHASE AND DIGITAL FREQUENCY SYNTHESIZERS

S.K. Romanov, Ph.D. in Eng. Sciences, leading research engineer, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: skromanov@rambler.ru
N.M. Tikhomirov, D.D. in Eng. Sciences, head of the Directorate of Science and Technology, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: tikhomir@sozvezdie.su
A.V. Lenshin, D.D. in Engineering Sciences, professor, Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh), e-mail: andrey-lenshin@yandex.ru

An estimation method for phase noise of phase and digital frequency synthesizers with the use of a PLL continuous pulse system model with a fractional frequency divider targeted at an input signal of a frequency and a number of concurrently operating phase detectors with non-identical gain constants is presented. The calculations of a phase noise level depending on the variation of detectors' gain constants and cancelers' errors are presented.

Keywords: *frequency synthesizer, pulse PLL system, phase detector, controlled generator, delta-sigma modulator, phase noise.*

В синтезаторах частот (СЧ) с импульсной ФАПЧ нашли широкое применение дробные делители частоты с переменным коэффициентом деления (ДДПКД). О преимуществах таких СЧ ($СЧ_{др-N}$) хорошо известно [1]. Наличие ДДПКД приводит к появлению в выходном сигнале $СЧ_{др-N}$ помех дробности (ПД). Для уменьшения уровня ПД в низкочастотной части спектра сигнала $СЧ_{др-N}$ в составе ДДПКД используется схема дельта-сигма модулятора (ДСМ) в разных модификациях [2, 3]. Расчеты уровней ПД в таких $СЧ^{ДСМ}_{др-N}$ по линейной модели показывают высокую эффективность применения ДСМ [4]. Однако ФАПЧ имеет ряд нелинейностей (пороговый характер работы ДДПКД, неравенство токов заряда и разряда при использовании частотно-фазового детектора с зарядовой накачкой ($ЧФД_{ЗН}$) [5]), которые усугубляют проблему спектральных составляющих ПД в полосе пропускания ФАПЧ. Влияние этих нелинейностей на уровень ПД в составе выходного сигнала $СЧ^{ДСМ}_{др-N}$ рассмотрено в работе [6].

Для уменьшения уровней ПД целесообразно применение: линейного импульсно-фазового детектора (ИФД) типа «выборка-запоминание» [7]; компенсации с помощью фазового модулятора, включаемого в цепь *опорный генератор (ОГ) – $ЧФД_{ЗН}$ с неравными токами зарядовой накачки (ЗН)*; компенсации с помощью дополнительной цепи, выделяющей ПД и суммирующей ее с сигналом $ЧФД_{ЗН}$ с неравными токами ЗН на входе фильтра нижних частот (ФНЧ) [7, 8]; адаптивной компенсации с помощью специального дополнительного устройства, подключаемого к входу ФНЧ системы ИФАПЧ [9]; множества $ЧФД_{ЗН}$ параллельно-последователь-ного действия в мультидетекторной системе ФАПЧ для повышения эквивалентной рабочей частоты детектирования [10]. В работе [11] приведена

методика, позволяющая проводить оценку влияния разброса параметров множества $\text{ЧФД}_{\text{ЗН}}$ на уровень ПД.

Целью настоящей работы является получение математической модели мультидетекторной системы импульсной ФАПЧ фазо-цифрового синтезатора с ДДПКД без ДСМ и множеством ИФД параллельного действия с разбросом значений их коэффициентов усиления и неточностями сигналов компенсации ПД.

В [12] предложен способ реализации рассмотренного метода формирования множества частот с использованием ФАПЧ, ряда накапливающих сумматоров (аккумуляторов) и ИФД. На рис. 1 представлена обобщенная блок-схема для $\text{СЧ}_{\text{др}-N}$ и $\text{СЧ}_{\text{др}-N}^{\text{ДСМ}}$.

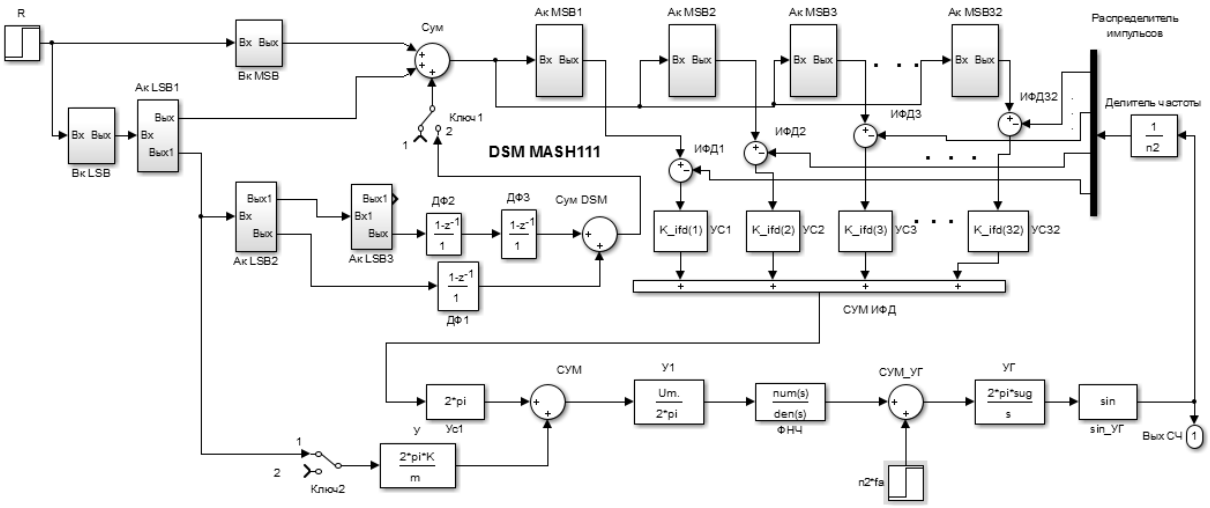


Рис. 1. Обобщенная блок-схема $\text{СЧ}_{\text{др}-N}$ и $\text{СЧ}_{\text{др}-N}^{\text{ДСМ}}$

Вариант построения $\text{СЧ}_{\text{др}-N}$ – ключи 1, 2 находятся в положении 1; вариант $\text{СЧ}_{\text{др}-N}^{\text{ДСМ}}$ – ключи 1, 2 находятся в положении 2. Схема содержит один аккумулятор младших разрядов АкLSB1 и множество K аккумуляторов старших разрядов (АкMSB1, … АкMSB32), $K = 32$. Число R, задающее выходную частоту $\text{СЧ}_{\text{др}-N}$ с помощью устройств Вх MSB и Вх LSB, разделяется соответственно на два числа R_1 и R_2 ($R = R_1 \cdot 2^{na-nm} + R_2$, na – общее число двоичных разрядов в АкLSB1 и АкMSB, nm – общее число двоичных разрядов в K аккумуляторах АкMSB). Сигнал переполнения из точки Вых АкLSB1 суммируется с числом R_1 на сумматоре Сум и с его выхода подается на точки Вх АкMSB.

Основной особенностью предлагаемого устройства является установка начальных состояний АкMSB_k $C_{Mk}[n]$ (n – номер тактирующего аккумуляторы импульса с частотой опорного сигнала) по определенному закону, а именно $C_{Mk}[0] = k - 1$, k – номер аккумулятора. Сигналы переполнения АкMSB_k с точек Вых поступают на K входов ИФД1…ИФД32. На вторые входы ИФД поступают сигналы с распределителя импульсов. В качестве распределителя импульсов может использоваться кольцевой делитель частоты на $2n$ сигнала УГ; соответственно, фазы сигналов с распределителя импульсов, поступающие на входы ИФД_k, можно записать как

$$\varphi_{\text{УГ}}(k) = 2\pi(k-1)/2n. \qquad (1)$$

Сигналы с выходов ИФД_k поступают на усилители с коэффициентами $K_ifd(k)$ и далее на сумматор СУМ ИФД, усилитель Ус1, сумматор СУМ, усилитель У1 с коэффициентом $Um/2\pi$, ФНЧ с передаточной функцией $G_{\text{ФНЧ}}(s)$ и УГ, представленный четырьмя элементами (СУМ_УГ, УГ, sin_УГ и элемент, генерирующий частоту $2nf_a$). На второй вход СУМ через усилитель У с коэффициентом передачи $2\pi K/m$ подается из точки Вых1 сигнал состояния АкLSB1 – дополнительный сигнал компенсации ПД.

Анализ процессов на выходе СУМ ИФД показал, что они имеют сложный характер, зависят от множества параметров СЧ и получить какие-

либо закономерности возможно, лишь проведя моделирование СЧ с использованием какой-либо системы компьютерной математики. Так, в подсистеме блочного моделирования Simulink системы компьютерной математики MATLAB8 промоделирован $СЧ_{др-N}$ в синхронном режиме, когда $f_C = 2nRf_R/m$. Параметры $СЧ_{др-N}$ выбирались следующие: $m = 256$, $2n = K = 16$, $f_R = 320$ МГц, $R = 31,\ 32,\ 63,\ 64,\ 127,\ 128$ Ом. Целью моделирования было определение зависимости уровня постоянной составляющей сигнала на выходе СУМ (ИФД) от запаздывания сигнала УГ (выявление формы характеристики суммы ИФД). При моделировании СЧ в этом режиме кольцо ФАПЧ размыкалось на входе ФНЧ, УГ заменялся на генератор синусоидального сигнала (ГСС из библиотеки Simulink) с частотой f_C, а в цепь между ГСС и делителем на $2n$ ставился элемент задержки (из библиотеки Simulink) со значением τ.

На рис. 2 приведены зависимости постоянной составляющей U на выходе суммы ИФД, деленной на 16, от нормированного запаздывания сигнала УГ $\tau/T_{УГ}$, где $T_{УГ} = 1/f_C$. Из рис. 2 видно, что максимальное, минимальное значения U и форма характеристики суммы ИФД зависят от отношения R/m, а крутизна положительного (рабочего) наклона характеристики суммы ИФД не зависит от R/m.

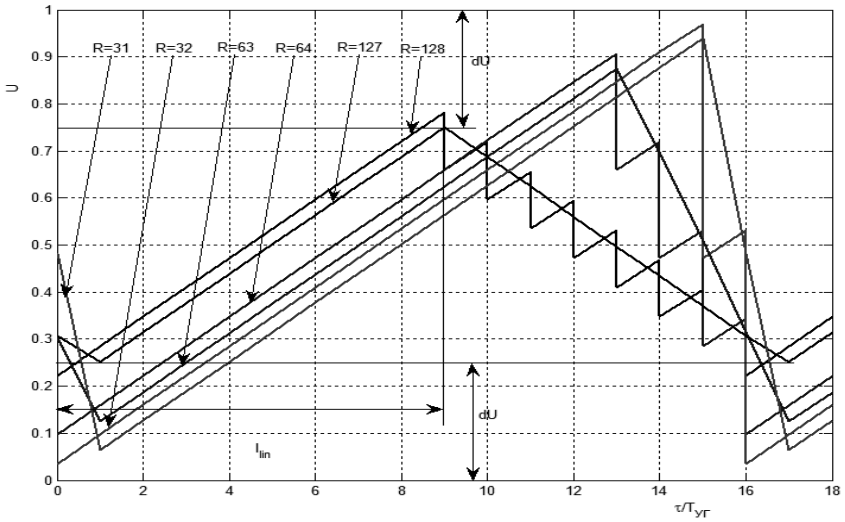


Рис. 2. Зависимости постоянной составляющей на выходе ИФД от запаздывания сигнала УГ

Дополнительные исследования $СЧ_{др-N}$ для $K = 8,\ 16$ и $R/m \le 0,5$ показали, что размах нормированного напряжения на выходе суммы ИФД составляет от dU до $1 - dU$ (где $dU = R/2m - 1/2K$ для случаев $m/R = 2,\ 4,\ 8,\ 16,$ $KR/m \ge 1$). В иных случаях справедливо соотношение $dU \approx 0,5R/m$. Несимметричность треугольной характеристики суммы ИФД можно определить как $\vartheta = 2(l_{lin}/K - 0,5) = 2[0,5 - -(R/m - 1/K)]$ для случаев $m/R = 2,\ 4,\ 8,\ 16,$ $KR/m \ge 1$ (l_{lin} – значение раствора характеристики суммы ИФД в секундах) и $\vartheta = 2(l_{lin}/K - 0,5) \approx 2[0,5 - R/m]$ в иных случаях.

Далее перейдем к определению уровней ПД в $СЧ_{др-N}$. Известно, что импульсные последовательности на выходах АкMSB периодичны с периодом m/f_R, имеют среднюю частоту $f_a = f_R R/m$, где f_R – частота опорного сигнала (частота тактирования аккумуляторов). Эти последовательности имеют недопустимо высокий уровень ПД с частотой $f_{ПД} = f_R/m$ и ее гармониками, поэтому для их уменьшения применяются специальные меры. В [12] для уменьшения ПД предлагается суммировать продетектированные по фазе импульсные последовательности с выходов АкMSB и использовать результирующий сигнал для управления УГ.

Покажем механизм уменьшения уровня ПД. Исследование представленного устройства показало, что импульсные последовательности с выходов АкMSB обладают следующими свойствами:

1. Последовательности являются точными копиями по отношению к импульсной последовательности с выхода АкMSB1. Абсолютная задержка импульсной последовательности с выхода АкMSB1 относительно импульсной последовательности с выхода АкMSBk равна

$$Az(i) = imT_R / \alpha K, \qquad (2)$$

где $T_R = 1/f_R$, $\alpha = 1$ для нечетных R или α – максимальное число, кратное 2 (2, 4, 8...), на которое делится R, $i = \overline{1...31}$.

2. Введем понятие усредненной импульсной последовательности (УИП) как идеальной импульсной последовательности с периодом $T_C = m/Rf_R$ (то есть импульсные последовательности с выхода АкMSBk равны их УИП плюс фазовая «флуктуация»); тогда относительная задержка УИП с выхода АкMSB1 по УИП с выхода АкMSBk равна

$$Oz(k) = mT_R(k-1)/KR. \qquad (3)$$

Абсолютную задержку $Az(i)$ можно определить, решая уравнения первого порядка вида

$$\mathrm{mod}\left(Az(k-1),\ mT_R/R\right) = mT_R(k-1)/KR, \qquad (4)$$

где $k = 2,3...K$ – номер АкMSB; $\mathrm{mod}(x,y)$ – функция вычисления остатка от целочисленного деления y на x.

Для определения уровня ПД перейдем от полной блок-схемы СЧ (рис. 1) к расчетной блок-схеме импульсно-непрерывной модели $\text{СЧ}_{\text{др}-N}$, представленной на рис. 3.

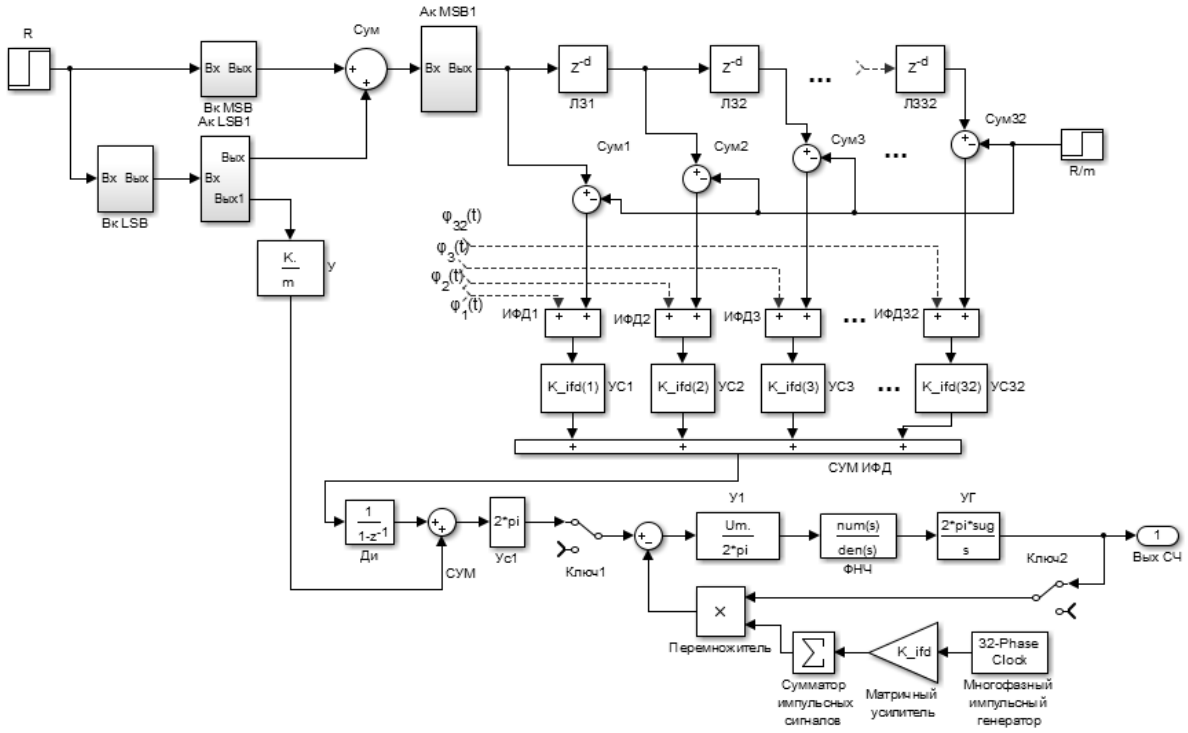


Рис. 3. Блок-схема импульсно-непрерывной модели $\text{СЧ}_{\text{др}-N}$

На рис. 3 аккумуляторы АкMSB2 ... АкMSB32 заменены на линии задержки Л31 ... Л331, тактируемые сигналом с частотой f_R, соединенные последовательно, каждая из которых задерживает входной сигнал на величину mT_R/K. С выходов АкMSB1 и Л31 ... Л332 сигналы подаются на вычитающие устройства Сум1, Сум2 ... Сум32, на второй вход которых подается постоянный сигнал R/m, эквивалентный средней частоте $f_a = Rf_R/m$. Сигнал с выходов Сум1 ... Сум32 подается на ИФД1 ... ИФД32, на их вторые входы (здесь ИФД представлены в виде суммирующих устройств) поступают $\varphi_1(t)...\varphi_{32}(t)$ – эти сигналы можно считать внутренними шумами ИФД1 ... ИФД32 или внешними помехами.

С выходов ИФД парциальные сигналы поступают на усилители с коэффициентами $K_ifd(k)$ и далее на сумматор СУМ ИФД,

дискретный интегратор Ди, сумматор СУМ, усилитель Ус1 и Ключ1. Ключ1 замыкается с периодом T_R и представляет собой идеальный импульсный элемент (ИИЭ), генерирующий на своем выходе последовательность дельта-функций, величина которых пропорциональна фазе сигнала, формируемого множеством аккумуляторов. Импульсная ФАПЧ наряду с традиционными элементами У1, ФНЧ и УГ содержит также Ключ2 – ИИЭ, но тактируемый сигналом с периодом $T_{\text{УГ}}$; многофазный импульсный генератор, генерирующий на каждом из K выходов единичные импульсы длительностью $T_{\text{УГ}}$ с периодом $KT_{\text{УГ}}$ и задержкой друг относительно друга на $T_{\text{УГ}}$; матричный усилитель с коэффициентом усиления $K_ifd(k)$; сумматор импульсных сигналов и перемножитель. Сигнал на выходе перемножителя получает дополнительную периодическую (с периодом $KT_{\text{УГ}}$) модуляцию, пропорциональную значению $K_ifd\left[iT_{\text{УГ}}\right]$.

Рассмотрим методику расчета уровня ПД с использованием непрерывной модели ФАПЧ, когда можно пренебречь влиянием квантования по времени в ИИЭ. Будем считать, что мы исследуем «мультиаккумулятор», состоящий из K независимых друг от друга аккумуляторов, состоящих из суммы АкMSBk и АкLSB1, на которые подается одинаковое число R. Начальные состояния этих аккумуляторов заданы по определенному закону только в их старших разрядах.

Известно, что число в k-м аккумуляторе $C_k[n]$ в зависимости от n-го тактируемого сигнала с частотой f_R меняется по закону

$$C_k[n+1] = \operatorname{mod}\left(C_k[n] + R, m\right). \qquad (5)$$

В момент переполнения АкMSBk с их точек Вых появляется сигнал, равный единице; в другие моменты времени этот сигнал равен нулю:

$$CHC_i[n] = \left\{C_i[n] < C_i[n-1]\right\}. \qquad (6)$$

Используя (5), (6), функционирование мультиаккумулятора можно записать в виде системы матричных разностных уравнений

$$\begin{cases} \mathbf{C}[n+1] = \mathbf{A}\cdot\mathbf{CM}[n] + \mathbf{B}R, \\ \mathbf{CM}[n] = \operatorname{mod}\left(\mathbf{C}[n], m\right), \\ \mathbf{CHC}[n] = \left\{\mathbf{CM}[n] < \mathbf{CM}[n-1]\right\}, \end{cases} \qquad (7)$$

где $\mathbf{C} = \left[C_1, C_2, ...C_K\right]$ – вектор-столбец состояний мультиаккумулятора (с учетом начальных состояний $C_k[0] = 2^{na-nm}(k-1)$); $\mathbf{A}$ – диагональная единичная матрица размером $K \times K$; $\mathbf{B}$ – единичный вектор-столбец k-го порядка; $\mathbf{CM} = \left[CM_1, ...CM_K\right]$ – вектор-столбец состояний мультиаккумулятора с учетом операции $\operatorname{mod}(x,m)$; $\mathbf{CHC} = \left[CHC_1, ...CHC_K\right]$ – вектор-столбец состояний на выходах переполнений мультиаккумулятора. Для $\text{СЧ}_{\text{др}-N}$ уравнения (7) необходимо дополнить разностным уравнением функционирования аккумулятора АкLSB1

$$e_{AK_LSB1}[n+1] = \\ = \operatorname{mod}\left(e_{AK_LSB1}[n] + R2, 2^{na-nm}\right), \qquad (8)$$

где $e_{AK_LSB1}(n)$ – сигнал АкLSB1 в точке Вых1.

Представим сигнал на входе СУМ (рис. 3) со стороны мультиаккумулятора в виде разностного уравнения

$$\varphi_{\text{ВХ}}[n] = 2\pi\sum_{i=0}^{n}\mathbf{K_ifd}\left\{\mathbf{CHC}[i] - R/m\right\} + \\ + \left\{e_{AK_LSB1}[n] + de_{AK_LSB1}[n]\right\}2\pi K/m, \qquad (9)$$

где $\mathbf{K_ifd}$ – вектор-строка $K_ifd(1),...K_ifd(K)$ размером K; $de_{AK_LSB1}(n)$ – отклонение от сигнала АкLSB1 в точке Вых1 из-за неидеальности ЦАП, преобразующего «цифровое» состояние АкLSB1 в аналоговый сигнал (на рис. 3 не показан).

Изображение по Лапласу фазы сигнала УГ в точке Вых СЧ можно записать в виде

$$\varphi_{\text{ВЫХ}}(s) = \left\{\left[e_{AK_MSB1}(s) - R/m\right]\frac{2\pi z}{z-1}\sum_{k=1}^{K}K_ifd(k)z^{-d(k-1)} + \sum_{k=1}^{K}K_ifd(k)\varphi_k(s) + \right.$$

$$\left. + \left[e_{AK_LSB1}(s) + de_{AK_LSB1}(s)\right]\frac{2\pi K}{m}\right\}\frac{\left(U_m/2\pi\right)G_{\text{фнч}}(s)2\pi sug/s}{1 + \left(U_m/2\pi\right)G_{\text{фнч}}(s)2\pi sug\sum_{k=1}^{K}K_ifd(k)/n2s}, \qquad (10)$$

где $e_{AK_MSB1}(s)$ – изображение по Лапласу сигнала АкMSB1 в точке Вых; $e_{AK_LSB1}(s)$ – изображение по Лапласу сигнала АкLSB1 в точке Вых1; $de_{AK_LSB1}(s)$ – изображение по Лапласу некоторого отклонения от сигнала АкLSB1 в точке Вых1; $\varphi_k(s)$ – изображение по Лапласу сигнала $\varphi_k(t)$; $d = m/K$, $z = e^{sT_R}$.

Для подавления ПД с частотами Kkf_R/m (k = 1, 2, 3…) в СЧ используется сигнал АкLSB1 из точки Вых1. В идеальном случае ($K_ifd(k)$ = 1, $de_{AK_LSB1}(t) = 0$ и $\varphi(k) = 0$) на входе СУМ

$$\varphi_{\text{ВХ}}(s) = \left[e_{AK_MSB1}(s) - R/m\right]\frac{2\pi z}{z-1}\sum_{k=1}^{K} K_ifd(k)z^{-d(k-1)} + e_{AK_LSB1}(s)\frac{2\pi K}{m} = 0, \qquad (11)$$

соответственно, ПД на Вых СЧ отсутствуют.

Условие полной компенсации ПД во временной области имеет вид

$$\text{mod}(nR2,\ m/K) \equiv$$

$$\equiv \frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K}\text{mod}\left(\frac{m}{K}(k-1) + nR, m\right) - \frac{m(K-1)}{2K}. \qquad (12)$$

Левая часть отражает сигналы с АкLSB1, а правая – с суммы АкMSB.

Численные расчеты с применением функции ChineseRemainder системы компьютерной математики Wolfram Mathematica 7 показали справедливость (12).

Из выражений (10), (11) следует, что уровень ПД $\varphi_{\text{ВХ}}(t)$ зависит от отличия $K_ifd(k)$ от 1, точности ЦАП, преобразующего цифровой сигнал $e_{AK_LSB1}[n]$ в аналоговый. Для $n2 = K$ следует также, что в схеме СЧ происходит не умножение шумов, приведенных к входам ИФД (как в традиционных СЧ с ДДПКД в цепи обратной связи), а их суммирование, что также приводит к ухудшению качества выходного сигнала СЧ.

В соответствии с рис. 3 в системе MATLAB8 разработана программа для расчета ПД в виде зависимости $\varphi_{\text{ВХ}}(t)$, где $t = n/f_R$, то есть $\varphi_{\text{ВХ}}(t)$ представляется некоторой решетчатой функцией с периодом m/f_R. Соответственно, спектральные составляющие ПД можно получить, используя быстрое преобразования Фурье от $\varphi_{\text{ВХ}}(t)$. Спектральные составляющие ПД на выходе легко вычислить, умножив спектральные составляющие ПД $\varphi_{\text{ВХ}}(t)$ на модуль передаточной функции замкнутой ФАПЧ:

$$G_{\text{ФАПЧ}}(j\omega) = \frac{(U_m/2\pi)G_{\text{ФНЧ}}(j\omega)2\pi sug/j\omega}{1 + (U_m/2\pi)G_{\text{ФНЧ}}(j\omega)2\pi sug\sum_{k=1}^{K} K_ifd(k)/n2\,j\omega}.$$

На рис. 4 представлены результаты спектрального анализа $\varphi_{\text{ВХ}}(t)\cdot 0{,}5$ для случая $R = 8449$, $m = 2^{15}$, $K = 32$, $f_R = 320$ МГц, $n2 = K$, $\varphi(k) = 0$. Величина $\varphi_{\text{ВХ}}(t)\cdot 0{,}5$ отражает одну «боковую» составляющую спектра фазы выходного сигнала СЧ в широкополосной ФАПЧ. На рис. 4 кривая 1 – спектральные составляющие быстрого преобразования Фурье $20\log\left|\varphi_{\text{ВЫХ}}\left(nf_{\text{ПД}}\right)\right|$ от $\varphi_{\text{ВЫХ}}(t)$; кривая 2 – сумма спектральных составляющих $20\log\sum_{i=1}^{n}\sqrt{\left|\varphi_{\text{ВЫХ}}\left(if_{\text{ПД}}\right)\right|^2}$. Кривые 1, 2 получены для случая, когда значения $K_ifd(k)$ представляют случайную величину, распределенную по нормальному закону со средним значением 1 и с СКО, равным 0,01, и $de_{AK_LSB1}(t) = 0$; кривая 3 – $20\log\sum_{i=1}^{n}\sqrt{\left|\varphi_{\text{ВЫХ}}\left(if_{\text{ПД}}\right)\right|^2}$ для случая, когда все значения $K_ifd(k) = 1$ за исключением $K_ifd(1) = 1 + 0{,}01$ и $de_{AK_LSB1}(t) = 0$; кривая 4 – $20\log\sum_{i=1}^{n}\sqrt{\left|\varphi_{\text{ВЫХ}}\left(if_{\text{ПД}}\right)\right|^2}$ для случая, когда все значения $K_ifd(k) = 1$, а $de_{AK_LSB1}(t)$ – решетчатая функция длиной m/f_R, амплитуда которой представляет случайную величину, распределенную по нормальному закону с нулевым средним и СКО, равным 0,5. Из рис. 4 видно, что нарушение условий $K_ifd(k) = 1$ или $de_{AK_LSB1}(t) = 0$ приводит к резкому увеличению уровня ПД в составе выходного сигнала.

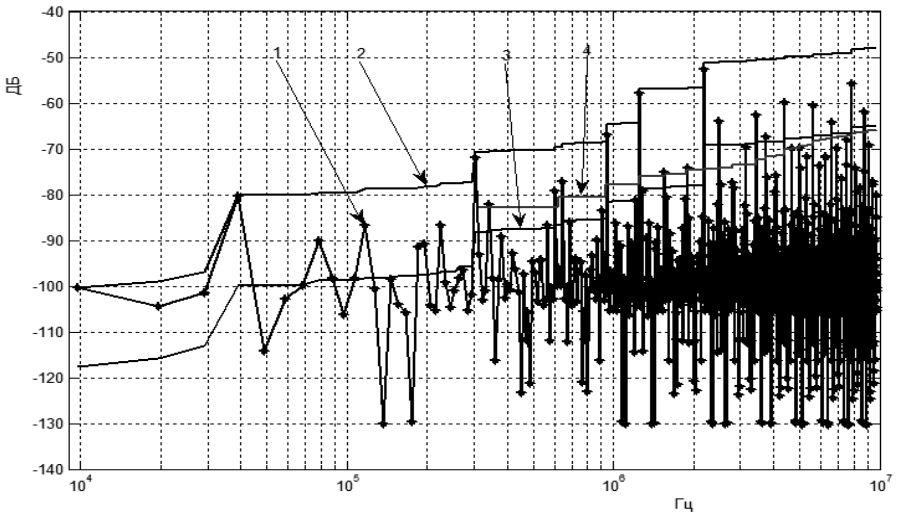


Рис. 4. Фазы выходного сигнала в широкополосной системе ФАПЧ

Далее рассмотрим методику расчета уровня ПД в $СЧ_{др-N}$ с учетом квантования по времени процессов в ИИЭ на входе и цепи обратной связи импульсной системы ФАПЧ. Особенностью представленной на рис. 3 блок-схемы $СЧ_{др-N}$ является наличие в ней двух ИИЭ с неравными периодами квантования во времени, определяемыми из соотношения $T_{УГ} = mT_R/RK$. Для решения задач в импульсных системах управления с несколькими квантователями, имеющими неравные периоды квантования, используются методы пространства состояний [13].

Для получения математической модели $СЧ_{др-N}$ будем использовать дифференциальные уравнения, описывающие ее в пространстве состояний, вида

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{AX} + \mathbf{B}\left\{\varphi_{ВХ}(t)T_R\delta\left(t - nT_R\right) - \varphi_{УГ}(t)T_{УГ}\delta\left(t - iT_{УГ}\right)K_ifd\left[iT_{УГ}\right]\right\}, \\ \varphi_{УГ}(t) = \mathbf{CX}, \end{cases} \quad (13)$$

где $\mathbf{X}$ – вектор состояний длиной k (напряжения на конденсаторах, токи в индуктивностях ФНЧ и фаза УГ $\varphi_{УГ}(t)$); $\mathbf{A}$ – квадратная матрица состояния; $\mathbf{B}$ – вектор управления; $\varphi_{ВХ}(t)$ – сигнал на входе Ключа1; $\delta(t)$ – функция Дирака; $\mathbf{C}$ – вектор-строка для вычисления выходной координаты $\varphi_{УГ}(t)$; $K_ifd\left[iT_{УГ}\right]$ – периодическая функция с периодом $KT_{УГ}$ ($K_ifd\left[(i+K)T_{УГ}\right] = K_ifd\left[iT_{УГ}\right]$ и $K_ifd\left[iT_{УГ}\right] = K_ifd(k)$ для случая $\mathrm{mod}(i,K) = k$); $\mathbf{X}=\left[U_{C1}(t);U_{C2}(t);\varphi_{УГ}(t)\right]$;

$$\mathbf{A}=\begin{bmatrix} -1/T_2 & 0 & 0 \\ \left(1-T_1/T_2\right)/T_3 & -1/T_3 & 0 \\ 0 & 2\pi S_{УГ} & 0 \end{bmatrix};\quad \mathbf{B}=\begin{bmatrix} U_m/(2\pi T_2) \\ U_m T_1/(2\pi T_2 T_3) \\ 0 \end{bmatrix};$$

$T_1 = R2C1$; $T_2 = (R1+R2)C1$; $T_3 = RC2$; $\mathbf{C}$=[0;0;1]; $U_{C1}(t)$ и $U_{C2}(t)$ – напряжения на конденсаторах С1 и С2 соответственно.

Интегрирование (13) проведем на трех соседних подынтервалах времени: первый – $\tau_{УГ}[n]$; второй – $\tau_R[n]$; третий – $k_{RУГ}[n]\cdot T_{УГ} = floor\left[\left(T_R - \tau_{УГ}[n]\right)/T_{УГ}\right]T_{УГ}$, где $floor(x/y)$ – выделение целого числа при делении x/y.

Рекуррентные соотношения для вычисления $\tau_{УГ}[n+1]$ и $\tau_R[n+1]$ имеют вид

$$\begin{cases} \tau_{УГ}[n+1] = T_R - k_{RУГ}[n]T_{УГ} - \tau_R[n], \\ \tau_R[n+1] = T_{УГ} - \tau_{УГ}[n+1]. \end{cases} \quad (14)$$

Используя методику решения дифференциальных уравнений, в состав которых входят обобщенные функции ($\delta(t)$ – функции и ее производные), решение (13) для первого подынтервала представим в виде рекуррентного соотношения

$$\mathbf{X}\left[nT_0\right] = \mathbf{e}^{\mathbf{A}\tau_{УГ}[n]}\mathbf{A1}\left[iT_{УГ}\right]\mathbf{X}\left[nT_0 - \tau_{УГ}[n]\right], \quad (15)$$

где $\mathbf{X}\left[nT_0 - \tau_{\text{УГ}}[n]\right]$ – состояние импульсной ФАПЧ в момент времени $nT_0 - \tau_{\text{УГ}}[n]$; $\mathbf{A1}\left[iT_{\text{УГ}}\right]$ является блочной единичной диагональной матрицей размером $k \times k$, в которой k-й столбец заменен на $-\mathbf{B}T_{\text{УГ}}K_ifd\left[iT_{\text{УГ}}\right]+[0;0;...1]$; $\mathbf{A1}\left[iT_{\text{УГ}}\right]=$

$$=\begin{bmatrix} 1 & 0 & -U_m T_{\text{УГ}} K_ifd\left[iT_{\text{УГ}}\right]/(2\pi T_2) \\ 0 & 1 & -U_m T_{\text{УГ}} K_ifd\left[iT_{\text{УГ}}\right] T_1/(2\pi T_2 T_3) \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

определяет величину скачка вектора состояния в момент времени $nT_0 - \tau_{\text{УГ}}[n]$.

Решение (13) для второго подынтервала запишем в виде

$$\mathbf{X}\left[nT_R + \tau_R[n]\right] = \\ = \mathbf{e}^{\mathbf{A}\tau_{\text{R}}[n]}\left\{\mathbf{X}\left[nT_R\right] + T_R\varphi_{\text{ВХ}}\left[nT_R\right]\mathbf{B}\right\}, \quad (16)$$

где $T_R\varphi_{\text{ВХ}}\left[nT_R\right]\mathbf{B}$ – величина скачка вектора состояния в момент времени nT_0.

Решение (13) для третьего подынтервала имеет вид

$$\mathbf{X}\left[nT_R + \tau_R[n] + iT_{\text{УГ}}\right] = \\ = \mathbf{e}^{\mathbf{A}T_{\text{УГ}}}\mathbf{A1}\left[iT_{\text{УГ}}\right]\mathbf{X}\left[nT_R + \tau_R[n] + (i-1)T_{\text{УГ}}\right]. \quad (17)$$

В соответствии с (14)–(17) и рис. 3 в MATLAB8 разработана программа для расчета уровня ПД в виде зависимости $\varphi_{\text{УГ}}\left[iT_{\text{УГ}}\right]$. Максимальный период ПД равен $T_{\text{ПД}} = m/f_R$, а $T_{\text{УГ}} = m/f_R RK$; из этих соотношений $T_{\text{ПД}} = RKT_{\text{УГ}}$. Максимальное значение $i_{\max}$ при вычислении ПД с учетом переходных процессов в импульсной ФАПЧ должно быть $i_{\max} > RK$. Соответственно, спектральные составляющие ПД можно получить, используя быстрое преобразования Фурье от $\varphi_{\text{УГ}}[iT_{\text{УГ}}]$ с числом выборок RK.

На рис. 5 представлены результаты спектрального анализа $\varphi_{\text{УГ}}\left[iT_{\text{УГ}}\right]\cdot 0{,}5$ для случая $R = 8193$, $m = 2^{15}$, $K = 32$, $f_R = 320$ МГц, $n2 = K$, $\varphi(k) = 0$; значения $K_ifd(k)$ представляют случайную величину, распределенную по нормальному закону со средним значением 1 и СКО, равным 0,01, и $de_{AK_LSB1}(t) = 0$, полоса пропускания ФАПЧ ~10 МГц. Здесь же приведены результаты расчета ПД по методике, разработанной выше и не учитывающей влияние дискретизации во времени с помощью Ключей 1 и 2. Данные расчетов ПД по обеим методикам практически одинаковы. Это позволяет сделать вывод о возможности использования для расчетов ПД в $\text{СЧ}_{\text{др}-N}$ более простой методики, не учитывающей эффекты квантования по времени.

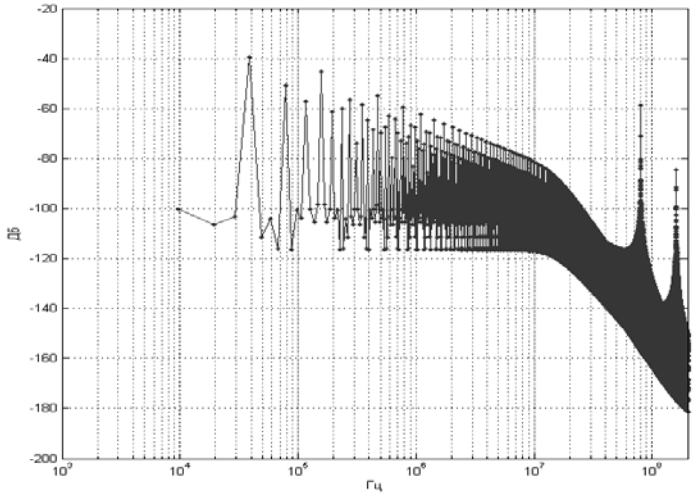


Рис. 5. Спектры фазы выходного сигнала импульсной системы ФАПЧ (полоса ~10.0 МГц)

Рассмотрим влияние разброса задержек срабатывания K ИФД – RS-триггеров со стороны мультиаккумулятора – на уровень ПД в $\text{СЧ}_{\text{др}-N}$. Введем параметр $\tau_ifd(k)$ – массив чисел (с) длиной K, k – номер ИФД, определяющий задержку срабатывания k-го ИФД при поступлении на его вход нарастающего фронта сигнала с k-го аккумулятора. В этом случае в $\text{СЧ}_{\text{др}-N}$ на рис. 3 необходимо добавить между каждым выходом УСк и входом СУМ ИФД линии задержки $\tau_ifd(k)$. Тогда выражение (11) для $\varphi_{\text{ВХ}}(s)$ запишется в виде

$$\varphi_{\text{ВХ}}(s)=\Big[e_{AK_MSB1}(s)-$$

$$-R/m]\frac{2\pi z}{z-1}\sum_{k=1}^{K}K_ifd(k)e^{-s\tau_ifd(k)}z^{-d(k-1)}+$$

$$+e_{AK_LSB1}(s)\frac{2\pi K}{m}. \qquad (18)$$

На рис. 6 представлены результаты спектрального анализа $\varphi_{\text{ВХ}}(t)\cdot 0{,}5$, полученные на основе (18), для случая $R=8449$, $m=2^{15}$, $K=32$, $f_R=320$ МГц, $n2=K$, $\varphi(k)=0$.

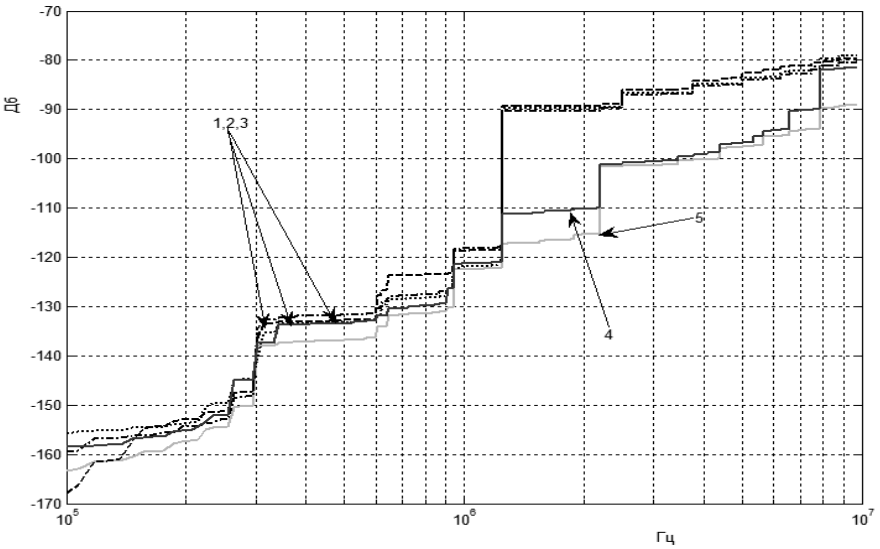


Рис. 6. Спектры фазы выходного сигнала $\text{СЧ}_{\text{др}-N}$ с учетом разброса задержек срабатывания ИФД

Прерывистые кривые 1, 2 и 3 (три реализации) – это сумма спектральных составляющих $20\log\sum_{i=1}^{n}\sqrt{\left|\varphi_{\text{ВЫХ}}\left(if_{\text{ПД}}\right)\right|^2}$, когда значения $\tau_ifd(k)$ представляют собой случайную величину, распределенную по нормальному закону со средним значением $12{,}5\cdot10^{-12}$ и СКО, равным $5\cdot10^{-12}$ с. Кривая 4 – $20\log\sum_{i=1}^{n}\sqrt{\left|\varphi_{\text{ВЫХ}}\left(if_{\text{ПД}}\right)\right|^2}$, когда все значения $\tau_ifd(k)$ представляют случайную величину, распределенную по нормальному закону со средним значением $12{,}5\cdot10^{-12}$ с и СКО, равным $5\cdot10^{-12}$ с, а $e_{AK_LSB1}(t)$ в (18) также запаздывает на $12{,}5\cdot10^{-12}$ с. Кривая 5 – $20\log\sum_{i=1}^{n}\sqrt{\left|\varphi_{\text{ВЫХ}}\left(if_{\text{ПД}}\right)\right|^2}$, когда все значения $\tau_ifd(k)$ равны 0 за исключением $\tau_ifd(k)=$ $=12{,}5\cdot10^{-12}$ с. Из анализа рис. 6 следует, что резкий скачок уровня спектральных составляющих на частоте 1,25 МГц обусловлен задержкой компенсирующего сигнала $e_{AK_LSB1}(t)$.

Таким образом, получена методика расчета уровня ПД в СЧ, предложенном в работе [12], приведены примеры вычислений спектров в СЧ по этим методикам, показывающие его достаточно высокую эффективность. Определены условия сравнения уровней шумов на выходе традиционного $\text{СЧ}_{\text{др}-N}$. Приведены результаты спектрального анализа выходных характеристик СЧ.

Литература

1. *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.

2. *Тихомиров Н.М., Леньшин А.В., 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.

3. *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.

4. *Романов С.К., Марков И.А.* Определение помех дробности в синтезаторах частот с системами ФАПЧ, использующих дельта-сигма модуляторы в дробных делителях частоты // Теория и техника радиосвязи. 2006. № 1. С. 97–102.

5. *Романов С.К., Рахманин Д.Н.* Определение помех в системе ИФАПЧ с дробным делителем частоты в цепи обратной связи // Теория и техника радиосвязи. 2003. № 2. С. 73–81.

6. *Романов С.К., Матыцина А.И., Тихомиров Н.М.* О влиянии рассогласования токов накачки импульсного частотно-фазового детектора на спектр помех в системе ИФАПЧ с дробным делителем частоты // Теория и техника радиосвязи. 2008. № 1. С. 111–117.

7. *Романов С.К., Марков И.А. Тихомиров Н.М.* Пути уменьшения помех дробности в синтезаторах с системами ИФАПЧ, использующих дельта-сигма модуляторы в дробных делителях частоты // Теория и техника радиосвязи. 2007. № 1. С. 70–77.

8. *Pamarti S., Jansson L., Galton I.* A wideband 2.4 GHz Delta-Sigma fractional-N PLL with 1 Mb/s in-loop modulation // IEEE J. Solid-State Circuits. 2004. V. 39, No. 1. Pp. 49–62.

9. *Тихомиров Н.М., Леньшин А.В., Романов С.К., Тихомиров М.Н.* Адаптивная компенсация помех дробности в синтезаторах с фазовой автоподстройкой частоты // Радиотехника. 2012. № 5. С. 74–78.

10. *Yang Y.-C., Lu S.-S.* A Quantization Noise Pushing Technique for $\Delta\Sigma$ Fractional-N Frequency Synthesizers // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 2008. V. 56, No. 4. Pp. 817–825.

11. *Романов С.К., Тихомиров Н.М., Рахманин Д.Н.* Применение мультидетекторной системы ФАПЧ для уменьшения помех дробности в синтезаторах частот // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2011. № 2(83). С. 107–121.

12. Патент 5748043 (США). Digital PLL Frequency Synthesizer / V.I. Koslov. – № 737351. Заявл. 03.05.94, опубл. 01.11.96.

13. *Ту Ю.* Современная теория управления: пер. с англ. / Под ред. В.В. Солодовникова. М.: Машиностроение, 1971. 474 с.

Статья поступила в редакцию 19 марта 2015 года

УДК 621.396.662

ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ ПРОСТРАНСТВ СОСТОЯНИЙ НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ В СИНТЕЗАТОРАХ ЧАСТОТ С ТРЕМЯ УСТОЙЧИВЫМИ СОСТОЯНИЯМИ ДЕТЕКТОРА

С.К. Романов, к.т.н., в.н.с., e-mail: skromanov@rambler.ru
Н.М. Тихомиров, д.т.н., начальник НТУ, e-mail: tikhomir@sozvezdie.su
И.А. Марков, зам. начальника НТУ, e-mail: garrymar@mail.ru
В.Н. Тихомиров, конструктор, e-mail: tikhomir@sozvezdie.su
АО «Концерн «Созвездие»

Рассмотрены особенности и примеры нахождения нелинейных уравнений состояния систем фазовой автоподстройки частоты синтезаторов частот с делителем с переменным коэффициентом деления и частотно-фазовым детектором с тремя устойчивыми состояниями и генераторами токов накачки. Эти уравнения исследуются с помощью функций пакета MATLAB, решающих дифференциальные уравнения. Полученные результаты позволяют анализировать переходные процессы в синтезаторе частот с учетом характерных нелинейностей, присущих элементам системы фазовой автоподстройки: периодическая нелинейность частотно-фазового детектора, пороговая нелинейность генераторов токов накачки, нелинейность характеристики управления перестраиваемых генераторов.

Ключевые слова: *фазовая автоподстройка частоты, синтезатор частот, управляемый генератор, частотно-фазовый детектор, ток накачки, пространство состояний, переходной процесс.*

STATE SPACE FORMING PECULIARITIES OF THE PHASE LOCK NONLINEAR SYSTEMS IN FREQUENCY SYNTHESIZERS WITH THREE DETECTOR STEADY STATES

S.K. Romanov, Ph.D. in Eng. Sciences, leading research engineer, e-mail: skromanov@rambler.ru
N.M. Tikhomirov, D.D. in Eng. Sciences, head of the Directorate of Science and Technology, e-mail: tikhomir@sozvezdie.su
I.A. Markov, deputy head of the Directorate of Science and Technology, e-mail: garrymar@mail.ru
V.N. Tikhomirov, designer, e-mail: tikhomir@sozvezdie.su
JSC «Sozvezdie» Concern»

Peculiarities and examples of nonlinear equations detection for the state of phase lock systems of frequency synthesizers with an adjustable-ratio divider and a frequency-phase detector with three steady states and pump current generators are considered. These equations are investigated with MATLAB functions solving differential equations. The obtained results allow to analyse a frequency synthesizer's transients taking into account typical nonlinearities peculiar to a phase lock system's elements: a frequency-phase detector's periodical nonlinearity, pump current generators' threshold nonlinearity, nonlinearity of a tunable oscillators control parameter.

Keywords: *phase lock, frequency synthesizer, controlled generator, frequency-phase detector, pump current, state space, transient process.*

В аппаратуре радиосвязи широко применяются синтезаторы частот (СЧ), основанные на системе фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) с делителем с переменным коэффициентом деления (ДПКД) и частотно-фазовым детектором (ЧФД) с тремя устойчивыми состояниями и генераторами токов накачки (ГТН) [1]. К таким синтезаторам, обозначаемым далее как $СЧ_{фапч}$, предъявляются жесткие требования по времени перестройки частоты и фазы входного сигнала. Задача нахождения длительностей переходных процессов (ПП) в системе ФАПЧ этих синтезаторов может быть решена с использованием решателей дифференциальных уравнений (солверов) пакета MATLAB [2]. При широких диапазонах перестройки эта задача усложняется из-за учета нелинейностей, присущих функциональным элементам ФАПЧ, таких как периодическая нелинейность фазовой характеристики ЧФД и нелинейность характеристики ГТН. Обозначим $СЧ_{фапч}$ с этими нелинейностями ЧФД как $СЧ^{нел}_{фапч}$. В [3] предлагается ряд приближенных способов нахождения длительностей ПП в

$СЧ^{нел}_{фапч}$, которые не всегда можно применить на практике (например, для изучения влияния нелинейности ГТН на характер и длительность ПП).

Целью настоящей работы является нахождение уравнений состояния системы ФАПЧ $СЧ^{нел}_{фапч}$ с учетом нелинейностей и демонстрация примеров решения этих уравнений универсальными методами с помощью функций пакета MATLAB, решающих дифференциальные уравнения.

На рис. 1 приведен вариант структурной схемы исследуемого $СЧ^{нел}_{фапч}$ с традиционными функциональными элементами: опорный генератор (ОГ), делитель частоты опорного сигнала (ДФКД), ДПКД с дробным коэффициентом деления (ДДПКД), ЧФД с нелинейным ГТН, фильтр нижних частот (ФНЧ) и управляемый генератор (УГ), обозначенный в виде сумматора и усилительно-интегрирующего звена $2\pi S_{УГ}/s$.

Напряжение $-U(t)$, подаваемое на сумматор УГ в начале ПП, представляет собой единичную функцию с уровнем амплитуды $U_М$, определяющим диапазон перестройки УГ выражением $\Delta f_{УГ} = f_{УГ_В} - f_{УГ_Н} = S_{УГ}U_М$, в котором $f_{УГ_В}$ – верхняя частота диапазона перестройки УГ, а $f_{УГ_Н}$ – нижняя частота диапазона перестройки УГ. На рис. 1 также приняты следующие обозначения: $\Phi_О(t)$, $\Phi_N(t)$, $\Phi_У(t)$ – фазы сигналов с ДФКД, ДДПКД и УГ соответственно; N – значение целочисленной части дробного коэффициента деления ДДПКД; $i_{ТН}(t)$ – ток накачки; $F_П(\varphi) = F_П\left(\Phi_О(t) - \Phi_N(t)\right) = F_П(\Phi_О(t) - \Phi_У(t)/2\pi N)$ – нелинейная периодическая функция, характеризующая функционирование ЧФД и показанная на рис. 2, на котором i_M – максимальное значение тока накачки.

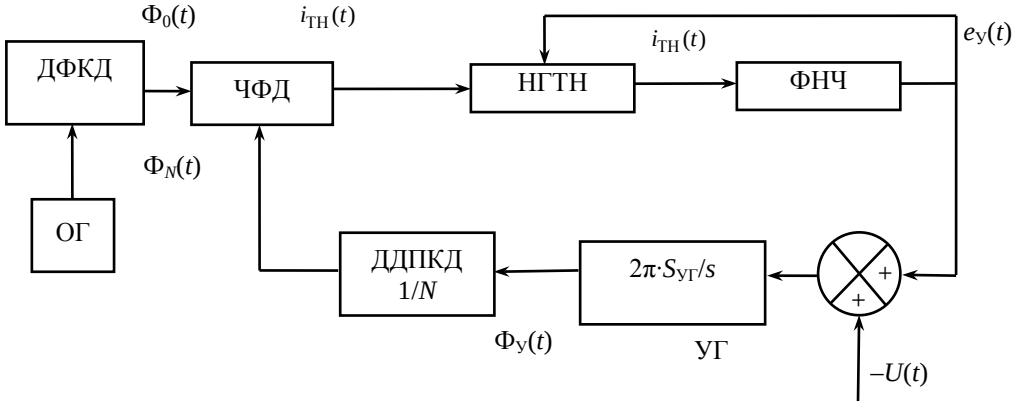


Рис. 1. Структурная схема синтезатора $СЧ^{нел}_{фапч}$

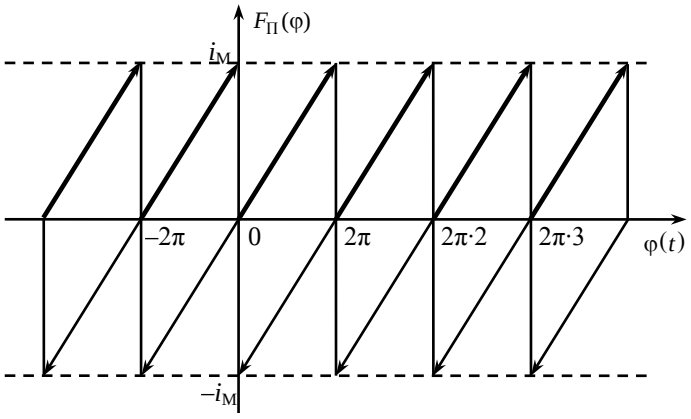


Рис. 2. Фазовая характеристика ЧФД с тремя устойчивыми состояниями

Приведенная на рис. 2 фазовая характеристика $F_{\Pi}(\varphi)$ является неоднозначной функцией, так как если $\varphi(t)$ – постоянно нарастающая величина ($\dot{\varphi}(t) > 0$ – жирная линия), то $F_{\Pi}(\varphi) > 0$. Если функция $\dot{\varphi}(t)$ меняет знак, то и $F_{\Pi}(\varphi)$ может изменить знак и перейти из положительной области значений в отрицательную (тонкие линии). Детектор ЧФД с тремя устойчивыми состояниями помимо такой фазовой характеристики обладает свойством различения по частоте.

На рис. 3 приведены зависимости токов накачки ГТН микросхемы синтезатора ADF4252 фирмы Analog Devices от напряжения на его выходах.

Зависимость $F_{\Pi}(\varphi)$ на рис. 2 можно аппроксимировать, используя встроенную функцию MATLAB $rem(y, x)$ – остаток от целочисленного деления y на x, то есть

$$rem(\varphi, 2\pi) = \\ = rem(2\pi N \cdot \Phi_o(t) 2\pi N - \Phi_{\text{У}}(t),\ 2\pi N), \qquad (1)$$

или fix – округление до ближайшего целого по направлению к нулю, то есть

$$\varphi - fix(\varphi/2\pi) = \Phi_o(t) - \Phi_{\text{У}}(t)/N - \\ - fix\{[\Phi_o(t) - \Phi_{\text{У}}(t)/N]/2\pi\}. \qquad (1a)$$

Напряжениями $U_{\text{ТН}}$ выхода ГТН служат напряжения в некоторых точках ФНЧ; в частности, для пассивного ФНЧ второго порядка, представленного на рис. 4, им служит напряжение на конденсаторе С1 – $U_{C1}(t)$.

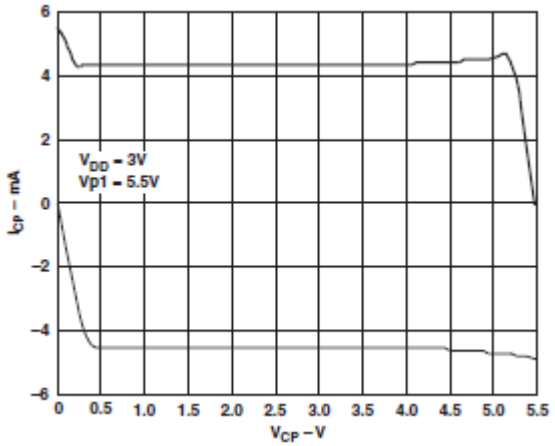


Рис. 3. Зависимости токов $i_{\text{ср}}$ ГТН от напряжения $V_{\text{ср}}$ – V синтезатора ADF4252 (V_{DD} – напряжение питания логики ЧФД, $Vp1$ – напряжение питания ГТН)

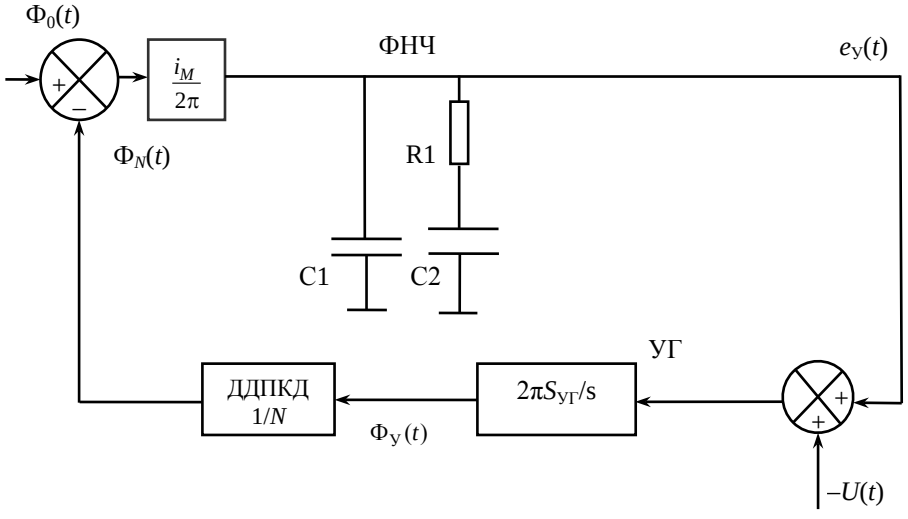


Рис. 4. Линейная схема $\text{СЧ}^{\text{лин}}_{\text{фапч}}$ с пассивным ФНЧ второго порядка

Из графиков на рис. 3 видно, что для положительных токов накачки при приближении напряжения к некоторому пороговому значению $U_{\text{П}}$ (на рис. 3 $U_{\text{П}} \approx 5.5$ В) эти токи резко падают до нуля; для отрицательных токов накачки при приближении напряжения к нулю эти токи также падают до нуля. Эти зависимости можно аппроксимировать, например, с использованием функции tanh – гиперболический тангенс:

– для положительных токов ГТН

$$i_{\text{ТН}} = i_M F_{\text{П}}(\varphi) \times$$
$$\times \tanh\left(-6\left(U_{C1} - U_n\right)\left(\left(U_{C1} >= 0\right) - \left(U_{C1} > U_n\right)\right)\right), \quad (2)$$

– для отрицательных токов ГТН

$$i_{\text{ТН}} = i_M F_{\text{П}}(\varphi) \tanh\left(-6U_{C1}\left(U_{C1} >= 0\right)\right). \quad (2a)$$

Для аппроксимации использовались логические функции MATLAB, например $F_{\text{лог}} = \left(U_{C1} > U_n\right)$; если это соотношение истинно, то $F_{\text{лог}} = 1$, если нет – то $F_{\text{лог}} = 0$.

Рассмотрим вначале линейную структурную схему $\text{СЧ}^{\text{лин}}_{\text{фапч}}$ с пассивным ФНЧ, приведенную на рис. 4. Передаточную функцию непрерывной разомкнутой ФАПЧ (рис. 4) с пассивным ФНЧ второго порядка можно представить в виде

$$G(s) = \frac{\Phi_N(s)}{\Phi_O(s)} = \frac{i_M S_{\text{УГ}}(T_1 s + 1)}{s^2 N(C_1 + C_2)(T_2 s + 1)},$$

где $T_1 = R_1 C_2$, а $T_2 = R1\dfrac{C1C2}{C1 + C2}$.

Для такой системы ФАПЧ выражения для параметрического синтеза следующие:

1 вариант – с применением показателя колебательности M:

$$T_1 = M/(M-1)\omega_{\text{ср}}, \quad T_2 = T_1(M-1)/(M+1),$$

$$\omega_{\text{Б}} = \sqrt{\omega_{\text{ср}} / T_1}, \quad \omega_{\text{Б}} = \sqrt{\frac{i_M S_{\text{УГ}}}{N(\text{C1} + \text{C2})}};$$

2 вариант – с применением показателя колебательности R_M:

$$T_1 = (R_M + 1)/R_M\omega_{\text{ср}}, \quad T_2 = T_2(R_M - 1)/(R_M + 1),$$

$$\omega_{\text{Б}} = \sqrt{\omega_{\text{ср}} / T_1}, \quad \omega_{\text{Б}} = \sqrt{\frac{i_M S_{\text{УГ}}}{N(\text{C1} + \text{C2})}};$$

3 вариант – с применением расчета на значение запаса устойчивости по фазе $\varphi_{\text{зап}}$ на частоте среза системы ФАПЧ:

$$\omega_{\text{ср}} = \omega_{\text{Б}}^2 T_1,$$

$$T_1 / T_2 = 1 + 2\tan^2(\varphi_{\text{зап}}) + \sqrt{[1 + 2\tan^2(\varphi_{\text{зап}})]^2 - 1},$$

$$T_1 = [T_1 / T_2]^{0.25/\omega_{\text{Б}}}, \text{ где } \omega_{\text{Б}} = \sqrt{\frac{i_M S_{\text{УГ}}}{N(\text{C1} + \text{C2})}}.$$

Приведем соотношения для элементов ФНЧ второго порядка, когда $T_2 = R_1 C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$:

$$C_1 + C_2 = i_M S_{\text{УГ}} / N\omega_{\text{Б}}^2, \quad C_1 = (C_1 + C_2)T_2 / T_1,$$

$$C_2 = (C_1 + C_2) - C_1, \quad R_1 = T_1 / C_2.$$

Для линейной схемы $\text{СЧ}^{\text{лин}}_{\text{фапч}}$ с пассивным ФНЧ второго порядка найдем дифференциальное уравнение, для чего воспользуемся методом пространств состояний. В качестве состояний примем напряжения на конденсаторах и токи в индуктивностях ФНЧ. Для ФНЧ на рис. 4 напряжения $U_{C1}(t)$, $U_{C2}(t)$ на конденсаторах C_1, C_2; в качестве выходного сигнала используем отклонение частоты выходного сигнала УГ от номинала $\Delta f_{\text{УГ}} = S_{\text{УГ}}[e_{\text{У}}(t) - U(t)] = S_{\text{УГ}}[U_{C1}(t) - U(t)]$ и фазу УГ $\Phi_{\text{У}}(t)$. Тогда в соответствии с рис. 4 линейное дифференциальное уравнение, описывающее систему ФАПЧ, имеет вид

$$\left.\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}} &= \mathbf{A}_{\text{л}}\mathbf{X} + \mathbf{B}_{\text{л}}\mathbf{U}, \\ \mathbf{Y} &= \mathbf{C}_{\text{л}}\mathbf{X} + \mathbf{D}_{\text{л}}\mathbf{U}, \end{aligned}\right\} \quad (3)$$

где $\mathbf{X}$ – вектор состояния системы ФАПЧ; $\mathbf{A}_{\text{л}}$ – матрица системы ФАПЧ; $\mathbf{B}_{\text{л}}$ – матрица вектора управления $\mathbf{U} = [\Phi_0(t); -U(t)]$; $\mathbf{Y}$ – вектор выхода (для рис. 1 $\mathbf{Y} = [\Phi_{\text{У}}(t); \Delta f_{\text{УГ}}(t)]$); $\mathbf{C}_{\text{л}}$ – матрица выхода; $\mathbf{D}_{\text{л}}$ – матрица компенсации.

Для линейной ФАПЧ третьего порядка с таким ФНЧ эти величины имеют вид

$$\mathbf{X} = \left[U_{C1}(t); U_{C2}(t); \Phi_{\text{У}}(t)\right],$$

$$\mathbf{B}_{\text{л}} = \begin{bmatrix} i_M/(2\pi C_1) & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 2\pi S_{\text{УГ}} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{C}_{\text{л}}=\begin{bmatrix}0 & 0 & 1\\ S_{\text{УГ}} & 0 & 0\end{bmatrix},\quad \mathbf{D}_{\text{л}}=\begin{bmatrix}0 & 0\\ 0 & S_{\text{УГ}}\end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_{\text{л}}=\begin{bmatrix}-1/R_1C_1 & 1/R_1C_1 & -i_M/(2\pi NC_1)\\ 1/R_1C_2 & -1/R_1C_2 & 0\\ 2\pi=20\ \text{МГц/В}, & 0 & 0\end{bmatrix}.$$

Перейдем к нахождению нелинейных дифференциальных уравнений системы ФАПЧ при условии $\Phi_0(t)=0$ (для $\text{СЧ}^{\text{нел}}_{\text{фапч}}$ при изучении влияния рассмотренных выше нелинейностей на характер ПП со стабильными по частоте ОГ это условие не является обременительным). Примеры переходных процессов в изучаемой ФАПЧ представлены на рис. 5–6.

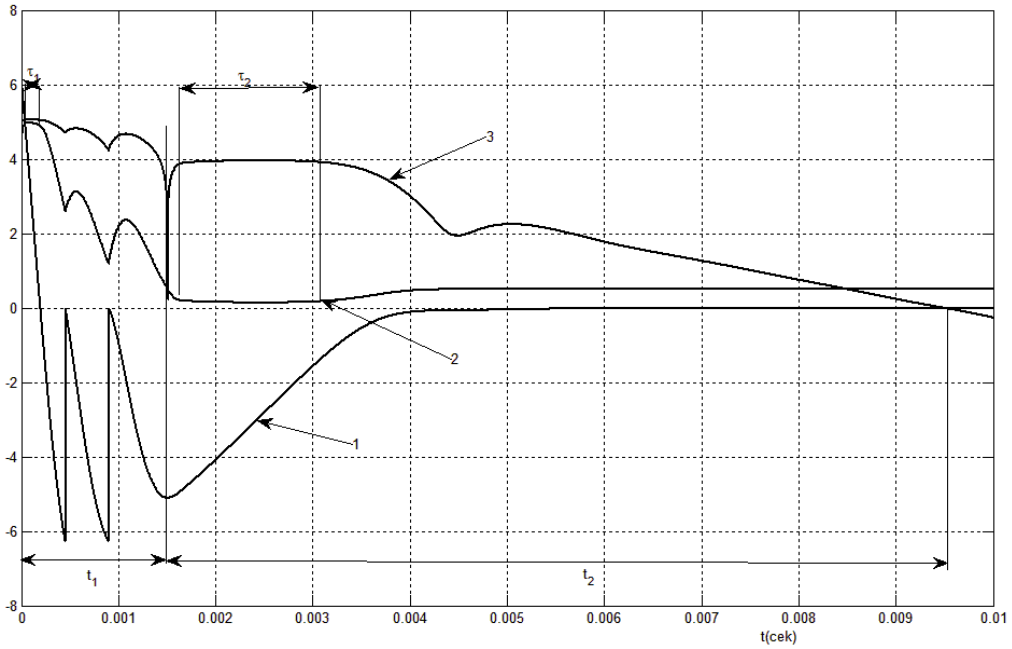


Рис. 5. Переходные процессы в модели ФАПЧ с учетом ограничения токов ГТН и периодической характеристики ЧФД

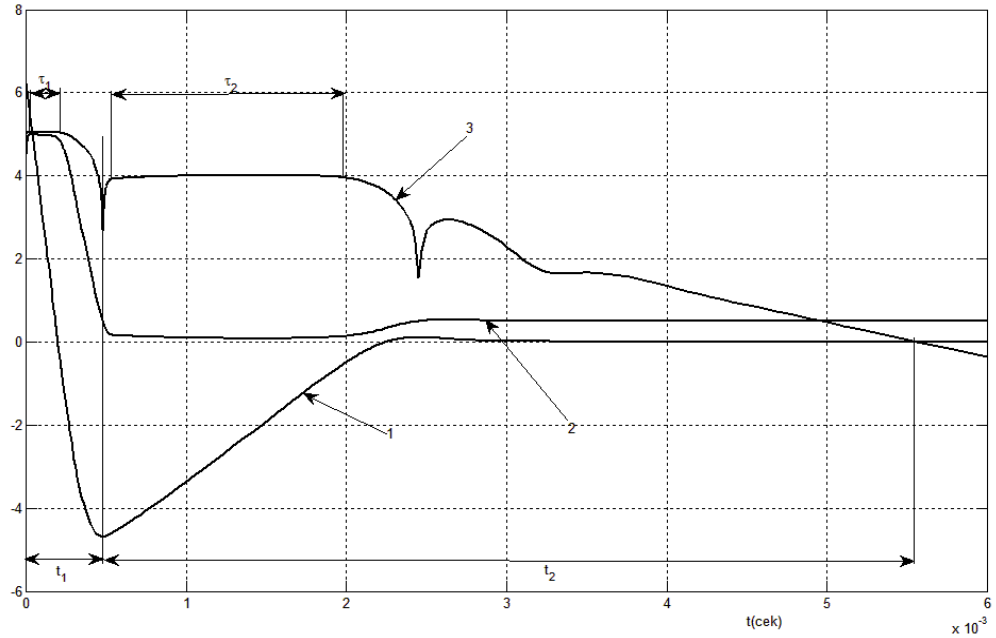


Рис. 6. Переходные процессы в модели ФАПЧ с учетом ограничения только токов ГТН

На рис. 5 показаны переходные процессы в модели ФАПЧ с учетом ограничения токов накачки и периодической характеристики ЧФД. На рис. 6 даны переходные процессы в модели ФАПЧ с учетом только ограничения токов накачки ЧФД. По оси x отложено время в секундах, по оси y – уровни трех кривых: 1 – $F_{\Pi}\left(\varphi(t)\right) = F_{\Pi}\left(-\Phi_{\text{У}}(t)/N\right)$, 2 – $U_{C1}(t)$, 3 – $\log_{10}\left(S_{\text{УГ}}\left|U_{C1}(t) - U_M\right|\right)$ – десятичный логарифм от абсолютного значения отклонения частоты УГ от номинала. На рис. 5–6 выделены четыре характерных интервала времени: 1 – $0 < t \le t_1$ – нелинейный режим работы с учетом нелинейности ЧФД и ГТН; 2 – $t_1 < t < (t_1 + t_2)$ – нелинейный режим работы с учетом нелинейности только ГТН; 3 – τ_1 – нелинейный режим работы с учетом нелинейности ГТН при напряжении $U_{C1}(t)$, близком к 5 В; 4 – τ_2 – нелинейный режим работы с учетом нелинейности ГТН при напряжении $U_{C1}(t)$, близком к 0 В. При ПП в предлагаемом исследовании фиксируется момент времени t_1, когда происходит первая смена знака отклонения частоты УГ от номинального значения, то есть выполняется условие $sign(U_{C1}(0) - U_M) \cdot sign(U_{C1}(t_1) - U_M) < 0$ ($sign$ – функция возвращения знака числа). На рис. 5–6 $t_1 + t_2$ – общее время ПП, когда

$$\log_{10}(S_{\text{УГ}}\left|U_{C1}(t) - U_M\right|) = 0.$$

Так как рассматриваемые нелинейные элементы ЧФД и НГТН, согласно схеме на рис. 1, расположены между линейными элементами синтезатора – ФНЧ и УГ, то для нахождения нелинейных дифференциальных уравнений системы ФАПЧ в форме Коши воспользуемся матрицами линейного дифференциального уравнения (3) (матрица $\mathbf{A}_{\text{н}}$ отличается от $\mathbf{A}_{\text{л}}$ только знаком в элементе $\mathbf{A}_{\text{н}}(1,3)$). С учетом этого фактора и рис. 1–3 нелинейные дифференциальные уравнения в форме Коши для системы ФАПЧ можно представить в виде

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}_{\text{н}}\mathbf{F}_{\text{н}}(\mathbf{X}) + \mathbf{B}_{\text{н}}\mathbf{U}, \qquad (4)$$

где $\mathbf{X} = \left[U_{C1}(t); U_{C2}(t); \Phi_{\text{У}}(t)\right]$, $\mathbf{A}_{\text{н}} = \begin{bmatrix} -1/R_1C_1 & 1/R_1C_1 & i_M/(2\pi NC_1) \\ 1/R_1C_2 & -1/R_1C_2 & 0 \\ 2\pi S_{\text{УГ}} & 0 & 0 \end{bmatrix}$;

$$\mathbf{F}_{\text{н}}(\mathbf{X}) = \left[U_{c1}(t); U_{c2}(t); F_1\left[\Phi_{\text{У}}(t), U_{c1}(t)\right]\right],\ \mathbf{B}_{\text{н}} = \left[0; 0; 2\pi S_{\text{УГ}}\right],\ \mathbf{U} = -U_M,$$

$$F_1[\Phi_{\text{У}}(t), U_{c1}(t)] = fi_upr \begin{pmatrix} (fi_upr > 0)\tanh\left(-6\left(U_{C1} - U_n\right)\left((U_{C1} >= 0) - (U_{C1} > U_n)\right)\right) \\ +(fi_upr < 0)\tanh\left(6U_{C1}(U_{C1} >= 0)\right) \end{pmatrix};$$

на первом интервале времени (см. рис. 5) $t <= t_1$ $fi_upr = -rem\left(\Phi_{\text{У}}(t), 2\pi N\right)$, на втором интервале времени $t > t_1$ $fi_upr = -[\Phi_{\text{У}}(t) - 2\pi N \cdot fi_st]$, где $fi_st = fix\left(\Phi_{\text{У}}(t_1)/2\pi N\right)$. Для организации вычислений по (4) в среде MATLAB основная программа (файл-программа) и вызываемая функция (файл-функция [2]) в солвере должны иметь некоторую глобальную переменную kl и глобальные переменные fi_st, t_1. Переменная kl своим изменением, синхронно с изменением знака $\Delta f_{\text{УГ}}(t)$ первый раз, задает значения fi_st и t_1.

Приведенные на рис. 5–6 кривые получены путем решения (4) с помощью солвера ode45 пакета MATLAB при точности вычислений, задаваемой дополнительным параметром options=odeset ('RelTol',1e-9,'AbsTol',1e-9'). Система ФАПЧ синтезирована по приведенным выше формулам в линейном режиме (см. рис. 4) по показателю колебательности $M = 1.3$ и дополнительным параметрам: $i_M = 312.5$ мкА, $\omega_{\text{ср}} = 2\pi 600$ рад/с для рис. 5; $\omega_{\text{ср}} = 2\pi 1000$ рад/с для рис. 6; $S_{\text{УГ}} = 25$ кГц/В, $N = 22$, $U_M = 0.5$ В, $\mathbf{X}(0) = \left[4.5; 4.5; -2\pi 22\right]$, $U_n = 5$ В.

Альтернативой предлагаемому способу исследования ПП в системе ФАПЧ с учетом нелинейностей ЧФД и ГН с помощью решения солверами пакета MATLAB уравнения (4) может служить визуальное моделирование системы ФАПЧ в среде MATLAB/Simulink. Так, на рис. 7 представлена Simulink-модель ФАПЧ с учетом периодической нелинейности ЧФД и ограничения тока накачки ГТН.

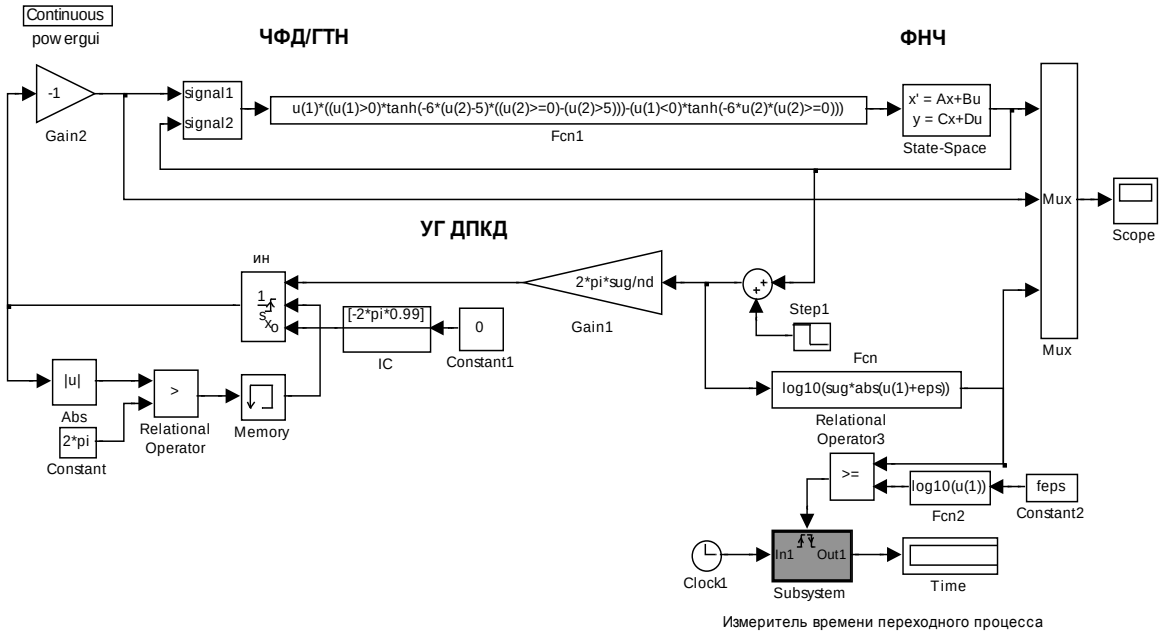


Рис. 7. Simulink-модель ФАПЧ с учетом периодической нелинейности ЧФД и ограничения тока накачки ГТН

В этой модели задача формирования периодической нелинейности ЧФД $F_{\Pi}(\varphi)$ решена с помощью интегратора (ИН) со сбросом в ноль; когда фаза УГ достигает $2\pi N$, начальное значение ИН (фазы УГ) задается с помощью блока IC. Нелинейность ГТН моделируется с помощью блока Fcn1, сигнал на выходе которого записывается в виде

$$U_{Fcn1} = u(1)\begin{pmatrix}(u(1)>0)\tanh\left(-6(u(2)-5)\left((u(2)>=0)-(u(2)>5)\right)\right)\\ -(u(1)<0)\tanh\left(-6u(2)(u(2)>=0)\right)\end{pmatrix}, \qquad (5)$$

где $u(1)$ – сигнал на выходе Gain2, эквивалентный сигналу $F_{\Pi}(\varphi),;$ $u(2)=U_{C1}(t)$ – сигнал на выходе (ФНЧ) State-Space, в (5) $U_{\Pi}=5$ В. Блок State-Space задается с помощью матриц $\mathbf{A}=\begin{bmatrix}-1/R_1C_1 & 1/R_1C_1\\ 1/R_1C_2 & -1/R_1C_2\end{bmatrix}$, $\mathbf{B}=\begin{bmatrix}i_M/(2\pi C_1)\\ 0\end{bmatrix}$, $\mathbf{C}=\begin{bmatrix}1\ 0\end{bmatrix}$, $\mathbf{D}=0$; начальные условия на конденсаторах $C1$, $C2$ задаются вектором $[U_{c1}(0);U_{c2}(0)]$. Результаты вычислений по разработанной программе с использованием (4) и Simulink-модели ФАПЧ на рис. 7 при равных начальных условиях практически одинаковы.

Исследуем еще один вариант структурной схемы $\text{СЧ}^{\text{нел}}_{\text{фапч}}$ (рис. 8) [4] с оригинальным ЧФД, ФНЧ на операционном усилителе (ОУ) и УГ с нелинейной характеристикой управления. На рис. 8 УГ представлен в виде интегрирующего звена $2\pi/s$, суммирующего элемента, на который подается частота с модели управляемого генератора (МУГ) и частота $-f_{CT}$. Частота

$-f_{CT}$ соответствует значению частоты сигнала УГ в установившемся режиме.

На рис. 9 приведены нелинейная характеристика управления УГ $F_{UG}(U_{UG})$ (непрерывная линия с маркерами в виде кружков) VCO типа DCYR2060-5 производства фирмы Synergy Microwave Corporation и ее аппроксимация полиномом четвертого порядка. Будем полагать в качестве МУГ значения аппроксимирующего полинома для нелинейной характеристики управления УГ. Эти значения можно определить, используя, например, встроенную функцию polyfit пакета MATLAB.

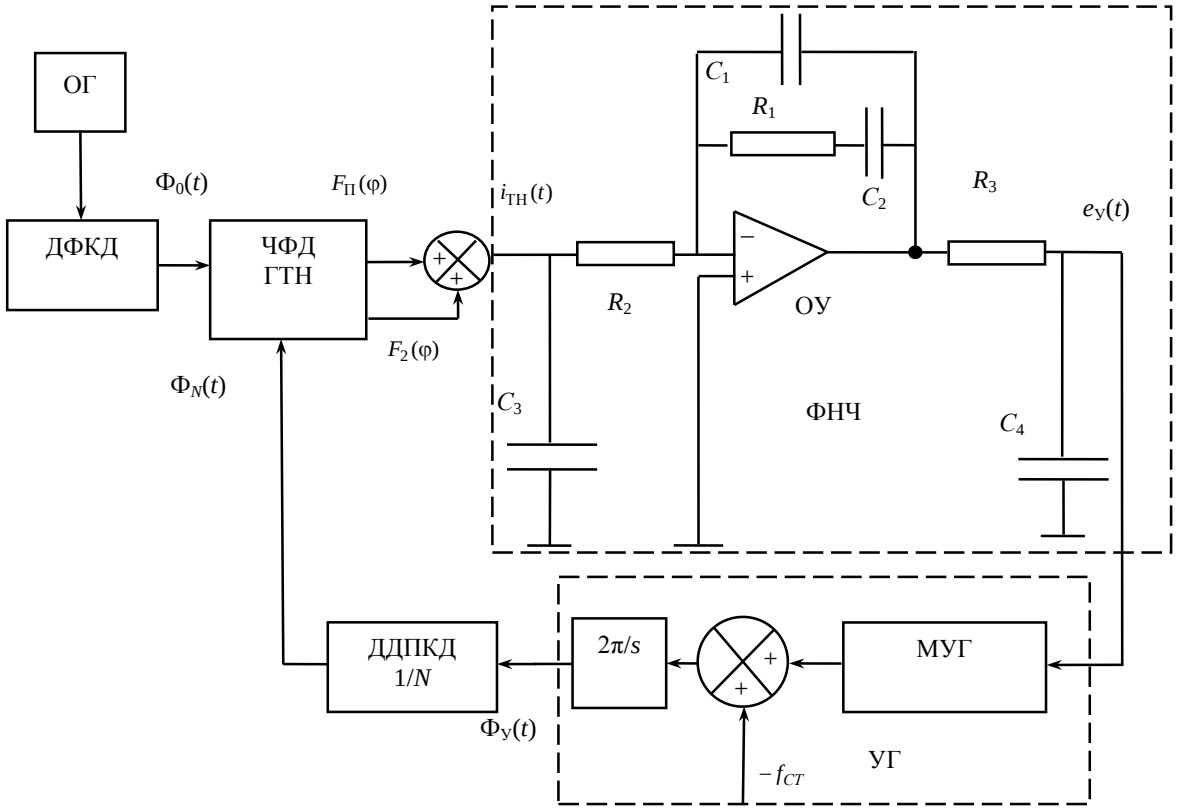


Рис. 8. Структурная схема ФАПЧ с нелинейным ЧФД и нелинейной характеристикой управления УГ

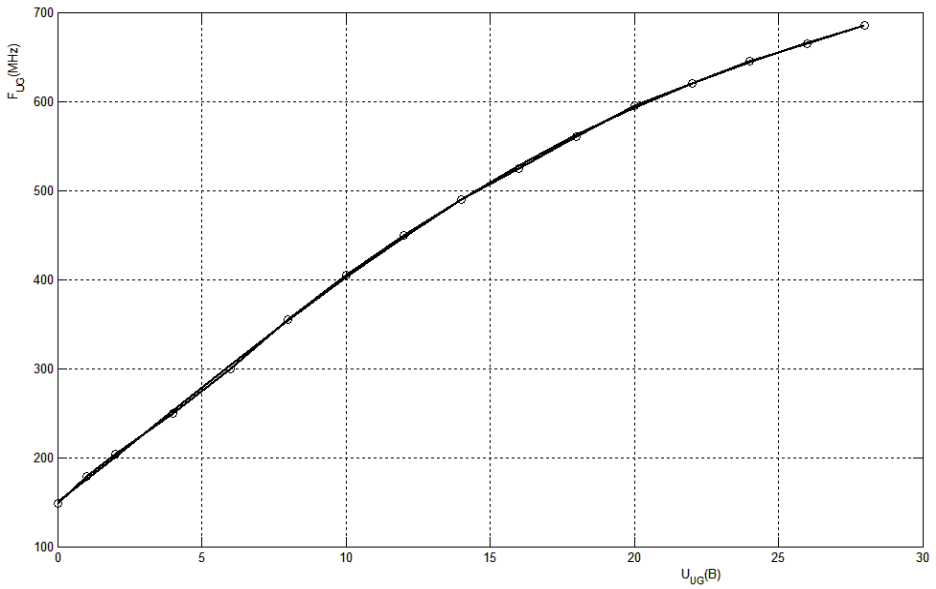


Рис. 9. Характеристика управления $F_{UG}(U_{UG})$ и ее аппроксимация полиномом четвертого порядка

Для иллюстрации приведенных ниже выкладок на рис. 10 представлены графики ПП в системе ФАПЧ, схема которой показана на рис. 8. Система ФАПЧ имеет следующие параметры: в качестве УГ использовался DCYR2060-5 с МУГ, определенной с помощью polyfit, порядок аппроксимирующего полинома равен четырем, $f_{CT} = 450$ МГц; порог дополнительного сигнала, формируемого в ЧФД (на рис. 8 используется в формировании функции $F_2(\varphi(t))$), равен $U_p = 8$. Элементы ФНЧ определены в результате синтеза ФАПЧ в линейном режиме по параметру показателя колебательности $M = 1.3$ [1], частоте среза системы $\omega_{ср} = 2\pi 12500$ рад/с, $S_{УГ} = 20$ МГц/В, $i_M = 0{,}3125$ мА и $N = 221$. Напряжения на конденсаторах ФНЧ и фаза УГ при $t = 0$ имеют нулевые значения. Передаточная функция для линейной разомкнутой системы ФАПЧ на рис. 8 имеет вид

$$G_{ФАП}(s) = \frac{\Phi_У(s)}{\Phi_N(s)} = \frac{i_M S_{УГ}(T_1 s + 1)}{(C_1 + C_2) N s^2 \sum_{i=2}^{l} (T_i s + 1)},$$

где $l = 4$ и $T_2 \approx T_3 \approx T_4$ ($T_1 = R_1 C_2$, $T_2 = R_1 C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$, $T_3 = R_2 C_3$, $T_4 = R_3 C_4$).

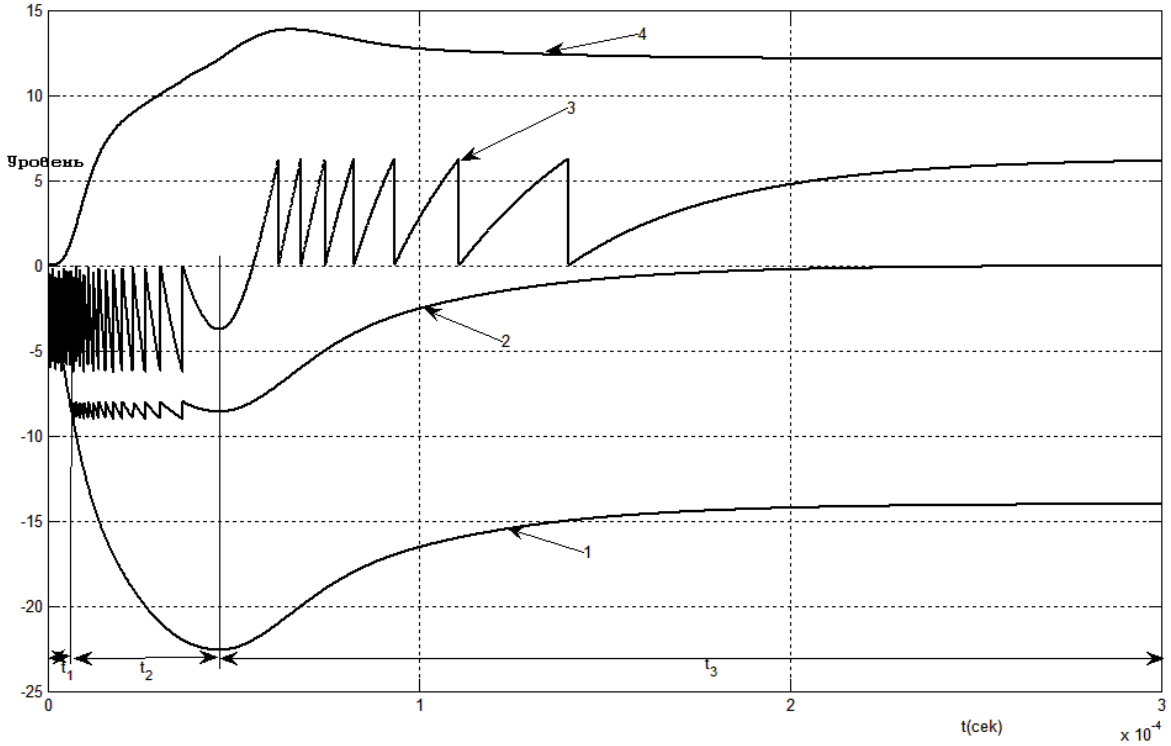


Рис. 10. Переходные процессы в модели ФАПЧ с учетом периодичности характеристики ЧФД и нелинейности характеристики управления УГ

На рис. 10: кривая 1 – $\Phi_У(t) / 2\pi N$; кривая 2 – $i_{ТН}(t) / (2\pi i_M) = [F_П(\varphi(t)) + F_2(\varphi(t))] / (2\pi i_M)$; кривая 3 – $U_{ЧФД}(t) = 2\pi F_П(\varphi(t)) / i_М$ – сигнал, пропорциональный $F_П(\varphi(t))$; кривая 4 – $e_У(t)$ – напряжение на выходе ФНЧ (на конденсаторе C_4). Из графиков на рис. 10 видно, что все время ПП можно разделить на три интервала времени: первый – от 0 до t_1, второй – t_2, третий – t_3. На первом интервале $F_2(\varphi(t)) / i_М$ достигает своего минимального значения – U_p (в рассматриваемом случае $U_p = 8$), а функция $F_2(\varphi(t)) / i_М$ уменьшает (увеличивает) свое значение на единицу в моменты времени t_n, когда $F_П(\varphi(t))$ достигает $-2\pi \cdot i_M$ или $+2\pi \cdot i_M$. То есть на первом интервале времени ток $i_{ТН}(t)$ на выходе ЧФД можно записать в виде

$$i_{ТН}(t) = F_П(\varphi(t)) + F_2(\varphi(t)) = F_П(\varphi(t)) \pm i_м \sum_{n=1}^{U_p} 1(t - t_n),$$

где $1(t)$ – функция Хевисайда.

В итоге на первом интервале времени обеспечивается непрерывный характер изменения $i_{\text{ТН}}(t)$ в увеличенном диапазоне значений (до $i_м U_p$). На втором интервале времени ток $i_{\text{ТН}}(t)$ на выходе ГТН можно записать в виде $i_{\text{ТН}}(t) = F_{\text{П}}(\varphi(t)) \pm i_м U_p$. При $t = t_1 + t_2$ происходит первая смена знака отклонения частоты УГ от номинального значения, то есть выполняется условие $sign(U_{C1}(0) - U_M) \times$ $\times sign(U_{C1}(t_1 + t_2) - U_M) < 0$. На третьем интервале времени значение функции $F_2(\varphi(t))$ изменяется от $\pm i_м U_p$ до нуля.

Перейдем к нахождению нелинейных дифференциальных уравнений системы ФАПЧ (рис. 8) также при условии $\Phi_0(t) = 0$. Для решения поставленной задачи воспользуемся методом пространства состояний. В качестве состояний примем напряжения $U_{C1}(t) \ldots U_{C4}(t)$ на конденсаторах $C_1 \ldots C_4$ соответственно и фазу сигнала УГ $\Phi_{\text{У}}(t)$. Тогда в соответствии с рис. 8 нелинейное матричное дифференциальное уравнение, описывающее систему, имеет вид (4), где $\mathbf{X} = \left[U_{C1}(t); U_{C2}(t); U_{C3}(t); U_{C4}(t); \Phi_{\text{У}}(t)\right]$ – вектор состояния системы ФАПЧ;

$$\mathbf{A}_{\text{н}} = \begin{bmatrix} -1/R_1C_1 & 1/R_1C_1 & -1/R_2C_1 & 0 & 0 \\ 1/T_1 & -1/T_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/T_3 & 0 & i_м/(2\pi \cdot N \cdot C_3) \\ 1/T_4 & 0 & 0 & -1/T_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

– матрица состояний системы ФАПЧ [4]; $\mathbf{F}_{\text{н}}(\mathbf{X}) = [U_{C1}(t); U_{C2}(t); U_{C3}(t); U_{C4}(t); F_1[\Phi_{\text{У}}(t)]]$; $\mathbf{B}_{\text{н}} = [0; 0; 0; 0; 2\pi]$ – вектор управления; $\mathbf{U} = P[U_{C4}(t)] - f_{CT}$; $F_1[\Phi_{\text{У}}(t)] = fi_upr$:

– на первом интервале времени (см. рис. 10) $t <= t_1$

$$fi_upr = \Phi_{\text{У}}(t);$$

– на втором интервале времени $t_1 < t < t_1 + t_2$

$$fi_upr = rem(\Phi_{\text{У}}(t), 2\pi N) + $$
$$+ sign(U_{C4}(0) - U_M) U_P 2\pi N;$$

– на третьем интервале времени $t_1 + t_2 < t$

$$fi_upr = \Phi_{\text{У}}(t) - 2\pi N fi_st + $$
$$+ sign(U_{C4}(0) - U_M) U_P 2\pi N,$$

где $fi_st = fix\left(\Phi_{\text{У}}(t_1 + t_2)/2\pi N\right)$, $P[U_{C4}(t)] =$ $= p_1 U_{C4}^i(t) + p_2 U_{C4}^{i-1}(t) + p_3 U_{C4}^{i-2}(t) + \ldots + p_{i+1}$ (p_i – значение и i – порядок полинома МУГ).

Аналогично предыдущему случаю для организации вычислений по (4) в среде MATLAB основная программа (файл-программа) и вызываемая функция (файл-функция [2]) в солвере должны иметь некоторую глобальную переменную kl и глобальные переменные fi_st, $t_st = t_1 + t_2$. Переменная kl своим изменением, синхронно с изменением знака $\Delta f_{\text{УГ}}(t)$ первый раз, задает значения fi_st и t_st. Приведенные на рис. 10 кривые получены путем решения (4) с помощью солвера ode45 пакета MATLAB при начальном значении вектора состояния **X**(0) = 0 и точности вычислений, задаваемой дополнительным параметром options=odeset('RelTol',1e-9,' AbsTol',1e-9').

Как и в предыдущем случае, рассмотрим вариант определения ПП с помощью Simulink-модели ФАПЧ. На рис. 11 представлена Simulink-модель ФАПЧ с ФНЧ на операционном усилителе (ОУ), нелинейным ЧФД и УГ с нелинейной характеристикой управления. Субблок Fcn1 формирует функцию, эквивалентную $P[U_{C4}(t)]$, а субблок Step1 формирует функцию, эквивалентную $-f_{CT}$.

На рис. 12–13 показаны две подсистемы этой модели Subsystem1 и Subsystem2.

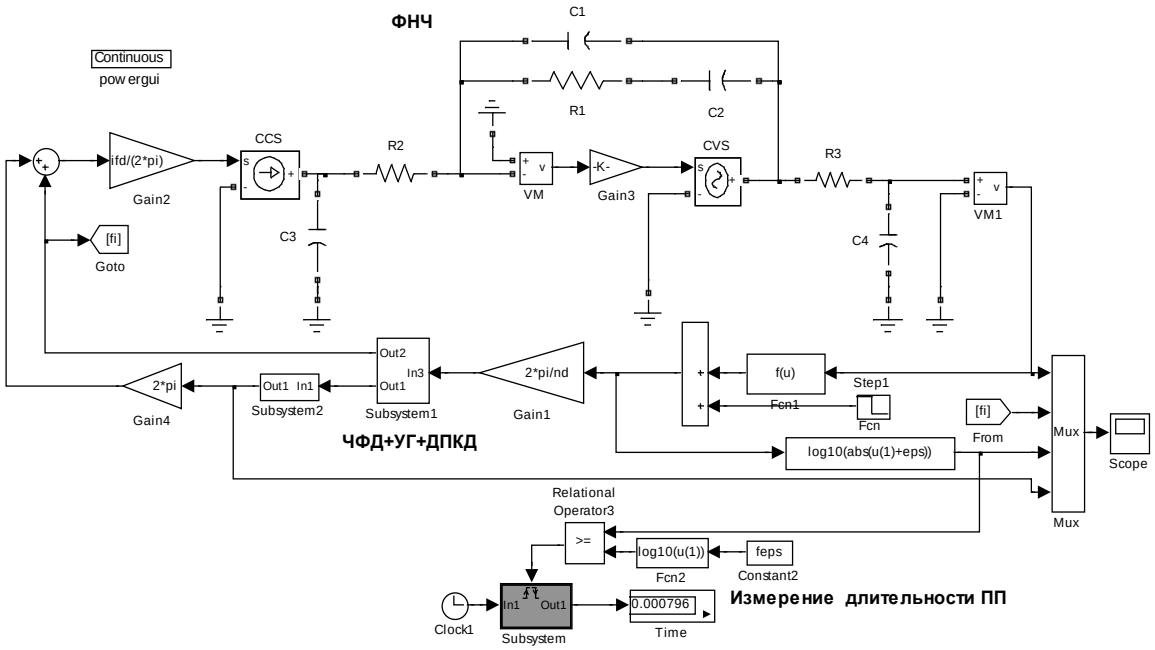


Рис. 11. Simulink-модель ФАПЧ с ФНЧ на ОУ, нелинейным ЧФД и нелинейной характеристикой управления УГ

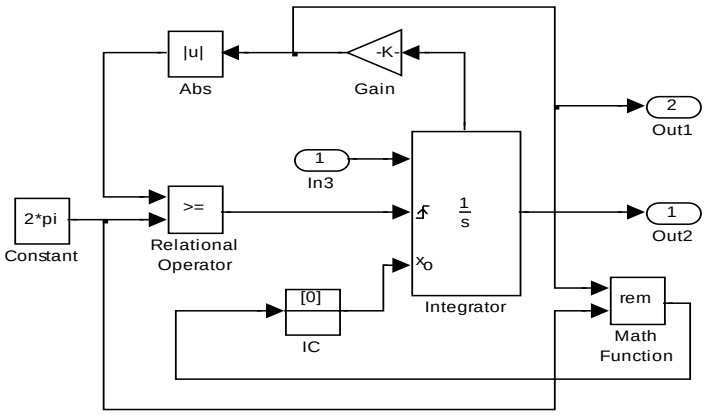


Рис. 12. Subsystem1 – интегратор со сбросом в нуль в момент времени t_n

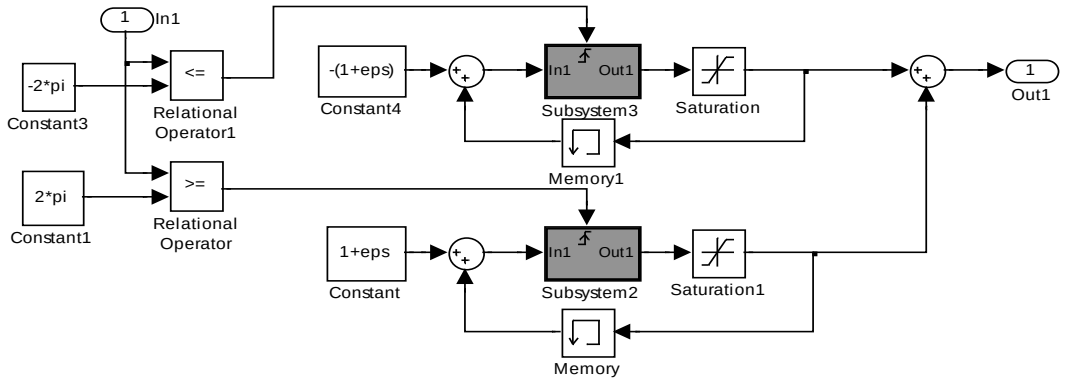


Рис. 13. Subsystem2 – реверсивный счетчик

Subsystem1 – это интегратор со сбросом в нуль в момент времени t_n, когда его выход достигает значения $\pm 2\pi$ (формирует эквивалентную функцию $F_{\Pi}(\varphi(t))$), а Subsystem2 – реверсивный счетчик, считающий число этих сбросов в нуль в момент времени t_n (формирует эквивалентную функцию $F_2(\varphi(t))$). Результаты вычислений ПП по разработанной программе с использованием (4) и Simulink-модели ФАПЧ на рис. 11 практически одинаковы.

В заключение отметим, что в работе рассмотрены примеры систем ФАПЧ с нелинейными ЧФД, нелинейными характеристиками управления УГ, которые можно описать нелинейными дифференциальными векторными уравнениями первого порядка и в которых можно использовать матрицы состояния линеаризованной системы ФАПЧ. Для оценки влияния нелинейностей на длительность переходных процессов в ФАПЧ показаны примеры вычислений этих уравнений универсальными методами с помощью функций пакета MATLAB, решающих дифференциальные уравнения. Также приведены Simulink-модели нелинейных ФАПЧ, которые можно рассматривать как альтернативный способ исследования ПП.

Литература

1. *Левин В.А., Малиновский В.Н., Романов С.К.* Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки. М.: Радио и связь, 1989. 231 с.

2. *Ануфриев И.Е.* Самоучитель MatLab 5.3/6.x. СПб.: БХВ-Петербург, 2002. 736 с.: ил.

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

4. *Романов С.К., Тихомиров Н.М., Рахманин Д.Н., Штефан В.И.* Применение методов линеаризации системы ФАПЧ и коммутации элементов ФНЧ для повышения быстродействия синтезаторов частот // Теория и техника радиосвязи. 2009. № 4. С. 69–78.

Статья поступила в редакцию 19 марта 2015 года

УДК 621.391

СПЕЦИФИКА ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКОГО ОБОСНОВАНИЯ ПРИ ОЦЕНКЕ ЭКСПЛУАТАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АВИАЦИОННЫХ И РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Г.В. Зибров, д.пед.н., начальник академии, ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)
А.В. Попов, д.т.н., доцент, ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: avpnil@rambler.ru
Р.В. Сахабудинов, к.т.н., зам. ген. директора, ФГУП «ЦНИИМаш», e-mail: SakhabudinovRV@tsniimash.ru
С.В. Ионов, д.в.н., дир. представительства АО «Концерн «Созвездие» (г. Москва), e-mail: cadet1966@mail.ru

Статья посвящена рассмотрению вопроса оценки технико-экономического эффекта от внедрения системы оценки эксплуатационной пригодности конструкций ответственного назначения методом акустической эмиссии. Сделан вывод о том, что внедрение разработанных способов и аппаратно-методического обеспечения акустико-эмиссионной оценки эксплуатационной пригодности силовых элементов конструкций может позволить в два и более раза повысить эффективность оценки эксплуатационной пригодности силовых элементов конструкций ответственного назначения.

Ключевые слова: *система оценки эксплуатационной пригодности конструкций, метод акустической эмиссии, технико-экономический эффект.*

TECHNICAL AND ECONOMIC ASSESSMENT SPECIFICS WHILE ESTIMATING OPERATING CHARACTERISTICS OF AVIATION SISTEMS AND MISSILE AND SPACE SYSTEMS

G.V. Zibrov, D.D. in Pedagogy, head of Academy, Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh)
A.V. Popov, D.D. in Engineering Sciences, associate professor, Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh), e-mail: avpnil@rambler.ru
R.V. Sakhabudinov, Ph.D. in Engineering Sciences, deputy general director, Federal State Unitary Enterprise «Central Research Institute for Machine Building», e-mail: SakhabudinovRV@tsniimash.ru
S.V. Ionov, D.D. in Military Sciences, director of representative office of JSC «Sozvezdie» Concern» (Moscow), e-mail: cadet1966@mail.ru

The article considers the evaluation of technical and economic effect of the introduction of high-duty structures operational suitability evaluation system that implements an acoustic emission (AE) method. It is concluded that the implementation of the developed methods and hardware and methodological support of AE evaluation of structures' load-bearing elements operational suitability may allow to increase the efficiency of operational suitability evaluation of high-duty structures' load-bearing elements twice or more.

Keywords: *structures operational suitability evaluation system, acoustic emission method, technical and economic effect.*

Совокупность полученных нами результатов [1–9] составляет систему оценки эксплуатационной пригодности силовых элементов конструкций ответственного назначения на основе способов и аппаратурно-методического обеспечения акустико-эмиссионного (АЭ) метода (см. рисунок).

Разработанная система оценки, отличающаяся использованием бесконтактных средств регистрации сигналов, инвариантных соотношений и алгоритмов объединения («свертки») критериев, позволяет в реальном масштабе времени в акустико-эмиссионных аппаратно-программных комплексах оценивать многоканальную и многопараметрическую информацию об изменении информативных АЭ параметров и местоположении дефектов, оценивать степень опасности дефектов и возможность дальнейшей эксплуатации конструкции, обеспечивает оперативность, достоверность и снижение стоимости определения возможности эксплуатации силовых элементов конструкций ответственного назначения.

Структурная схема разработанной системы оценки эксплуатационной пригодности конструкций АЭ методом

Эффективность системы акустико-эмиссионной оценки эксплуатационной пригодности силовых элементов конструкций ответственного назначения оценивалась по сравнению с базовым объектом на примере топливных отсеков летательных аппаратов, использующих в качестве топлива высокотоксичные компоненты (см. таблицу).

Таблица

№ п/п	Составляющие технико-экономической эффективности	Система оценки эксплуатационной пригодности конструкций топливных отсеков летательных аппаратов, используемая при статических испытаниях (базовый объект используется в настоящее время)	Многоканальная система для оценки эксплуатационной пригодности конструкций на основе инвариантов акустико-эмиссионных процессов (предлагается к использованию)
1	***Техническая*** – насколько технически прогрессивно данное мероприятие. Прогрессивная конструкция или технология не должны уступать лучшим отечественным и зарубежным образцам.	Технология используется с начала прошлого века, морально устарела, количество получаемой информации ограничено, конструкция при испытаниях разрушается.	В систему заложены новые способы оценки степени опасности дефектов на основе метода акустической эмиссии. Использована современная электронная элементная база и программное обеспечение. По достоверности получаемой информации превосходит лучшие отечественные и зарубежные аналоги. Конструкция не доводится до разрушения.

Таблица (продолжение)

2	***Социальная*** – насколько новая техника способствует улучшению социальной обстановки в общественном (влияние на экологическую ситуацию) и индивидуальном плане (влияние на условия труда инженерно-технического состава).	Вызывает загрязнение окружающей среды ядовитыми компонентами топлива. Возможно поражение инженерно-технического состава ядовитыми парами компонентов топлива.	Не вызывает загрязнения окружающей среды ядовитыми компонентами топлива. Повышается безопасность испытаний.
3	***Экономическая*** – каков экономический эффект, который получит государство от внедрения данного мероприятия в конкретных условиях. ***Показатели экономической эффективности:*** *– экономия (стоимостная оценка результата), получаемая в t-м году в результате функционирования системы, –* P_t^a *;* *– экономический эффект функционирования системы –* $Э^a$.	Согласно руководящим документам необходимо использовать 2 топливных отсека для дефектации и испытаний. В настоящее время ежегодно используется 1 топливный отсек для дефектации, а на следующий год – для испытаний (из-за невоспроизводимости существующих конструкций). P_t^a составит 1 у.е., $Э^a$ составит 2 у.е. (данные условны).	1. Имеется возможность снизить количество конструкций, используемых для дефектации и испытаний, при испытаниях не доводить топливные отсеки до разрушения и затем передавать их на дефектацию (вместо одного в год – один в 2 года); 2. Возможность организации 100% контроля силовых элементов конструкций и организации их эксплуатации по фактическому состоянию. 3. Возможность оценки эксплуатационной пригодности топливных отсеков для решения вопроса об их дальнейшем хранении, утилизации или дальнейшем использовании: $P_t^a = 10$ у.е., $Э^a = 20$ у.е. (данные условны).

Таким образом, внедрение способов и аппаратно-методического обеспечения АЭ оценки эксплуатационной пригодности силовых элементов конструкций ответственного назначения может позволить в два и более раз повысить эффективность существующей системы оценки эксплуатационной пригодности топливных отсеков летательных аппаратов.

Литература

1. *Попов А.В.* Способ оценки процессов разрушения конструкций при акустико-эмиссионном контроле: пат. 2233444 Российская Федерация. 2004. Бюл. № 21. 5 с.

2. *Попов А.В.* Оценка опасности дефектов конструкций по данным бесконтактного акустико-эмиссионного неразрушающего контроля // Автометрия. 2001. № 1. С. 84–87.

3. *Расщепляев Ю.С., Попов А.В., Косенков И.В.* Влияние шумов на оценку инвариантов в задачах контроля прочности методом акустической эмиссии // Дефектоскопия. 2007. № 4. С. 71–75.

4. *Попов А.В., Прыгунов А.Г.* Голографический метод регистрации акустико-эмиссионных сигналов при деформации твердых тел // Дефектоскопия. 2000. № 6. С. 64–70.

5. *Попов А.В.* Акустико-эмиссионный метод вынужденных колебаний при определении дефектов в тонкостенных сосудах давления // Дефектоскопия. 2005. № 3. С. 27–31.

6. *Костоглотов А.И., Попов А.В.* Акустико-эмиссионный метод моделирования процессов разрушения материалов // Дефектоскопия. 2002. № 10. С. 3–7.

7. *Попов А.В.* Акустико-эмиссионный метод оценки ресурса конструкций на основе инвариантов теории надежности // Проблемы машиностроения и надежности машин. 2003. № 4. С. 118–122.

8. *Ильин В.А., Попов А.В., Захаров А.А.* Прочность сварных соединений емкостей (баков) под давлением // Контроль. Диагностика. 2011. № 6. С. 36–40.

9. *Зибров Г.В., Старов В.Н., Смоленцев Е.В., Попов А.В.* Механизмы возможных реализаций физических воздействий и учет прочностных характеристик сложных конструкций // Вестник Воронежского института ГПС МЧС России. 2014. № 1 (10). С. 15–20.

Статья поступила в редакцию 7 декабря 2014 года

УДК 338.984

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ЭКОНОМИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ПРЕДПРИЯТИЯ

Я.М. Бредихина, аспирант, старший специалист, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: alli301202.5@gmail.com
Е.В. Левицкая, аспирант, вед. конструктор, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: elen.lev.novo.ru@mail.ru
А.Ю. Кузьмина, аспирант, главный менеджер-кассир, ВТБ 24 (ЗАО), e-mail: nastua_1_90@mail.ru
А.М. Прыгунков, к.э.н., зам.глав.бухгалтера, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: alexeipm@yandex.ru

Рассмотрено понятие сложной экономической системы и ее признаки, а также понятие чувствительности экономической системы предприятия. Предложена методика, которая предусматривает определение коэффициентов чувствительности системы и их изменения под влиянием факторов внешней среды, с целью разработки механизма эффективного управления устойчивостью системы.

Ключевые слова: *система, экономическая система, чувствительность, коэффициент чувствительности, потоки данных, внешняя среда, модель, элемент, объект, воздействие, информация, стратегический процесс.*

METHOD TO DEFINE ECONOMIC SYSTEM SENSITIVITY INDEX OF ENTERPRISE

Ya.M. Bredikhina, postgraduate, senior specialist, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: alli301202.5@gmail.com
E.V. Levitskaya, postgraduate, leading designer, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: elen.lev.novo.ru@mail.ru
A.Yu. Kuzmina, postgraduate, chief manager and cashier, VTB 24 (CJSC), e-mail: nastua_1_90@mail.ru
A.M. Prygunkov, Ph.D. in Economics, deputy chief accountant, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: alexeipm@yandex.ru

The paper considers the concept of a complex economic system and its features as well as the concept of economic system sensitivity of an enterprise. For the purpose of the development of a system stability effective control mechanism, a method providing the definition of a system's sensitivity indexes and their change as affected by external factors is proposed.

Keywords: *system, economic system, sensitivity, sensitivity index, data stream, external environment, model, element, object, effect, information, strategic process.*

Экономические системы, осуществляющие деятельность в условиях нестабильной окружающей среды, находятся под постоянным воздействием внутренних и внешних факторов.

Нестабильность деятельности предприятий характеризуется рядом причин, в частности:

– несовершенством действующего законодательства, его противоречивостью, частыми изменениями, затрудняющими планирование и прогнозирование деятельности организации;

– кризисом неплатежей, недостатком у организаций оборотных средств для нормальной производственно-хозяйственной деятельности;

– недостаточным экономическим обоснованием организации договорных отношений, что приводит к увеличению потребности в оборотных средствах, сложностям исполнения обязательств, штрафным санкциям и иным негативным последствиям;

– отсутствием в организации эффективного взаимодействия между экономическими, финансовыми, юридическими и иными административно-управленческими подразделениями.

Одним из важных направлений современной науки является разработка и внедрение в практику методов исследования и диагностики функционирования экономических систем.

Понятие экономической системы и ее признаки

В настоящее время понятие «система» стало одним из ключевых во многих областях знаний. Разработка вопросов, связанных с исследованием и конструированием систем разного рода, проводится в рамках системного подхода, общей теории систем, в кибернетике, системотехнике, системном анализе и т.д.

Система (от греч. system – целое, составленное из частей; соединение) – это множество элементов, находящихся в отношениях и связях друг с другом, которое образует определенную целостность, единство [1]. При этом система обладает свойствами, отсутствующими у составляющих ее элементов [2].

Существенным аспектом раскрытия содержания понятия «система» является выделение

 ISSN 1995-7009

различных типов систем. Так, можно выделить статичные и динамичные системы. Состояние статичной системы с течением времени остается постоянным. Динамичная система изменяет свое состояние во времени [3]. Рассматривая существование системы в окружающем мире, мы выделяем две составляющих: система и внешняя относительно нее среда. Система связана с внешней средой двояким образом: внешняя среда воздействует на систему через входы последней, а система воздействует на внешнюю среду через свои выходы. В реальной действительности сложная система (предприятие) может иметь, очевидно, огромное количество всевозможных входов и выходов.

По характеру взаимоотношений со средой системы делятся [2]:

– на закрытые (замкнутые) – это системы, поведение которых ограничено только внутренней структурой системы и процессами, происходящими в ней;

– открытые (незамкнутые) – это системы, поведение которых определяется с учетом взаимодействия с внешней средой; при этом под внешней средой понимается совокупность объектов, которые не являются элементами данной сложной системы, но взаимодействие с которыми учитывается при ее изучении.

Длительное время в состоянии равновесия могут находиться лишь закрытые системы [4], не имеющие связей с внешней средой, тогда как для открытых систем равновесие может быть только мигом в процессе непрерывных изменений.

Также системы подразделяют на простые и сложные. Отнесение того или иного объекта материального мира к разряду «сложных» или «простых» весьма условно и определяется не только его строением, но во многом и теми задачами, которые стоят перед исследованием. Другими словами, объект целесообразно рассматривать как сложную систему, если при его изучении приходится отводить существенную роль комплексным общесистемным вопросам [5].

Экономическая система является частью системы более высокого порядка – социально-экономической системы. Это сложная, вероятностная, динамическая система, охватывающая процессы производства, обмена, распределения и потребления материальных благ [6]. Из этого следует, что экономическая система является сложной, открытой системой (см. рисунок).

Экономическая система

Функционирование экономической системы представляет собой совокупность координированных действий, необходимых для выполнения определенной задачи [7].

Динамика поведения элемента сложной экономической системы проявляется в том, что элемент и его выходные сигналы взаимодействуют с внешней средой и другими элементами сложной системы. Элементы сложной системы функционируют не изолированно друг от друга, а во взаимодействии, то есть свойства одного элемента в общем случае зависят от условий, определяемых поведением других элементов. Свойства сложной системы в целом определяются не только свойствами элементов, но и характером взаимодействия между ними. Так, две сложные системы, состоящие из пар одинаковых элементов, которые, однако, взаимодействуют между собой различным образом, рассматриваются как две различные системы.

В каждый момент времени элемент сложной экономической системы находится в одном из возможных состояний. Переход из одного состояния в другое происходит под воздействием внешних и внутренних факторов. То есть одним из свойств системы является ее **динамичность.**

Предприятие является сложной системой, поэтому его можно описывать по-разному. Одним из способов описания на уровне управленческих процессов является информация. Предприятия получают в единицу времени определенный объем информации, которая преобразуется в ходе процессов, происходящих внутри предприятий. Хозяйственная система будет существовать только в том случае, если ее элементы будут взаимодействовать и сообщаться друг с другом через потоки информации.

Таким образом, сама система делится на две сферы:

– реальную, в которой движутся потоки товаров (их производство, распределение, обмен и потребление), характеризующиеся материально-физическими переменными;

– управленческую, в которой движутся информационные потоки (наблюдение, передача информации и ее обработка), описывающиеся переменными контрольного характера.

Чувствительность экономической системы

Условием эффективного функционирования динамичной системы является **чувствительность**, поэтому качество функционирования предприятия как сложной системы можно связать с данным понятием.

Чувствительность системы – это величина отклонения системы от эталона (заданной траектории движения), при которой блок управления начинает выдавать ответное регулирующее воздействие [6].

Чувствительность экономической системы нами определена как понятие, количественно определяющее реакцию системы на влияние факторов внешней и внутренней среды.

Главный интерес для нас представляет вопрос не о том, что такое предприятие как наблюдаемая система, а о том, как само предприятие осуществляет наблюдение за внешней средой, как воспроизводится действительность и вырабатывается знание, как взаимосвязаны поведение и наблюдение внутри предприятия и между самими предприятиями. Предприятие как система должно пониматься как структурированный поток событий или коммуникаций [8].

Это приводит нас к необходимости рассматривать предприятие как событийную систему. Под событийной системой будем понимать способ описания системы через воздействующие на нее внешние события, возникающие в случайные моменты времени, и реакцию системы на них.

Решающим фактором сохранения экономической системы (ее устойчивости, платежеспособности и т.д.) является ее способность воспринимать отдельные события, т.е. она должна выбирать события и реагировать на них таким образом, чтобы и в будущем сохранить способность такого выбора. Нарушение платежной дисциплины, предоставление некачественных рыночных услуг, несоблюдение сроков поставки, брак в производственном процессе могут привести к развалу субсистем или даже системы в целом.

Любой процесс в экономике носит стохастический характер, и если он «растянут» во времени, то это временной ряд. Есть два подхода к оценке экономического процесса: с помощью математического анализа и с помощью эконометрического подхода. Используем эконометрическую модель.

Конечная реализация $x_1, x_2,..., x_T$ дискретного стохастического процесса $X_1, X_2,..., X_T$ называется временным рядом.

Представим в общем виде модель с распределенным лагом, предполагая, что максимальная величина лага конечна:

$$y_t = a + b_0 x_t + b_l x_{t-l} + ... + b_p x_{t-p} + \varepsilon_t.$$

Модель показывает, что если в какой-то период времени t независимая переменная x меняется, то это изменение будет влиять на значение переменной y в течение l следующих периодов времени.

Краткосрочный мультипликатор, т.е. коэффициент регрессии b_0, при переменной x_t характеризует среднее абсолютное изменение при изменении x_t на одну единицу своего измерения в определенный период времени t, не учитывая воздействие лаговых значений фактора x.

В момент $(t + 1)$ совокупное воздействие факторной переменной x на результат y_t составляет $b_0 + b_1$ условных единиц; в момент $(t + 2)$ это воздействие можно охарактеризовать суммой $b_0 + b_1 + b_2$ и т.д. Сумму, полученную в модели, называют промежуточными мультипликаторами. С учетом конечной величины лага можно сказать, что изменение переменной x_t в момент t на одну условную единицу приведет к общему изменению результата через l моментов времени на $b_0 + b_1 + ... + b_l$ абсолютных единиц. Пусть $b_0 + b_1 + ... + b_l = b$, где b – долгосрочный мультипликатор, показывающий изменение значений y в зависимости от l в долгосрочном периоде $t + l$:

$$\beta_j = b_j / b, \ j = 0; 1.$$

Полученные величины определим как относительные коэффициенты модели с распределенным лагом. Если все коэффициенты b_j имеют одинаковые знаки, то для любого j $(0 < b_j < 1)$

$$\sum_{j=0}^{l} \beta_j = 1. \qquad (1)$$

В этом случае относительные коэффициенты β_j являются весами соответствующих коэффициентов b_j**.** Каждый из них измеряет долю общего изменения результативного признака в момент времени ($t + j$). Зная величины β_j, с помощью стандартных формул можно определить величину среднего и медианного лагов.

Средний лаг рассчитывается по формуле арифметической взвешенной и является средним периодом, в течение которого могут происходить изменения результата под влиянием фактора в момент времени t:

$$\overline{l} = \sum_{j=0}^{l} j\beta_j. \qquad (2)$$

На основании небольшой величины среднего лага можно сделать вывод, что результат достаточно быстро реагирует на изменение фактора, в то время как его высокое значение показывает, что в течение длительного периода времени будет сказываться воздействие фактора на результат.

Под медианным лагом понимается величина лага, для которой

$$\sum_{j=o}^{l_{MN}} \beta_j = 0,5, \qquad (3)$$

т.е. это такой период времени, на протяжении которого будет реализована половина общего воздействия на результат с начала периода t.

Процесс управления изменениями рассматривается при этом как стратегический процесс. Под стратегическим процессом следует понимать такой вид деятельности, главная цель которого заключается в создании предпосылок для долгосрочного выживания предприятия на рынке. Подобная деятельность всегда связана с изменениями и развитием, а «объектом» таких изменений является само предприятие.

Таким образом, предприятие следует рассматривать как совокупность событийных систем, которые структурно связаны друг с другом и с иными событийными системами. Эти событийные системы требуют организации на фоне создания материальных и нематериальных структур. На эти структуры опирается поток текущих событий, они же его и ограничивают. Материальные структуры являются независимой от людей вневременной материализацией. Нематериальные структуры, подобно живой человеческой речи, охватывают взаимно разделяемые ожидания, идеи, причинные представления, ценности и отношения, в которых все это находит свое специфическое языковое выражение и продолжение.

События не могут меняться, они необратимы, преходящи уже в момент своего зарождения. Измениться может лишь обратимая модель связи между событиями, которая лежит в основе событийной системы**.** В экономике результаты использования модели ведут к ее корректировке ввиду изменения какого-либо фактора. В разные моменты времени состояние системы различное, поэтому модель может быть изменена.

Выводы

Предложена методика, которая предусматривает определение коэффициентов чувствительности системы и их изменения под влиянием факторов внешней среды, с целью разработки механизма эффективного управления устойчивостью системы.

Таким образом, можно сделать следующие выводы:

1. Предприятие – это сложная, открытая система.

2. Основой чувствительности является процесс передачи изменений, возникших в связи с воздействием факторов внешней и внутренней среды.

3. Исходя из понимания предприятия как событийной системы, можно перейти к определению чувствительности предприятия с точки зрения расчета коэффициентов эластичности, что предполагает построение уравнения регрессии, предполагающего оценку влияния внешних факторов на изменение основных показателей деятельности предприятия.

Литература

1. Большая советская энциклопедия. В 30 т. М.: Советская энциклопедия. Т. 23. 1976. С. 464, 583.

2. *Красильников О.Ю.* Неоинституциональная экономика. Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 2002. С. 10.

3. *Бурков В.Н., Ириков В.А.* Модели и методы управления организационными системами. М.: Наука, 1994. С. 173.

4. *Пригожин И., Стенгерс И.* Порядок из хаоса. М.: Прогресс, 1986. С. 46.

5. *Бусленко Н.П.* Моделирование сложных систем. М.: Наука, 1978. С. 14–26.

6. *Лопатников Л.И.* Экономико-математический словарь: Словарь современной экономической науки. 5-е изд., перераб. и доп. М.: Дело, 2003. 520 с.

7. *Шеннон Р.* Имитационное моделирование систем: искусство и наука. М.: Мир, 1978. С. 36.

8. *Рюэгг-Штюрм Йоханнес.* Новая системная теория и внутрифирменные изменения // Проблемы теории и практики управления. 1998. № 5. С. 7–8.

Статья поступила в редакцию 8 июня 2015 года

Правила оформления рукописей, представляемых к публикации в научно-техническом журнале «Теория и техника специальной радиосвязи»

1. Рукопись представляется в напечатанном (1 экземпляр на листах формата А4) и электронном виде (файл, созданный в редакторе Microsoft Word). Оптимальный объём статьи – 0,5–0,7 авторских листа.

2. К рукописи прилагается 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. **Плата с аспирантов за публикацию статей не взимается.**

4. На первой странице рукописи располагаются:

– индекс УДК;

– заголовок статьи, инициалы и фамилия автора, аннотация, ключевые слова.

5. Для текста используется шрифт Times New Roman №12 без стилевого оформления, междустрочный интервал – полуторный, абзацный отступ – 0,75 см от левого края, выравнивание текста – по ширине страницы. Задается автоматический перенос слов. Латинские обозначения в тексте должны быть набраны курсивом, русские, греческие обозначения и цифры – прямым шрифтом.

6. Формулы должны быть созданы в редакторе **MathType**. 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 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.

7. Иллюстрации должны быть чёткими, контрастными и включены в текст статьи; все надписи в иллюстрациях должны быть читаемыми. Обозначения в рисунках, созданных в Microsoft Word или Microsoft Visio, должны быть набраны шрифтом Times New Roman №9. Каждый рисунок должен сопровождаться подрисуночной надписью, набранной 10-м шрифтом и включающей номер рисунка (например, Рис. 1) и краткое название.

8. Таблицы должны быть набраны 10-м шрифтом, пронумерованы (например, Таблица 1) и иметь тематический заголовок.

Таблицам и рисункам должны предшествовать ссылки на них в тексте статьи.

9. Библиографические ссылки нумеруются в квадратных скобках. Библиографический список оформляется в соответствии с ГОСТ Р 7.0.5–2008.

Адрес редакции:

394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14
АО «Концерн «Созвездие»,
редакция журнала «Теория и техника радиосвязи»
Тел. (473) 259-37-05
Факс: (473) 235-50-88
E-mail: office@sozvezdie.su