ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 2/2019

Воронеж 2019

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., академик НАН РА
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., 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.
Н.М. ТИХОМИРОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
Н.Н. ТОЛСТЫХ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
В.А. ЦИМБАЛ (г. Серпухов)

Научно-технический журнал «Теория и техника радиосвязи» издаётся с 1966 года.

Выходит 4 раза в год.

В журнале публикуются статьи ведущих специалистов, докторантов и аспирантов АО «Концерн «Созвездие» (Воронежского НИИ связи) и отрасли по общим вопросам радиосвязи, теоретическим и экспериментальным исследованиям в области передачи непрерывных и дискретных сообщений, проблемам помехоустойчивости и методам передачи информации в условиях высокоорганизованного радиопротиводействия; особенностям построения различных видов систем связи с использованием узкополосных и широкополосных шумоподобных сигналов; вопросам разработки методов совмещения телекоммуникационных, измерительных и управляющих систем, а также другим вопросам областей исследований, соответствующих группе специальностей 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
в Объединенном каталоге «Пресса России»
№ 72972

Сайт в Интернете:
www.sozvezdie.su

Набор и верстка компьютерные
Формат 60×88 ⅛. Уч.-изд. л. 11
Тираж 200 экз. Заказ № 234
Подписано в печать 22 мая 2019 года

© АО «Концерн «Созвездие», 2019

С О Д Е Р Ж А Н И Е

№ 2, 2019

Валерию Ивановичу Николаеву – 80 лет! ……. 5

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Пути повышения эффективности радиоэлектронного противодействия и ЭМС собственных радиоэлектронных средств
А.А. Донцов, Д.А. Нагалин, Е.В. Петренков, Ю.В. Сидоров …… 6

Модель учета задержки информации в канале связи при оценивании эффективности функционирования системы управления авиацией
В.А. Васильев, П.А. Федюнин, М.П. Беляев, А.В. Васильев ……..…… 13

Имитационная модель оценки качества навигационно-временных определений в многочастотной аппаратуре потребителей глобальных навигационных спутниковых систем
В.А. Землянухин, А.В. Коровин, А.В. Стиценко …… 18

Аналитическая модель лазерного сигнала, прошедшего вторичную модуляцию несущими винтами беспилотного летательного аппарата
А.А. Козирацкий, Р.Г. Хильченко, С.В. Ионов ……. 26

Модель процесса определения энергетического центра кратковременного изображения на поверхности матричного приемника с использованием сглаживающей фильтрации
А.А. Козирацкий, И.Ю. Курьянов, Д.В. Прохоров ……..…… 31

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Преселекторы диапазона 30–1000 МГц для SDR и Cognitive Radio
А.И. Бураков, П.И. Дрычик, А.В. Успенская …… 37

Генерирование последовательностей частот сигнала с ППРЧ
Е.В. Григорьев …….. 47

Спектральные характеристики фазоманипулированных широкополосных сигналов с поляризационным кодированием
В.С. Зарубин, В.В. Ливенцев, В.Д. Лукьянчиков, Ю.Н. Прибытков ……..….. 55

Оптимизация стоимости цифрового корректора самопораженных частот
В.А. Маковий …… 62

Определение оптимальных алгоритмов сжатия видеоданных при передаче по каналу радиосвязи для беспилотных летательных аппаратов
Р.И. Струков, Г.В. Нехорошев …….. 72

Вероятностные характеристики случайного процесса на входе и выходе логарифмического ограничителя
А.С. Ситников, А.И. Сергиенко, М.С. Трибунских, М.А. Тютюнников …….. 78

Помехоустойчивость аппаратуры потребителей глобальных навигационных спутниковых систем с когерентной обработкой в условиях воздействия сигналоподобных помех
В.В. Цитиридис, В.В. Неровный, А.В. Смолин …….. 90

Повышение помехозащищенности каналов связи, использующих циклические коды
А.С. Щеголеватых ……..…… 96

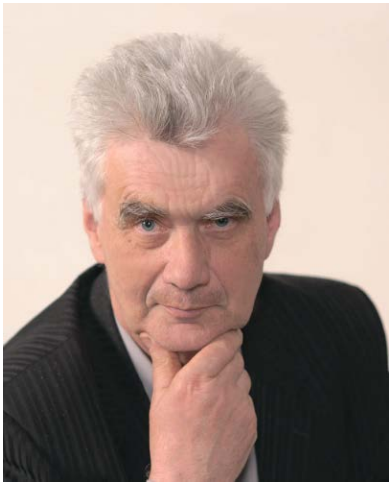
РАЗНОЕ

К вопросу автоматизированного анализа информационных ресурсов
И.Н. Малышева, В.Ф. Свердел …….. 102

Проблемы стратегического управления промышленными предприятиями и комплексами
Л.И. Чуриков, В.Ю. Падалкин ……..… 108

Определение миссии и целей как важная часть стратегического управления организацией
Л.И. Чуриков, А.М. Прыгунков …….. 113

Валерию Ивановичу Николаеву – 80 лет!



В.И. Николаев *– научный референт АО «Концерн «Созвездие», доктор технических наук, профессор, главный редактор научно-технического журнала «Теория и техника радиосвязи»*

Валерий Иванович Николаев родился 10 мая 1939 года в г. Окуловка Новгородской области. В 1962 году окончил Ленинградский государственный университет, кафедра «Радиофизика». С 1962 по 2008 год прошел путь от инженера до первого заместителя генерального директора Воронежского НИИ связи (в настоящее время – АО «Концерн «Созвездие»). Под руководством В.И. Николаева как Главного конструктора было разработано, испытано при его непосредственном участии на полигонах Байконура, Плисецка, Семипалатинска и принято на снабжение семейство антенных устройств специального назначения для систем управления стратегического звена, которые успешно эксплуатируются уже в течение 40 лет.

За создание новых образцов ВВСТ, а также за организацию их серийного производства В.И. Николаеву было присвоено звание лауреата Государственной премии СССР (1977) и премии Правительства РФ (2007); также он был награждён орденами «Знак почета» (1982) и «За заслуги перед Отечеством» IV степени (1999).

Доктор технических наук (2007), профессор (2008). В.И. Николаев является автором более 200 научных работ и патентов, проводит большую работу по подготовке специалистов высшей квалификации, в течение 20 лет возглавляя филиал кафедры электроники Воронежского государственного технического университета (ВГТУ). Является заместителем председателя диссертационного совета Д40902301 и председателем государственной аттестационной комиссии ВГТУ и Международного института компьютерных технологий.

Поздравляем Валерия Ивановича с юбилеем!
Желаем ему крепкого здоровья, успехов в работе
и новых творческих достижений!

УДК 621.396

ПУТИ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ И ЭМС СОБСТВЕННЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

© Авторы, 2019

А.А. Донцов, д.т.н., профессор, доцент, ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)
Д.А. Нагалин, адъюнкт, ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: don-ad@yandex.ru
Е.В. Петренков, помощник начальника Тамбовского учебного центра РЭБ, e-mail: sema1709@yandex.ru
Ю.В. Сидоров, д.т.н., руководитель программ, АО «Концерн «Созвездие»

На основе положений теории радиотехники и теории вероятностей разработана методика определения точности радиоэлектронной разведки параметров радиоэлектронных средств противника, позволяющая оценить предельные значения ошибок определения несущей частоты, при которых возможна их компенсация за счет расширения спектра помехи для обеспечения требований радиоэлектронной защиты своих радиоэлектронных средств в условиях минимального частотного разноса.

Ключевые слова: *радиоэлектронная разведка, ошибки определения несущей частоты, радиоэлектронное подавление, радиоэлектронная защита.*

THE WAYS OF ENHANCING THE EFFICIENCY OF ELECTRONIC COUNTERMEASURES AND EMC OF OWN RADIO ELECTRONIC MEANS

© Authors, 2019

A.A. Dontsov, D.Sc. in Engineering Sciences, Professor, Associate Professor at Military Air Academy Named After Professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh)
D.A. Nagalin, postgraduate in military academy, Military Air Academy Named After Professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh), e-mail: don-ad@yandex.ru
E.V. Petrenkov, Head of Tambov EW Training Centre Assistant, e-mail: don-ad@yandex.ru
Yu.V. Sidorov, D.Sc. in Engineering Sciences, Programme Manager, JSC «Concern «Sozvezdie»

A method of defining the accuracy of electronic reconnaissance for enemy's radio electronic equipment parameters allowing to define the limit error values in defining a carrier frequency, which make it possible to compensate them due to interference spectrum broadening in order to support the electronic protection requirements for own radio electronic means in conditions of minimum frequency spreading is developed following the radio equipment theory provisions and the theory of probability.

Key words: *electronic reconnaissance, errors in defining a carrier frequency, electronic countermeasures, radioelectronic protection.*

В современных условиях радиоэлектронно-информационного конфликта [1, 2] основной проблемой является обеспечение требуемой точности радиоэлектронной разведки (РЭР) для достижения высокой эффективности радиоэлектронного подавления (РЭП). Однако стремление к повышению точности разведки неизменно приводит к возрастанию времени проводимых для ее осуществления мероприятий, что приводит к потере оперативности действий по РЭП. Возможным способом компенсации недостаточной точности РЭР является расширение спектра помеховых сигналов, что неизменно приводит к обострению проблемы радиоэлектронной защиты (РЭЗ) своих радиоэлектронных средств (РЭС). Для обоснования рациональных способов повышения эффективности РЭПр с учетом обеспечения заданных требований по РЭЗ своих средств требуется разработка соответствующего методического обеспечения.

Цель работы – разработка методики оценки предельных ошибок определения несущей частоты РЭС противника и возможности их компенсации для обеспечения требуемой эффективности РЭПр с учетом требований по РЭЗ наших РЭС.

 ISSN 1995-7009

Постановка задачи

Считаем, что РЭС противника работает на частоте f_0. Нормированная АЧХ приемника РЭС имеет колоколообразную форму (рис. 1) и равна

$$H_0(f) = e^{-\frac{4(f-f_0)^2}{\Delta F_0^2}}, \qquad (1)$$

где f_0 – несущая частота сигнала РЭС противника; ΔF_0 – ширина полосы пропускания приемника РЭС противника по уровню $1/e$.

Средство РЭБ осуществляет разведку сигнала, определение его параметров и формирование согласованной по спектру помехи. При этом определение несущей частоты сигнала происходит с ошибкой Δf. Нормированная спектральная плотность мощности сигнала помехи в таком случае имеет вид

$$G_{\text{п}}(f) = e^{-\frac{8(f-f_0-\Delta f)^2}{\Delta F_{\text{п}}^2}}, \qquad (2)$$

где $\Delta F_{\text{п}}$ – ширина спектра помехи по уровню $1/e$, $\Delta F_{\text{п}} \geq \Delta F_0$.

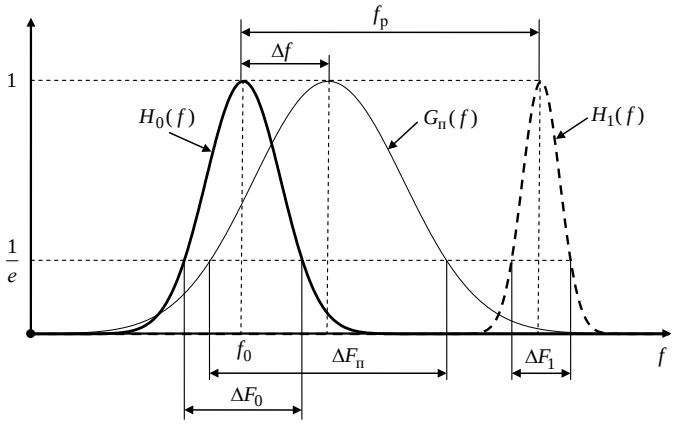


Рис. 1. АЧХ приемников РЭС и спектра помехи

Задачей РЭП является обеспечение максимальной мощности помехи $P_{\text{п}}$ на выходе согласованного приемника РЭС противника. Очевидно, что, имея априорную информацию о статистических характеристиках ошибок определения несущей частоты сигнала РЭС противника, можно компенсировать снижение мощности помехового сигнала на выходе согласованного фильтра за счет расширения спектра помехи $\Delta F_{\text{п}}$. Однако при этом возникает задача электромагнитной совместимости (ЭМС) со своими средствами радиосвязи, которые тоже будут подвержены воздействию помехи.

Будем рассматривать случай работы нашего РЭС на несущей частоте, отстоящей от несущей частоты работы РЭС противника на некоторую частоту разноса $f_{\text{р}} \geq 2\Delta F_0$. Нормированную АЧХ приемника нашего РЭС представим в виде

$$H_1(f) = e^{-\frac{4(f-f_0-f_{\text{р}})^2}{\Delta F_1^2}}, \qquad (3)$$

где ΔF_1 – ширина полосы пропускания приемника нашего РЭС по уровню $1/e$.

Тогда задачу оценки предельных ошибок определения несущей частоты РЭС противника и возможности их компенсации с учетом условий ЭМС можем сформулировать следующим образом: для заданных АЧХ приемников РЭС противника $H_0(f)$ и нашего РЭС $H_1(f)$, разнесенных на частоту разноса $f_{\text{р}}$, а также спектральной плотности мощности помехи $G_{\text{п}}(f)$ рассчитать предельные значения СКО ошибок определения несущей частоты РЭС противника σ_f и возможности их компенсации за счет расширения спектра помехи $\Delta F_{\text{п}}$, при которых обеспечивается требуемое ограничение по снижению мощности помехи на выходе приемника РЭС противника и выполняется условие ЭМС со своим РЭС – ограничение по мощности мешающего помехового сигнала на выходе приемника нашего РЭС.

Определение предельных абсолютных ошибок разведки несущей частоты сигнала РЭС

В общем случае мощность помехового сигнала на выходе линейной цепи с учетом формирования согласованной по спектру помехи равна [3]

$$P_{\text{п}} = \int\limits_{-\infty}^{\infty} G_{\text{п}}(f) H_0^2(f) df = \int\limits_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{8(f-f_0-\Delta f)^2}{\Delta F_{\text{п}}^2} - \frac{8(f-f_0)^2}{\Delta F_0^2}} df . \quad (4)$$

После интегрирования выражения (4) и выполнения преобразований получим зависимость нормированной мощности помехи на выходе приемника РЭС противника от ошибки определения несущей частоты

$$P_{\text{п}}(\Delta f) = \frac{\pi \Delta F_0^2 \Delta F_{\text{п}}^2}{4(\Delta F_0^2 + \Delta F_{\text{п}}^2)} e^{-\frac{8\Delta f^2}{(\Delta F_0^2 + \Delta F_{\text{п}}^2)}} . \quad (5)$$

Введем в рассмотрение коэффициент перекрытия помехой сигнала РЭС противника, равный отношению ширины спектра помехи к ширине полосы пропускания РЭС противника:

$$K_{\text{п}} = \frac{\Delta F_{\text{п}}}{\Delta F_0} . \quad (6)$$

Тогда выражение (5) примет вид

$$P_{\text{п}}(\Delta f) = \frac{\pi \Delta F_0^2}{4(1 + K_{\text{п}}^{-2})} e^{-\frac{8\Delta f^2}{\Delta F_0^2 (1 + K_{\text{п}}^2)}} . \quad (7)$$

При нулевой ошибке определения несущей частоты приемника РЭС противника нормированная мощность помехи максимальна и равна

$$P_{\text{п}}^0 = \frac{\pi \Delta F_0^2}{4(1 + K_{\text{п}}^{-2})} . \quad (8)$$

Тогда доля нормированной мощности помехи при возникновении ошибок определения несущей частоты приемника РЭС противника будет определяться отношением

$$\frac{P_{\text{п}}(\Delta f)}{P_{\text{п}}^0} = e^{-\frac{8\Delta f^2}{\Delta F_0^2 (1 + K_{\text{п}}^2)}} . \quad (9)$$

Из выражения (9) видно, что снижение мощности помехи при увеличении ошибок определения несущей частоты приемника РЭС противника может быть компенсировано увеличением коэффициента перекрытия помехой сигнала РЭС противника, т.е. увеличением ширины спектра помехи.

Аналогичным образом определим мощность мешающего помехового сигнала на выходе приемника нашего РЭС:

$$P_{\text{м}} = \left[\int\limits_{-\infty}^{\infty} G_{\text{п}}(f) H_1(f) df \right]^2 = \left[\int\limits_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{4(f-f_0-\Delta f)^2}{\Delta F_{\text{п}}^2} - \frac{4(f-f_0-f_{\text{р}})^2}{\Delta F_1^2}} df \right]^2 . \quad (10)$$

Зависимость нормированной мощности помехи на выходе приемника нашего РЭС от ошибки определения несущей частоты определяется выражением

$$P_{\text{м}}(\Delta f) = \frac{\pi \Delta F_1^2 \Delta F_{\text{п}}^2}{4(\Delta F_1^2 + \Delta F_{\text{п}}^2)} e^{-\frac{8(f_p - \Delta f)^2}{(\Delta F_1^2 + \Delta F_{\text{п}}^2)}} . \quad (11)$$

Введя в рассмотрение коэффициент перекрытия мешающей помехой сигнала нашего РЭС $K_{\text{м}} = \frac{\Delta F_{\text{п}}}{\Delta F_1}$, получим

$$P_{\text{м}}(\Delta f) = \frac{\pi \Delta F_1^2}{4(1 + K_{\text{м}}^{-2})} e^{-\frac{8(f_{\text{р}} - \Delta f)^2}{\Delta F_1^2 (1 + K_{\text{м}}^2)}} . \quad (12)$$

Тогда доля нормированной мощности мешающей помехи, попадающей в полосу пропускания приемника нашего РЭС, равна

$$\frac{P_{\text{м}}(\Delta f)}{P_{\text{м}}^0} = e^{-\frac{8(f_{\text{р}} - \Delta f)^2}{\Delta F_1^2 (1 + K_{\text{м}}^2)}} . \quad (13)$$

На рис. 2 представлены графики зависимостей относительной мощности помехи в приемнике РЭС противника $\frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{п}}^0}$ (сплошные линии) и в приемнике нашего РЭС $\frac{P_{\text{м}}}{P_{\text{м}}^0}$ (пунктирные линии) от отношения ошибки определения несущей частоты сигнала РЭС противника к частоте разноса $\frac{\Delta f}{f_{\text{р}}}$, рассчитанные для различных значений коэффициента перекрытия $K = K_{\text{п}} = K_{\text{м}}$ при $\Delta F_0 = 2\Delta F_1$; $f_{\text{р}} = 2\Delta F_0$.

Зависимости на рис. 2 позволяют оценить предельные значения абсолютных ошибок определения несущей частоты сигнала РЭС противника для обеспечения заданных требований ЭМС. Так, например, для того, чтобы мощность мешающего помехового сигнала в приемнике нашего РЭС не превышала 10% (штрихпунктирная линия на рис. 2), необходимо обеспечить определение несущей частоты с ошибкой не более 45% от разноса частот работающих РЭС и станции помех для значения коэффициента перекрытия, равного 2. При увеличении коэффициента перекрытия до 3 ошибка определения несущей частоты не должна превышать 20% от разноса частот.

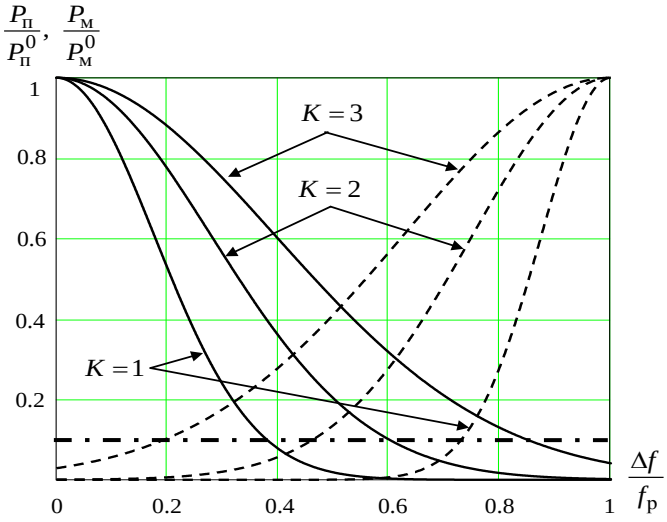


Рис. 2. Зависимости $\frac{P_п}{P_п^0}, \frac{P_м}{P_м^0}$ от $\frac{\Delta f}{f_р}$

Определение законов распределения относительных уровней мощности помех и мешающих сигналов

Считаем, что ошибки определения несущей частоты сигнала РЭС противника распределены по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием:

$$\varphi(\Delta f)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_f}e^{-\frac{\Delta f^2}{2\sigma_f^2}}, \qquad (14)$$

где σ_f – СКО определения несущей частоты сигнала РЭС противника.

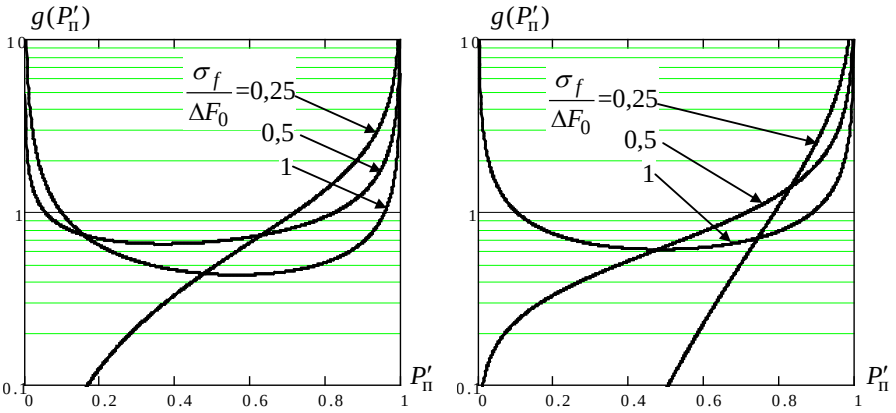
Применяя правила преобразования законов распределения случайных величин [4], найдем плотность распределения вероятности относительного уровня мощности помехи $\frac{P_п(\Delta f)}{P_п^0}=P_п'$:

$$g(P_п')=\frac{\Delta F_0\sqrt{1+K_п^2}}{4\sigma_f\sqrt{-\pi\ln(P_п')}}e^{\frac{\Delta F_0^2\ln(P_п')\sqrt{1+K_п^2}}{16\sigma_f^2}}. \qquad (15)$$

На рис. 3 представлены графики плотности распределения вероятности случайной величины $P_п'$, рассчитанные для различных значений отношения СКО ошибок определения несущей частоты сигнала РЭС противника к ширине полосы пропускания его приемника $\frac{\sigma_f}{\Delta F_0}$.

На рис. 3а представлены результаты расчетов для значения коэффициента перекрытия помехой сигнала РЭС противника $K_п$ = 1, на рис. 3б – для $K_п$ = 2.

Из графиков на рис. 3 видно, что при малых по отношению к полосе пропускания РЭС противника ошибках определения несущей частоты сигнала и при увеличении коэффициента перекрытия $K_п$ вероятность высокого значения относительного уровня мощности помехи возрастает. При возрастании СКО ошибок определения несущей частоты сигнала РЭС противника наиболее вероятно снижение относительного уровня мощности помехи на выходе приемника.



а) $K_{\text{п}} = 1$ б) $K_{\text{п}} = 2$

Рис. 3. Плотности распределения вероятности относительного уровня мощности помехи $P'_{\text{п}}$

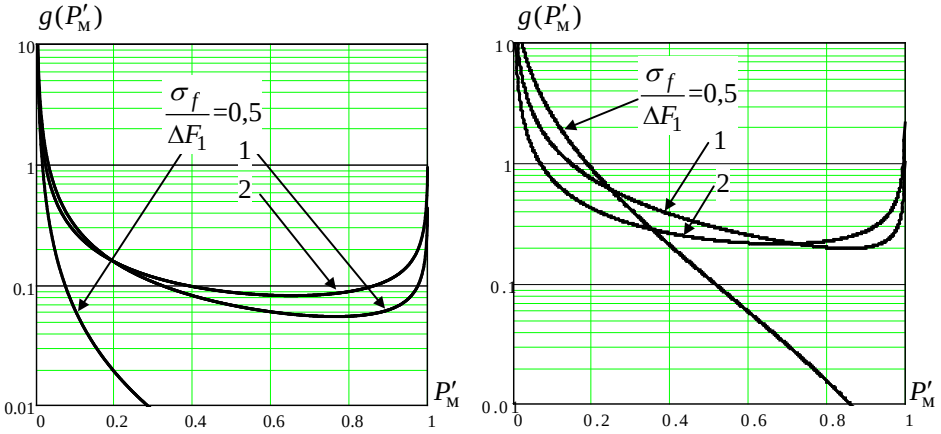
Аналогично найдем плотность распределения вероятности относительного уровня мощности мешающей нашему РЭС помехи $\frac{P_{\text{м}}(\Delta f)}{P_{\text{м}}^0} = P'_{\text{м}}$:

$$g(P'_{\text{м}}) = \frac{\Delta F_1 \sqrt{1+K_{\text{м}}^2}}{8\sigma_f \sqrt{-\pi \ln(P'_{\text{м}})}} e^{\frac{[f_{\text{р}} - \Delta F_1 \sqrt{-(1+K_{\text{п}}^2)\ln(P'_{\text{п}})/8}]^2}{2\sigma_f^2}}. \quad (16)$$

На рис. 4 представлены графики плотности распределения вероятности случайной величины $P'_{\text{м}}$, рассчитанные для различных значений отношения СКО ошибок определения несущей частоты сигнала РЭС противника к ширине полосы пропускания приемника нашего РЭС $\frac{\sigma_f}{\Delta F_1}$.

На рис. 4а представлены результаты расчетов для значения коэффициента перекрытия мешающей помехой сигнала нашего РЭС $K_{\text{м}} = 1$, на рис. 4б – для $K_{\text{м}} = 3$.

Видно, что при увеличении ошибок определения несущей частоты сигнала РЭС противника и увеличении значения коэффициента перекрытия мешающей помехой сигнала нашего РЭС, т.е. при увеличении ширины спектра помехи, возрастает вероятность повышения уровня мешающей помехи в приемнике нашего РЭС. Именно поэтому возникают ограничения на увеличение ширины спектра помехи при заданных параметрах частотного разноса РЭС и значениях СКО ошибок определения несущей частоты РЭС противника.



а) $K_{\text{м}} = 1$ б) $K_{\text{м}} = 3$

Рис. 4. Плотности распределения вероятности относительного уровня мощности мешающей помехи $P'_{\text{м}}$

Оценка влияния ошибок определения несущей частоты РЭС на вероятностные показатели эффективности РЭП и РЭЗ

Оценим влияние ошибок определения несущей частоты РЭС противника на вероятность высокого относительного уровня мощности помехи на выходе приемника РЭС противника (не менее 0,8 от максимально возможного), а также на вероятность превышения относительного уровня мешающей помехи в приемнике нашего РЭС (более 0,1 от максимально возможного).

На рис. 5 представлены зависимости вероятности $P(P'_{\text{п}} \geq 0{,}8)$ (жирные линии) и $P(P'_{\text{м}} \geq 0{,}1)$ (тонкие линии) от отношения СКО определения несущей частоты сигнала РЭС противника к ширине полосы его пропускания $\frac{\sigma_f}{\Delta F_0}$, рассчитанные при различных значениях коэффициента перекрытия $K = K_{\text{п}} = K_{\text{м}}$ для случая $\Delta F_0 = \Delta F_1;\ f_{\text{р}} = 2\Delta F_0$.

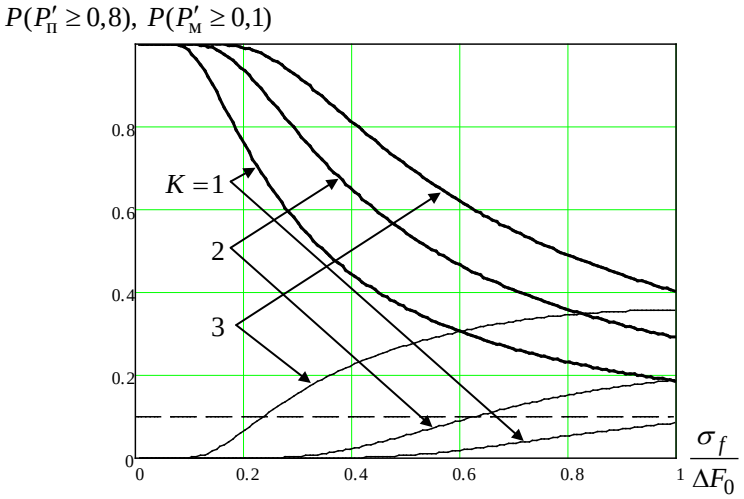


Рис. 5. Зависимости вероятностей $P(P'_{\text{п}} \geq 0{,}8),\ P(P'_{\text{м}} \geq 0{,}1)$ от $\frac{\sigma_f}{\Delta F_0}$

Анализ графиков показывает, что для обеспечения высокой (более 0,8) вероятности снижения мощности помехи не более чем на 20% необходимо, чтобы значение СКО ошибок определения несущей частоты сигнала РЭС противника не превышало 15–20% от ширины полосы пропускания приемника подавляемого РЭС. В случае, если значение СКО ошибок определения несущей частоты сигнала РЭС противника достигает 30% от ширины полосы пропускания приемника подавляемого РЭС, необходимо в 2 раза увеличивать ширину спектра помехи. Максимально возможное значение коэффициента перекрытия не должно превышать 2,5. В этом случае максимальное значение СКО ошибок определения несущей частоты сигнала РЭС противника может достигать 40% от ширины полосы пропускания приемника подавляемого РЭС, и вероятность того, что мощность мешающей помехи будет более 10% от максимально возможного значения, не превысит значения 0,1.

Оценка предельных значений СКО ошибок определения несущей частоты РЭС

Оценим более точно предельные значения СКО ошибок определения несущей частоты сигнала РЭС противника и коэффициента перекрытия помехи. На рис. 6 представлены зависимости вероятности $P(P'_{\text{п}} \geq 0{,}8)$ (жирные линии) и $P(P'_{\text{м}} \geq 0{,}1)$ (тонкие линии) от значения коэффициента перекрытия $K = K_{\text{п}} = K_{\text{м}}$, рассчитанные для различных значений отношения СКО определения несущей частоты сигнала РЭС противника к ширине полосы его пропускания $\frac{\sigma_f}{\Delta F_0}$ при $\Delta F_0 = \Delta F_1;\ f_{\text{р}} = 2\Delta F_0$.

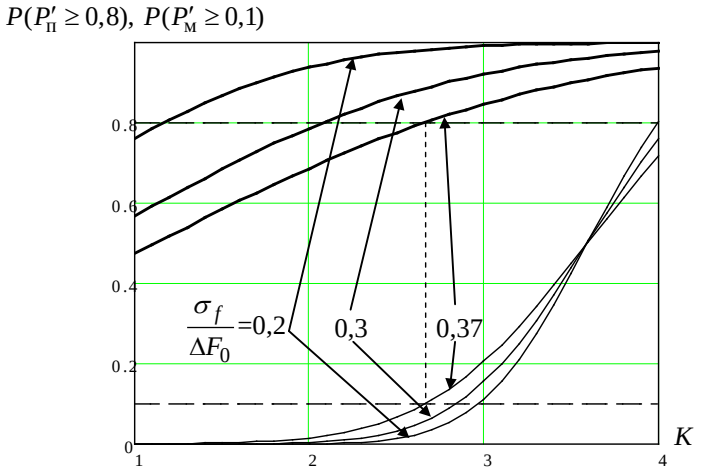


Рис. 6. Зависимости вероятностей $P(P'_{\text{п}} \geq 0{,}8),\ P(P'_{\text{м}} \geq 0{,}1)$ от K

Расчеты показывают, что при равенстве полос пропускания приемников РЭС противника и нашего РЭС максимальное значение коэффициента перекрытия составляет 2,7. Это позволяет компенсировать ошибки определения несущей частоты сигнала РЭС противника, СКО которых составляет не более 37% от ширины полосы пропускания подавляемого РЭС, и обеспечить заданные условия РЭП и ЭМС. Также в ходе исследований установлено, что при уменьшении полосы пропускания приемника нашего РЭС в 2 раза указанные предельные значения СКО ошибок определения несущей частоты сигнала РЭС противника и коэффициента перекрытия помехи увеличиваются незначительно.

Выводы

Таким образом, с использованием положений теории радиотехники и спектрального метода анализа прохождения сигналов через линейные цепи разработана методика оценки предельных ошибок определения несущей частоты РЭС противника и возможности их компенсации при условии обеспечения электромагнитной совместимости с соседним РЭС. На основе правил преобразования случайных величин получены аналитические выражения для расчета плотностей распределения вероятностей относительных уровней помехового сигнала на выходе приемника РЭС противника и мешающего помехового сигнала на выходе приемника нашего РЭС. При этом рассмотрен предельный случай минимального частотного разноса РЭС. Показано, что снижение мощности помехи при увеличении ошибок определения несущей частоты приемника РЭС противника может быть компенсировано увеличением коэффициента перекрытия помехой сигнала РЭС противника, т.е. увеличением ширины спектра помехи. Установлено, что при равенстве полос пропускания приемников РЭС противника и нашего РЭС максимальное значение коэффициента перекрытия равно 2,7. Это позволяет компенсировать ошибки определения несущей частоты сигнала РЭС противника, СКО которых составляет не более 35…40% от ширины полосы пропускания подавляемого РЭС, и обеспечить заданные условия радиоэлектронного подавления (снижение мощности помехи не более чем на 20%) и радиоэлектронной защиты (уровень мешающей помехи не более 10%).

Литература

1. *Козирацкий Ю.Л., Иванцов А.В., Козирацкий А.Ю., Кущев С.С.* и др. Модели информационного конфликта средств поиска и обнаружения. М.: Радиотехника, 2013. 232 с.

2. *Козирацкий Ю.Л., Донцов А.А., Иванцов А.В., Козирацкий А.Ю.* и др. Модели пространственного и частотного поиска. М.: Радиотехника, 2014. 344 с.

3. *Баскаков С.И.* Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высшая школа, 2003. 462 с.

4. *Вентцель Е.С., Овчаров Л.А.* Прикладные задачи теории вероятностей. М.: Радио и связь, 1983. 416 с.

Статья поступила в редакцию 8 февраля 2019 года

УДК 629.73.018.7

МОДЕЛЬ УЧЕТА ЗАДЕРЖКИ ИНФОРМАЦИИ В КАНАЛЕ СВЯЗИ ПРИ ОЦЕНИВАНИИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯСИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ АВИАЦИЕЙ

© Авторы, 2019

В.А. Васильев, к.т.н., доцент, e-mail: vashome60@mail.ru
П.А. Федюнин, д.т.н., профессор
М.П. Беляев, к.т.н., начальник научно-исследовательского отдела
ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)
А.В. Васильев, мл.н.с., ФГБУ «ГНМЦ» Минобороны России

Разработана модель оценки эффективности управления самолетами оперативно-тактической авиации при целеуказании и наведении на подвижные цели с учетом задержки информации в канале связи. Предложен показатель, позволяющий для заданных значений эффективности управления определить период обновления тактической информации.

Ключевые слова: *эффективность управления авиацией, задержка информации в канале связи, информационный ущерб управлению по задержке.*

AN ACCOUNTING MODEL FOR DATA DELAY IN COMMUNICATION CHANNEL IN EVALUATING THE FUNCTIONAL EFFECTIVENESS OF AVIATION CONTROL SYSTEM

© Authors, 2019

V.A. Vasilyev, Ph.D. in Engineering Science, Associate Professor, e-mail: vashome60@mail.ru
P.A. Fedyunin, D.Sc. in Engineering Science, Professor
M.P. Belyaev, Ph.D. in Engineering Science, Head of Scientific and Research Department
Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh)
A.V. Vasilyev, Associate Research Engineer, Russian Department of Defense (CSMC)

A model for assessing the efficiency of tactical aircraft control in the process of target designation and guidance on mobile targets with consideration data delay in the communication channel is developed. The indicator defining the period of updating tactical information for the set values of control efficiency is offered.

Keywords*: efficiency of aircraft control, information delay in the communication channel, informational damage to the delay management.*

Одной из особенностей системы управления авиацией является наличие у используемой в системе информации динамических свойств. Поскольку информация отображает оперативно изменяющуюся обстановку в районе боевых действий и используется для принятия решения и выработки управляющих воздействий, то с течением времени она «стареет». В результате управление может осуществляться менее эффективно. При этом старение информации связано не с самой информацией, а с появлением новой информации, возникающей при любом изменении обстановки. Связав с информацией время ее возникновения t_0, можно по истечении определенного времени t_c признать ее «устаревшей», т.е. непригодной к использованию для управления. Отрезок времени $[t_0, t_c]$, на котором вероятность P достижения цели системы будет оставаться в допустимых пределах $P \geq P_{доп}$, определяет актуальность содержания (τ_a) используемой для управления информации (рис. 1).

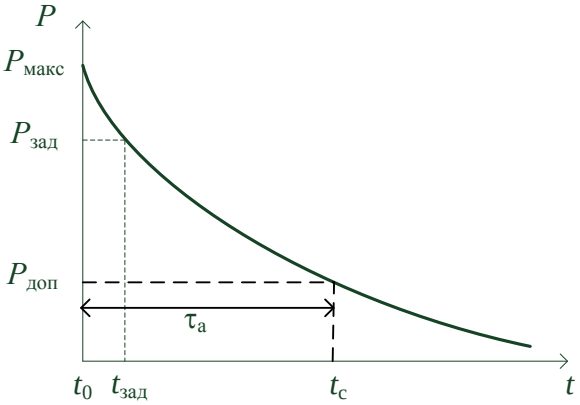


Рис. 1. Кривая распределения вероятности достижения цели во времени

Знание закономерностей процесса старения информации позволяет для заданного значения вероятности $P_{зад}$ (рис. 1) определять требования к рациональной организации информационного обеспечения (сбора, обработки, передачи и использования информации) управления. К наиболее важным из требований, по мнению авторов, следует отнести своевременность передачи (получения) информации, оцениваемой временем задержки $\tau_з$ передачи (получения) сообщения. Как показано в работах [1, 2], снижение своевременности передачи сообщений, как правило, обусловлено уменьшением эффективной пропускной способности линий связи вследствие изменения под воздействием помех доступного частотного или временного ресурса, а также вследствие необходимости многократной передачи поврежденных сообщений. При этом задержка, искажение или потеря информации о текущей обстановке могут привести к искаженным представлению и оценке состояния ситуации и, как следствие, к принятию в процессе управления ошибочных решений. Те же проявления относительно управляющей информации порождают ту или иную степень дезорганизации управления ударным авиационным комплексом.

Обобщая последствия влияния задержки, можно утверждать, что в целом управлению будет нанесен информационный ущерб, который целесообразно оценивать относительной величиной

$$e(t) = (P_{макс} - P(t))/P_{макс}, \qquad (1)$$

где $P_{макс}$ и $P(t)$ – соответственно максимальное значение показателя эффективности управления в текущих (прогнозируемых) условиях обстановки и значение показателя при использовании информации в момент времени $t = t_0 + \tau_з$.

Модель оценки информационного ущерба управлению по задержке

Рассмотрим модель, позволяющую количественно оценить информационный ущерб управлению по задержке. При этом постараемся выяснить, как влияют на темп старения информации свойства процесса, являющегося источником информации, и наблюдатель, восстанавливающий информацию после задержки.

Будем в первом приближении полагать, что передаваемое сообщение, несмотря на действие помех, не покидает рассматриваемый канал связи и не переходит в другую систему связи для повторной передачи. В самом канале связи принимаются меры для передачи сообщения в условиях действия преднамеренных помех (повторная передача сообщения, запрос ошибок с последующим повторением, снижение скорости передачи и т.д.). Тогда в зависимости от величины задержки можно рассматривать три случая:

1. При условии $\tau_з \le t_{зад}$ (рис. 1) управлению будет нанесен незначительный информационный ущерб, которым можно пренебречь. Эффективность управления при этом соответствует заданным требованиям.

2. На интервале значений задержки $t_{зад} < \tau_з \le t_с$ будет иметь место допустимый информационный ущерб, вызывающий ту или иную степень дезорганизации управления ударным авиационным комплексом.

3. Для значений задержки $\tau_з > t_с$ вследствие старения информация перестает быть актуальной. В этом случае информационный ущерб управлению по задержке следует считать недопустимым, а управление – сорванным.

Представленные выше рассуждения раскрывают общий подход к оценке влияния задержки на эффективность управления. Для его формализации использованы результаты [3] ранее проводимых авторами исследований эффективности управления авиацией при целеуказании и наведении на наземные цели с использованием информационно-боевого показателя, количественно равного вероятности выхода $P_{вых}$ самолета на цель и ее атаки с первого захода. Результаты оценки показателя, полученные путем имитационного моделирования авиационного удара по неподвижной цели при различных сочетаниях данных об обстановке, позволили эмпирически определить аналитическую зависимость, связывающую вероятность $P_{вых}$ с величиной среднеквадратического отклонения бокового уклонения ВС от линии боевого пути σ_z:

$$P_{вых} = k_1 \exp(-k_2 \sigma_z^2), \qquad (2)$$

$$\sigma_z = \left(\sigma_{нав}^2 + \sigma_ц^2\right)^{1/2}, \qquad (3)$$

где k_1 и k_2 – коэффициенты, характеризующие условия авиационного поиска и динамические элементы модели соответственно; $\sigma_{нав}$ – ошибки самолетовождения (навигации); $\sigma_ц$ – ошибки измерения (прогнозирования) координат цели.

В свою очередь, ошибки $\sigma_ц$ включают в себя:

– ошибки $\sigma_{изм}$, величина которых зависит от используемых средств и методов получения ин-

формации о положении цели, подготовки данных и передачи команд и информации экипажу;

– ошибки $\sigma_{прог}$ прогнозирования координат цели на момент передачи информации.

Можно условно принять, что ошибки самолетовождения (навигации) $\sigma_{нав}$ на рассматриваемом этапе управления являются систематическими, не зависящими от времени. В свою очередь, ошибки $\sigma_{ц}$ для подвижной цели с течением времени будут накапливаться, создавая неопределенность в оценке местоположения цели. Действительно, момент определения авианаводчиком координат цели отделяет от момента передачи время $t = t_0 + \tau_з$. За это время пространственные координаты цели примут значение отличное, вообще говоря, от первоначального и неизвестное летчику. То, насколько пригодной для летчика в момент $t_0 + \tau_з$ окажется информация о цели, зависит как от динамических характеристик цели, так и от априорных знаний и способностей наблюдателей (авианаводчика и летчика) определять будущие значения процесса.

Если, например, известны пространственные координаты цели с погрешностью $\sigma_{изм}$, а также скорость и направление ее прямолинейного движения, то с той же точностью может быть определено местоположение цели в момент $t_0 + \tau_з$. В этом случае информация о детерминированном процессе для наблюдателей, осуществляющих экстраполяцию, не устарела.

Если же для обоих наблюдателей процесс движения цели случаен, безошибочная экстраполяция становится в принципе невозможной. При этом мощность ошибки растет с увеличением времени. Восстановленный результат оценки местоположения цели будет все больше отличаться от истинного значения – он будет стареть.

Таким образом, в описываемой модели эффект старения информации о местоположении цели связан с невозможностью точно установить координаты цели по истечении времени задержки сообщения в канале связи, поскольку ошибка $\sigma_{прог}$ зависит от времени задержки $\tau_з$. Ошибку можно уменьшить, применяя эффективный экстраполятор. Пределом уменьшения ошибки будет применение оптимального прогноза с полной информацией о предыстории и вероятностных свойствах процесса. На основании последней имеющейся информации о цели наблюдатель вычисляет предсказанное на время $\tau_з$ вперед значение – новые координаты цели.

Вывод, казалось бы, очевиден: следует оптимально экстраполировать любой результат измерения координат цели перед использованием его в целях управления и тем самым уменьшать эффект старения (информационный ущерб управлению). Однако в современных системах управления еще нет возможности оценивать статистические характеристики процесса движения цели. Кроме того, вследствие влияния различных факторов задержка сообщений в реальных каналах связи в условиях преднамеренных помех будет носить случайный характер.

В теории [4] известно несколько простых линейных алгоритмов прогноза, позволяющих не остановить, но замедлить процесс старения информации. Рассмотрим на конкретном примере работу одного из алгоритмов, удовлетворяющего указанным выше ограничениям по использованию в системе управления авиацией и известного как инерционный прогноз, или прогноз по последнему значению. Качество работы алгоритма будем оценивать дисперсией ошибки прогноза.

Прогнозирование по последнему отсчету заключается в том, что в качестве предсказанного значения $\hat{x}(t_0 + Q)$ принимается значение $x(t_0)$. Предсказанное значение не зависит от времени прогноза Q, предыстория представлена лишь последним значением $x(t_0)$, вероятностные характеристики не учитываются.

Предположения о характере движения цели

1. Для подвижной (маневрирующей в пространстве) цели момент использования информации о ее координатах наступит не ранее, чем через длительность задержки $\tau_з$, во время которой происходит перемещение из точки с координатами $\mathbf{R}_i$ в точку $\mathbf{R}_{i+1}$. Размерность геометрического подпространства района поиска $\mathbf{R}^2$, т.е. движение цели происходит на плоскости. Пространство $\mathbf{R}^2$ изотропно, поэтому условия движения цели всюду одинаковы. Вектор смещения цели из точки $\mathbf{R}_i$ определяется двумя проекциями x_Δ и y_Δ в координатной системе с началом в $\mathbf{R}_0$.

2. Перемещение цели происходит со скоростью V. Направление и величина скорости определяются тактическими и техническими соображениями, а также свойствами дорожной сети в районе боевых действий. При этом цель может часто изменять направление и величину скорости движения, так что изменение координат цели за время $\tau_з$ складывается из некоторого количества малых последовательных перемещений по различным направлениям.

3. Движение цели по дорогам предполагает, что вектор скорости в процессе движения будет отклоняться от направления в точку $\mathbf{R}_{i+1}$ не более, чем на острый угол.

Указанные предположения о характере движения цели позволяют использовать для представления оценки качества прогноза представленные в [5] результаты исследования статистических характеристик положения маневрирующего объекта на плоскости. В [5] для условия, что движение в процессе маневрирования объекта совершается преимущественно в выбранном направлении (в общем случае неизвестном наблюдателю), найдена плотность распределения вероятностей мгновенного положения маневрирующего объекта на плоскости:

$$W(\Delta R,t)=\frac{|\Delta R|}{2\pi\sigma_V^2 t}\exp\left\{-\frac{1}{2\sigma_V^2 t}\left|\Delta R-\frac{2m_V t}{\pi}\right|^2\right\}, \quad (4)$$

где m_V – средняя скорость движения цели; $|\Delta\mathbf{R}| = \sqrt{x_\Delta^2+y_\Delta^2}$ – модуль вектора $\Delta\mathbf{R}$ математического ожидания положения объекта на плоскости.

Из анализа (4) следует, что по мере увеличения времени t плотность $W(\mathbf{R}, t)$ смещается (из точки, где $x_\Delta=y_\Delta=0$) на величину $2m_V t/\pi$ по направлению движения цели, линейно увеличивая дисперсию по закону $\sigma_x^2+\sigma_y^2=\sigma_R^2 t$. При любом ограниченном законе распределения проекций скорости движения цели на координатные оси дисперсии σ_x^2 и σ_y^2 конечны. Условия движения цели при маневрировании всюду одинаковы (это вытекает из предположения об изотропности пространства $\mathbf{R}^2$), поэтому одинаковы и дисперсии длины пути за одинаковое время. Отсюда для наземной цели, движущейся со средней скоростью m_V и с дисперсией $\sigma_V^2=m_V^2 t/3$ (такое значение соответствует случайному равновероятному изменению мгновенной скорости движения цели в пределах $[0,2m_V]$) [5], дисперсия разброса вектора пути, пройденного целью за время t, будет равна $\sigma_R^2=m_V^2 t^2/3$.

Величина σ_R^2 представляет собой закон нарастания дисперсии ошибки прогноза со временем задержки. Чем медленнее растет σ_R^2 и чем меньших значений она достигает, тем меньшее воздействие на качество управления оказывает старение информации о местоположении цели. На основе приведенных рассуждений можно переписать соотношение (1) в форме

$$e(t)=1-\exp\left\{\left(-k_2 m_V^2 t^2\right)/3\right\}. \quad (5)$$

Из анализа полученной функциональной зависимости (5) можно сделать очевидный вывод о том, что информационный ущерб по задержке тем больше, чем лучше динамические свойства цели и ВС. Расчеты показали высокую скорость увеличения ущерба с ростом задержки, что объясняется низкой точностью прогноза по последнему значению как платой за простоту алгоритма.

Очевидно, учитывать информационный ущерб управлению по задержке можно двумя путями – совершенствованием метода прогнозирования перед использованием данных и (или) уменьшением задержки. Оба пути имеют принципиальные препятствия. Улучшить прогноз можно лишь до определенного предела, а задержка часто принципиально неустранима. В этой ситуации оценки информационного ущерба могут предохранить от бесполезных усилий и затрат, указав, с какой точностью следует формировать информацию и в каком темпе производить ее обновление.

На рис. 2 для примера представлены временные зависимости величины информационного ущерба $e(t)$ для заданных значений вероятности $P_{зад} = nP_{макс}$, позволяющие для автоматизированного управления ударным авиационным комплексом в телекодовом режиме определить верхнюю границу периода передачи информации о местоположении цели. Так, для $P_{зад} = 0{,}8P_{макс}$ период обновления информации не должен превышать 23 секунд.

Задавая значение $P_{доп}$ (рис. 1), можно количественно определить величину задержки, при которой информационный ущерб настолько велик, что передача тактической информации вообще теряет смысл.

Следует отметить, что принятые предположения о характере движения цели являются лишь частным случаем из совокупности вариантов описания изменения пространственных координат цели, являющимися в общем случае случайными функциями времени. Определение вида этих функций требует анализа не только тактики использования объектов авиационного удара и их маневренных возможностей, но и геофизических параметров района боевых действий. В работе [6], например, оценка дисперсии скорости показала существенное влияние на ее величину параметров дороги (количества и ра-

диусов кривизны). В этом случае предположение об изотропности поверхности при движении цели в горной местности может привести к ошибочной оценке дисперсии скорости цели и, соответственно, дисперсии σ_R^2.

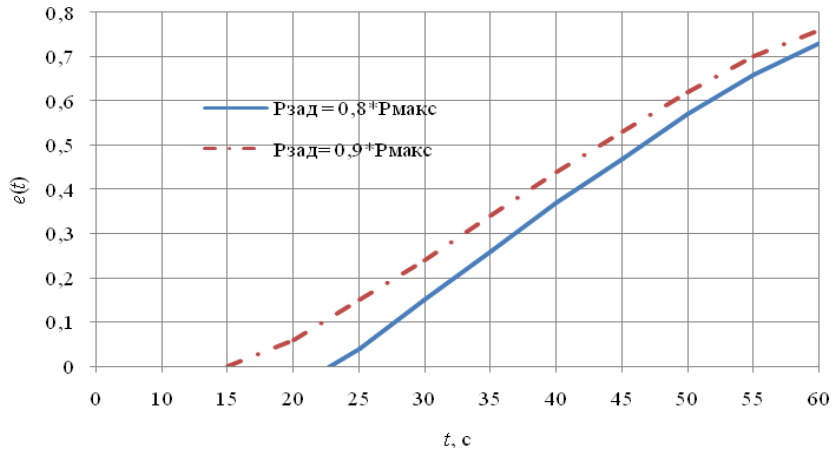


Рис. 2. Зависимость информационного ущерба управлению от задержки сообщения в канале связи

Представляет интерес практическое применение предложенного авторами подхода в системе управления оперативно-тактической авиацией при целеуказании и наведении на подвижные наземные цели. Основной целью данной системы является вывод ВС на заданный объект в назначенное время с точностью, позволяющей экипажу ВС обнаружить цель и поразить ее с первой атаки. Достижение указанной цели в любых условиях обстановки (в том числе в условиях электронного противодействия) напрямую зависит от качества организации информационного обеспечения процесса управления. Применяя предложенную авторами модель взаимосвязи информационно-боевого показателя (вероятности обнаружения экипажем цели и ее атаки) с задержкой информации в каналах связи вследствие воздействия помех, можно количественно оценить влияние помех на эффективность управления. Степень влияния предложено оценивать относительной величиной, отражающей последствия задержки (потери, искажения) используемой в управлении информации, при этом простой для оперативно-тактических расчетов и удобной для восприятия. Обозначенные в работе пути снижения информационного ущерба являются предметной областью актуальных и требующих дальнейшего развития научных исследований в области повышения эффективности управления авиацией.

Рассмотренный научно-методический подход, по мнению авторов, при некоторой корректировке методологии расчета коэффициентов k_1 и k_2 применим также в теории и практике управления ударными (разведывательными) беспилотными летательными аппаратами.

Литература

1. *Владимиров В.И.* Информационные основы радиоподавления линий радиосвязи в динамике радиоэлектронного конфликта. Воронеж: ВИРЭ, 2003. 276 с.

2. *Макаренко С.И., Бородинов Р.В.* Анализ технологий обеспечения качества обслуживания в мультисервисных АТМ сетях // Информационные технологии моделирования и управления. № 1 (73). 2012. С. 65–79.

3. *Васильев В.А., Федюнин П.А., Стафеев М.А., Васильев А.В.* Научно-методический аппарат для оценки возможностей системы управления авиацией по информационному обеспечению процессов целеуказания и наведения // Теория и техника радиосвязи. 2018. № 4. С. 5–14.

4. *Ефимов А.Н.* Предсказание случайных процессов. М.: Знание, 1976. 64 с.

5. *Куприянов А.И.* Статистические характеристики динамической скрытности РЭС в пространстве / МГТУ им. Н.Э. Баумана // Наука и образование. Электронный журнал. 2012. № 1. С. 1–8.

6. *Сурхаев Г.М., Мамакурбанов М.М., Абдуллаев М.Ш., Агапов Н.С.* Определение статистических характеристик радиусов поворотов горных дорог и поперечных сил инерции, действующих на автомобиль на этих поворотах // Науковедение. Интернет-журнал. 2014. № 3. С. 1–14.

Статья поступила в редакцию 4 февраля 2019 года

УДК 621.396.98

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА НАВИГАЦИОННО-ВРЕМЕННЫХ ОПРЕДЕЛЕНИЙ В МНОГОЧАСТОТНОЙ АППАРАТУРЕ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

© Авторы, 2019

В.А. Землянухин, заместитель начальника отдела, e-mail: carlos-80@yandex.ru
А.В. Коровин, к.т.н., доцент, e-mail: korovin.alexey@mail.ru
А.В. Стиценко, к.т.н., старший научный сотрудник, e-mail: sticenko@mail.ru
ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

Разработана имитационная модель оценки качества навигационно-временных определений в многочастотной аппаратуре потребителей глобальных навигационных спутниковых систем на основе математической модели невозмущенного движения навигационных космических аппаратов. Модель учитывает состояние и параметры навигационных сигналов, их «геометрические и энергетические условия видимости» и позволяет оценивать продолжительность перерывов в навигационно-временном обеспечении в зависимости от состояния орбитальных группировок навигационных спутниковых систем и других факторов.

Ключевые слова: *глобальная навигационная спутниковая система, навигационный космический аппарат, навигационный сигнал.*

A SIMULATION MODEL OF ASSESSING THE QUALITY OF NAVIGATION TIME DEFINITIONS IN THE MULTI-FREQUENCY EQUIPMENT OF GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEM USERS

© Authors, 2019

V.A. Zemlyanukhin, deputy Head of department, e-mail: carlos-80@yandex.ru
A.V. Korovin, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor, e-mail: korovin.alexey@mail.ru
A.I. Stitsenko, Ph.D. in Engineering Sciences, senior research engineer, e-mail: sticenko@mail.ru
Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh)

A simulation model for assessing the quality of navigation-time definitions in the multi-frequency equipment of global navigation satellite system users based on a mathematical model of undisturbed motion of navigation spacecraft is developed. The model takes into account the state and parameters of navigation signals, their «geometric and energy visibility conditions» and makes it possible to estimate the duration of breaks in navigation and time support, depending on the state of orbital navigation satellite systems and other factors.

Keywords: *global navigation satellite system, navigation satellite, navigation signal.*

Ввод в эксплуатацию новых и развитие существующих глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС), обладающих общностью принципов построения орбитальных группировок (ОГ) навигационных космических аппаратов (НКА), используемых частотных диапазонов, сигнально-кодовых конструкций и алгоритмов измерения навигационных параметров, предопределили тенденции разработки многосистемной (совмещенной) и многочастотной навигационной аппаратуры потребителей (НАП). Основной принцип схемотехнических и программных решений современной многосистемной НАП состоит в обработке всех принимаемых навигационных сигналов (*All-In-View*) всех доступных ГНСС [1]. Это позволяет повысить точность, доступность, непрерывность и надежность навигационных определений, в том числе в условиях городской застройки и сложной электромагнитной обстановки.

Состояние ОГ НКА различных ГНСС постоянно претерпевает изменения в силу следующих основных причин: запускаются новые типы НКА взамен устаревших, в том числе с новыми типами навигационных сигналов; НКА могут выводиться на временное техобслуживание; на НКА могут быть отключены некоторые типы сигналов в пользу возможности излучения других.

Эти обстоятельства требуют рассмотрения возможности приема всех доступных навигационных сигналов в данной точке пространства на основе анализа эфемеридной информации по данным альманахов, другой априорной инфор-

 ISSN 1995-7009

мации, например по результатам радиомониторинга, и использования результатов анализа этой возможности для учета в планировании применения НАП ГНСС, для которой надежность и непрерывность навигационно-временных определений (НВО) является основополагающим критерием эффективности [2].

Разработанные ранее математические модели невозмущенного (Кеплерова) движения навигационных космических аппаратов [3–5], основанные на алгоритме расчета их геоцентрических координат по данным альманаха, позволяют на основе анализа эфемерид НКА ГНСС определять только «геометрические условия видимости» и не учитывают состояние и параметры излучаемых навигационных сигналов (НС).

В этой связи задача оценки возможности приема многосистемной НАП всей совокупности НС с учетом их реального энергетического состояния в заданной (требуемой) точке пространства является актуальной.

Целью статьи является оценка качества навигационно-временных определений в многочастотной аппаратуре потребителей ГНСС на основе имитационного моделирования невозмущенного движения навигационных космических аппаратов и учета вектора состояния навигационных сигналов.

В качестве показателя, определяющего качества навигационно-временных определений в рассматриваемых системах, будем использовать относительную продолжительность перерывов в НВО за сутки:

$$\varepsilon = \frac{\sum_{i=1}^{n} \Delta t_i}{1440} \cdot 100\%, \qquad (1)$$

где Δt_i – продолжительность i-го перерыва в НВО [в минутах]; $i = \overline{1,n}$, n – количество перерывов в НВО.

Данный показатель традиционно используется при планировании применения НАП в различных системах.

Оценку введенного показателя проведем с учетом следующих допущений.

Пусть НКА считается видимым в части определенного типа навигационного сигнала, если выполняются следующие условия:

1) количество обозримых НКА, излучающих определенный тип НС на определенной частоте, составляет не менее требуемого числа, необходимого для решения навигационной задачи (обычно 4 и более);

2) уровень мощности сигнала (с учетом мощности передатчика НКА, направленных свойств его антенной системы, состояния атмосферы и других факторов) от каждого видимого НКА на входе приемника НАП ГНСС больше минимально необходимого для работы НАП уровня.

Как известно [4], для решения навигационной задачи псевдодальномерным методом минимально необходимый объем выборки измерений должен быть равен числу оцениваемых параметров, поэтому для определения координат потребителя в пространстве (X, Y, Z) и расхождения шкалы времени НАП и НКА t_p минимально необходимый объем выборки должен составлять четыре измерения. В этой связи первое условие («геометрическое условие видимости») выполняется, если в зоне радиовидимости НАП находится не менее четырех НКА.

Выполнение второго условия («энергетического условия видимости») описывается неравенством

$$P_{\text{вх НАП}} = \frac{P_{\text{нс}} \cdot G_{\text{с}}(\gamma_{\text{нс}}) \cdot G_{\text{НАП}}(\beta) \cdot \lambda^2}{\left(4\pi R_j\right)^2 \cdot L_{\text{а}}} \geq P_{\text{вх НАП min}}, \qquad (2)$$

где $P_{\text{вх НАП}}$ – мощность сигнала НКА на входе приемной части НАП ГНСС; $P_{\text{нс}}$ – излучаемая мощность передатчика навигационного сигнала НКА; λ – длина волны навигационного сигнала; $G_{\text{с}}(\gamma_{\text{нс}})$ – зависимость коэффициента усиления антенны передатчика НКА в вертикальной плоскости от угла $\gamma_{\text{нс}}$, образованного электрической осью диаграммы направленности и линией визирования «НАП ГНСС – НКА»; R_j – расстояние от j-го НКА до точки расположения антенны НАП ГНСС; $G_{\text{НАП}}(\beta)$ – зависимость коэффициента усиления антенны НАП ГНСС в вертикальной плоскости от угла места (угла прихода полезного сигнала); $L_{\text{а}}$ – затухание НС в атмосфере; $P_{\text{вх НАП min}}$ – минимально необходимая мощность сигнала НКА на входе приемной части НАП ГНСС (чувствительность приемника).

В общем случае мощность сигнала НКА на входе приемной части НАП $P_{\text{вх НАП min}}$ может полностью определяться вектором состояния навигационных сигналов:

$$\mathbf{X}_{\text{нс}}^{\text{T}} = \left[L_{\text{нс}}, g_{\text{нс}}, P_{\text{нс}}, \Theta_{\text{нс}}\right]^{\text{T}}. \quad (3)$$

Здесь $L_{\text{нс}}$ – частота навигационного сигнала; $g_{\text{нс}}$ – тип навигационного сигнала (вид модуляции и (или) параметры модулирующей последовательности); $P_{\text{нс}}$ – мощность навигационного сигнала на выходе передатчика НКА; $\Theta_{\text{нс}}$ – направленные свойства антенной системы НКА, излучающей навигационный сигнал.

Тогда уравнение состояния j-го НКА можно записать в виде

$$\mathbf{X}_{\text{НКА}}^{(j)}(t) = f\left(\mathbf{X}_{\text{нс1}}^{\text{T}\,(j)}(t), \mathbf{X}_{\text{нс2}}^{\text{T}\,(j)}(t), ..., \mathbf{X}_{\text{нс}N}^{\text{T}\,(j)}(t)\right), \quad (4)$$

где N – количество излучаемых навигационных сигналов j-го НКА; $j = \overline{1,m}$, m – количество НКА в группировке.

Для штатного режима функционирования ГНСС характерно наличие большого объема априорной информации о траекториях полетов НКА (эфемеридной информации), виде навигационных сигналов, их энергетических, частотных, временных и статистических характеристиках.

Первые две составляющие $\left(L_{\text{нс}}, g_{\text{нс}}\right)$ вектора состояния каждого навигационного сигнала (3), входящие в уравнение (4), как правило, четко зафиксированы в передающей аппаратуре НКА и приемной навигационной аппаратуре и могут быть получены на основе анализа интерфейсных контрольных документов и других источников, например [8]. При этом в системе ГЛОНАСС параметр состояния каждого навигационного сигнала $g_{\text{нс}}$ для всех НКА одинаков, а $L_{\text{нс}}$ – индивидуален (частотное разделение сигналов), а в системах GPS, «Галилео», «Бэйдоу» все навигационные сигналы определенного типа излучаются на одной частоте и обладают различными параметрами модулирующей последовательности.

Мощность навигационного сигнала на выходе передатчика $P_{\text{нс}}$ и направленные свойства передающей антенной системы $\Theta_{\text{нс}}$ для каждого НКА тоже известны, однако для каждого НКА и каждой точки околоземного пространства могут изменяться в довольно широких пределах, например, из-за снижения мощностей солнечных батарей НКА, ошибок и погрешностей при формировании и ориентировании диаграмм направленности передающих антенных систем. Эти параметры можно косвенно получить по результатам радиомониторинга навигационных сигналов в различных точках земной поверхности.

Процедурная схема решения задачи по определению возможности приема всех навигационных сигналов в данной точке пространства заключается в следующем:

1. На основе анализа эфемерид НКА (*TLE*-файлов) моделируется «невозмущенное» движение ОГ ГНСС в течение суток [6–8], заключающееся в определении геоцентрических координат НКА $\left(X_j, Y_j, Z_j\right)$ для моментов времени $\left(t_0, t_0 + \Delta t, t_0 + 2\Delta t, ...\right)$, отсчитываемых от начала недели *GPS* в секундах, где t_0 – время начала моделирования, Δt – шаг моделирования.

Расчет геоцентрических координат НКА ведется в гринвичской системе координат в следующей последовательности:

если $t_0 \geq 604800$, то $t = t_0 - 604800 \times \left[\frac{t}{604800}\right]$, где 604800 – число секунд в одной неделе; $[*]$ – целая (снизу) часть числа;

$\Delta T = \alpha_{f0} + \alpha_{f1} \cdot t$ – поправка к спутниковым часам; α_{f0} и α_{f1} – коэффициенты коррекции шкал времени (из *TLE*-файлов);

$T_{gps} = t - \Delta T$ – время в шкале времени *GPS*;

$tk = T_{gps} - T_{\text{ов}}$ – интервал времени от узловой точки; $T_{\text{ов}}$ – время узловой точки от начала недели *GPS* (из *TLE*-файлов);

$n = \frac{\sqrt{m}}{\sqrt{(A)^3}}$ – среднее движение; A – большая полуось орбиты; m – гравитационный параметр Земли;

$Mk = n \cdot tk$ – средняя аномалия;

$$E_q = E_{q-1} - \frac{E_{q-1} - \left(e0 \cdot \sin\left(E_{q-1}\right) - Mk\right)}{1 - e0 \cdot \cos\left(E_{q-1}\right)};$$

$\left|E_{q_{end}} - E_{q_{end}-1}\right| < 10^{-9}$; $Ek = E_{q_{end}}$ – результат численного решения относительно эксцентрической аномалии; $e0$ – эксцентриситет;

$\Theta = 2\arctan\left[\sqrt{\frac{1-e0}{1+e0}} \cdot \tan\left(\frac{Ek}{2}\right)\right]$ – истинная аномалия;

$u = \Theta + \omega$ – аргумент широты; ω – аргумент перигея;

$r = A \cdot (1 - e0 \cdot \cos(Ek))$ – поправленный радиус-вектор;

$\Omega = \Omega 0 + (\dot{\Omega} - \omega z) \cdot tk - \omega z \cdot T_{\text{ов}}$ – поправленная долгота восходящего узла; $\Omega 0$ – угол (долгота) прямого восхождения; $\dot{\Omega}$ – скорость изменения угла (долготы) прямого восхождения; ωz – скорость вращения Земли;

$$\begin{cases} x = r \cdot (\cos u \cdot \cos\Omega - \sin u \cdot \sin\Omega \cdot \cos i0) \\ y = r \cdot (\cos u \cdot \sin\Omega + \sin u \cdot \cos\Omega \cdot \cos i0) \\ z = r \cdot \sin u \cdot \sin i0 \end{cases} -$$

координаты в гринвичской геоцентрической системе координат; $i0$ – наклонение орбиты.

2. Для заданной точки местоположения НАП на земной поверхности, переведенной в геоцентрическую инерциальную систему координат $(X_{\text{НАП}}, Y_{\text{НАП}}, Z_{\text{НАП}})$, и моментов времени $(t_0, t_0 + \Delta t, t_0 + 2\Delta t, ...)$ определяются векторы-столбцы $\boldsymbol{\alpha}_j(t)$ и $\boldsymbol{\beta}_j(t)$ – текущих значений азимутов и углов места на каждый НКА ОГ в следующей последовательности:

$$\overrightarrow{\Delta r} = \begin{bmatrix} x_s \\ y_s \\ z_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_j - X_{\text{НАП}} \\ Y_j - Y_{\text{НАП}} \\ Z_j - Z_{\text{НАП}} \end{bmatrix}$$ – вектор дальности НКА по отношению к НАП;

$$\begin{bmatrix} x_{st} \\ y_{st} \\ z_{st} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\cos\alpha_i \cdot \sin\delta_i & -\sin\alpha_i \cdot \sin\delta_i & \cos\delta_i \\ \cos\alpha_i \cdot \cos\delta_i & \sin\alpha_i \cdot \cos\delta_i & \sin\delta_i \\ \sin\alpha_i & \cos\alpha_i & 0 \end{bmatrix} \times$$

$$\times \begin{bmatrix} x_s / \Delta r \\ y_s / \Delta r \\ z_s / \Delta r \end{bmatrix}$$ – проекции вектора $\overrightarrow{\Delta r}$; α_i – угол прямого восхождения НАП; δ_i – склонение НАП;

$$\boldsymbol{\alpha}_j = \arctan\left(\frac{z_{st}}{x_{st}}\right);$$

$$\boldsymbol{\beta}_j = \arccos\left(\frac{\sqrt{x_{st}^2 + z_{st}^2}}{\Delta r}\right)$$ – азимут и угол места НКА относительно НАП.

3. Проверяется выполнение «геометрического условия видимости» путем сравнения значений вектора углов места $\boldsymbol{\beta}_j(t)$ с заданным значением β_0 – так называемым углом маски.

4. По всем «геометрически видимым» в данный момент времени НКА проверяется выполнение «энергетического условия видимости» путем анализа уравнения состояния каждого НКА (4), сопоставления данных по наличию тех или иных навигационных сигналов на соответствующих частотах, определения значения мощности сигнала на входе НАП $P_{\text{вх НАП}}$ и его сравнения со значением чувствительности приемника НАП $P_{\text{вх НАП min}}$ (2).

5. Если хотя бы один навигационный сигнал из уравнения состояния j-го НКА «энергетически видим» и потенциально возможен к приему в НАП, то НКА считается «геометрически и энергетически видимым».

6. Производится суммирование всех «геометрически и энергетически видимых» НКА по всем типам излучаемых сигналов, сумма сравнивается с 4, в НАП ГНСС оценивается геометрический фактор K_Γ и делается вывод о возможности приема того или иного вида сигнала в момент времени ($t_0 + q\Delta t$) на q-м шаге моделирования.

7. За все время моделирования оценивается количество перерывов в НВО i и их продолжительность Δt_i путем умножения шага моделирования на количество шагов, в которых невозможен прием того или иного вида навигационного сигнала, и показатель ε – относительная продолжительность перерывов в НВО за сутки (1).

По данной процедуре была разработана имитационная модель, и на основании информации альманаха ОГ НКА по реальным эфемеридам на 22.02.2018 г. [7] оценена возможность приема в НАП навигационных сигналов открытого доступа ГНСС *GPS*.

Блок-схема алгоритма моделирования оценки качества навигационно-временных определений в многочастотной аппаратуре потребителей глобальных навигационных спутниковых систем представлена на рис. 1.

Моделирование проводилось со следующими исходными данными:

количество НКА в ОГ ГНСС *GPS* – 30;

излучаемые сигналы *GPS – L1CA, L2C, L5FA*;

время моделирования – 24 часа;

интервал (шаг) моделирования – 1 минута;

географические координаты размещения НАП – 50 град с.ш., 40 град в.д., высота НАП над уровнем моря – 10 м;

угол маски (угол места, ограниченный радиогоризонтом) – 15 град.

Результаты моделирования представлены на рис. 2–4. Анализ зависимостей, приведенных на рис. 2–4, показывает следующее:

1) продолжительность непрерывных наблюдений навигационных сигналов *L1CA GPS* для выбранных географических координат размещения НАП составляет 24 часа, при этом среднее количество наблюдаемых НКА составляет 10;

2) за сутки наблюдается 2 перерыва (продолжительностью 25 и 26 минут) в навигационно-временном обеспечении (НВО) при приеме в НАП навигационного сигнала *L2C* (наблюдение менее 4 НКА), максимальный перерыв в НВО составляет 26 минут, а продолжительность всех перерывов – 51 минуту (ε = 3,54%) при среднем количестве наблюдаемых НКА – 6;

3) количество перерывов в НВО при использовании навигационных сигналов *L5FA* – 10, максимальный перерыв в НВО составляет 55 минут (ε = 19,86%), а среднее количество наблюдаемых НКА – 4; такие относительно низкие показатели в непрерывности НВО по сигналам *L5FA* объясняются неполным развертыванием ОГ НКА серии *GPSII-F*.

Таким образом, ухудшение электромагнитной обстановки в *L1* диапазоне частот может отрицательно сказаться на работе многочастотной НАП ГНСС *GPS* из-за перерывов в наблюдениях других навигационных сигналов.

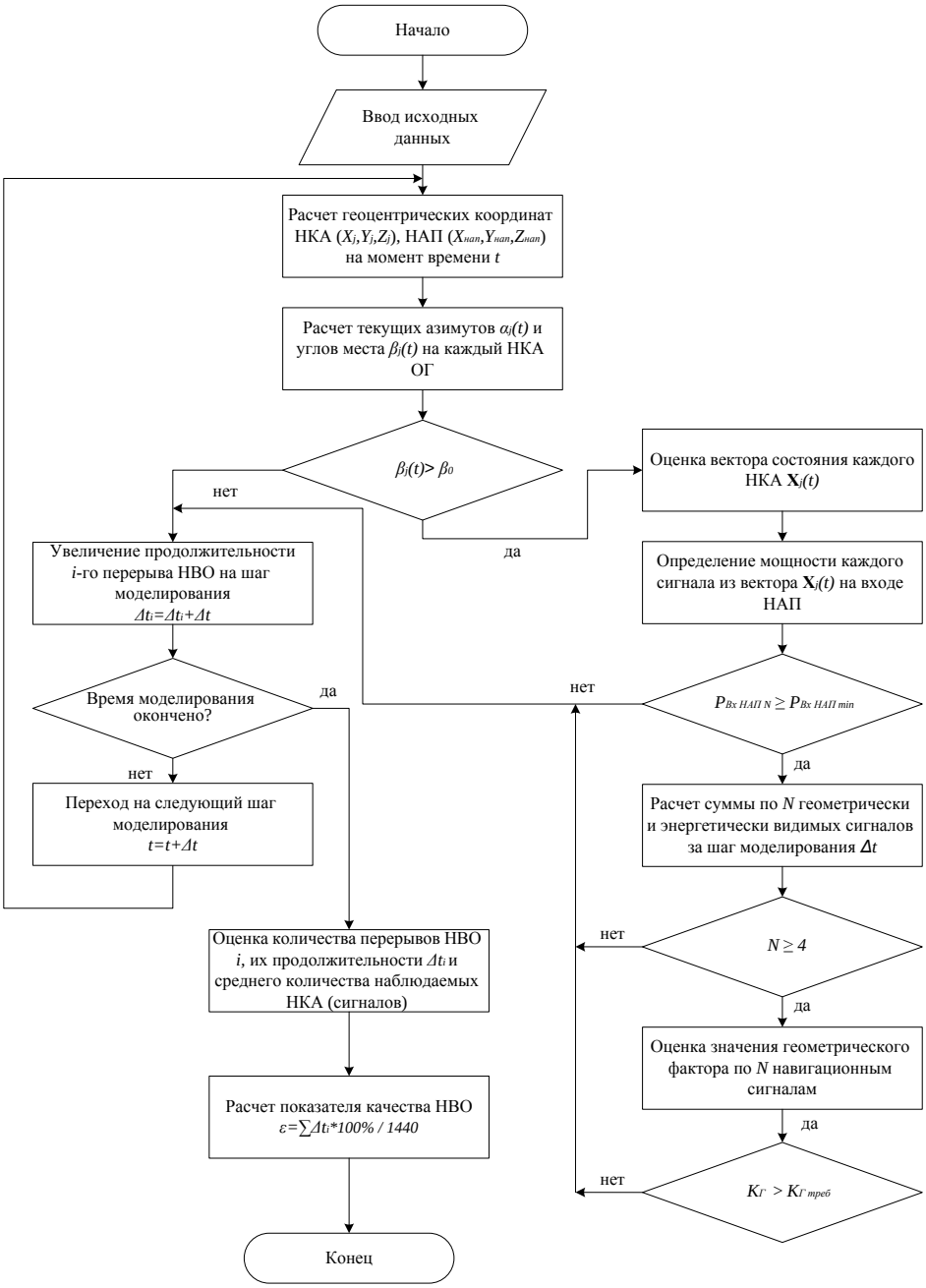


Рис. 1. Блок-схема алгоритма моделирования оценки качества навигационно-временных определений в НАП ГНСС

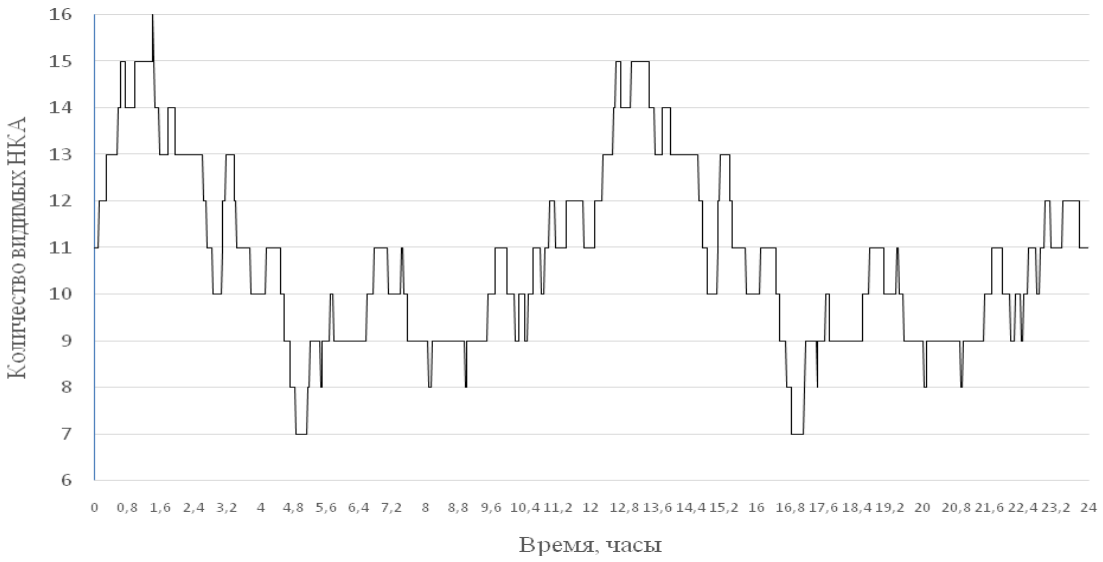


Рис. 2. Зависимость числа видимых НКА *GPS*, излучающих навигационные сигналы *L1CA*, от времени

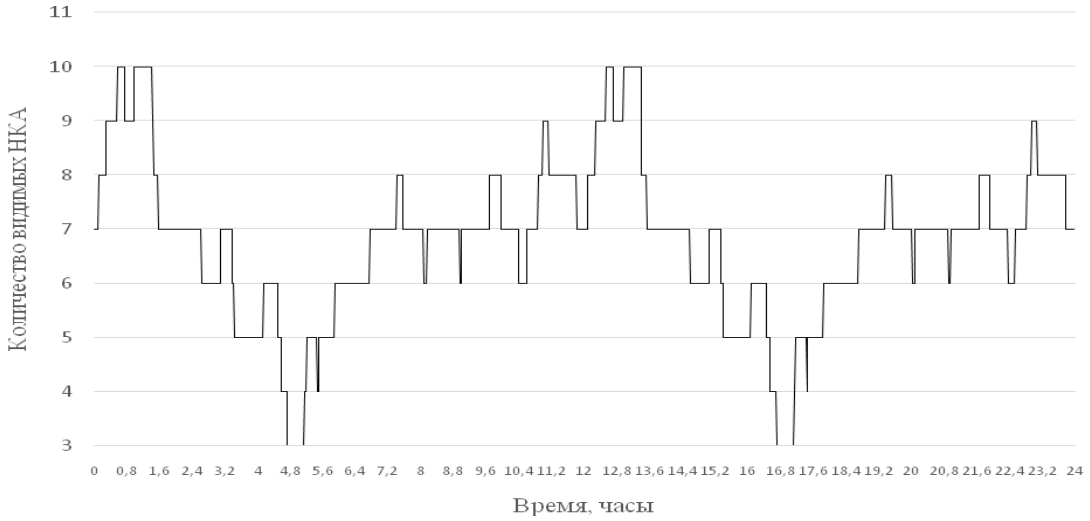


Рис. 3. Зависимость числа видимых НКА *GPS*, излучающих навигационные сигналы *L2C*, от времени

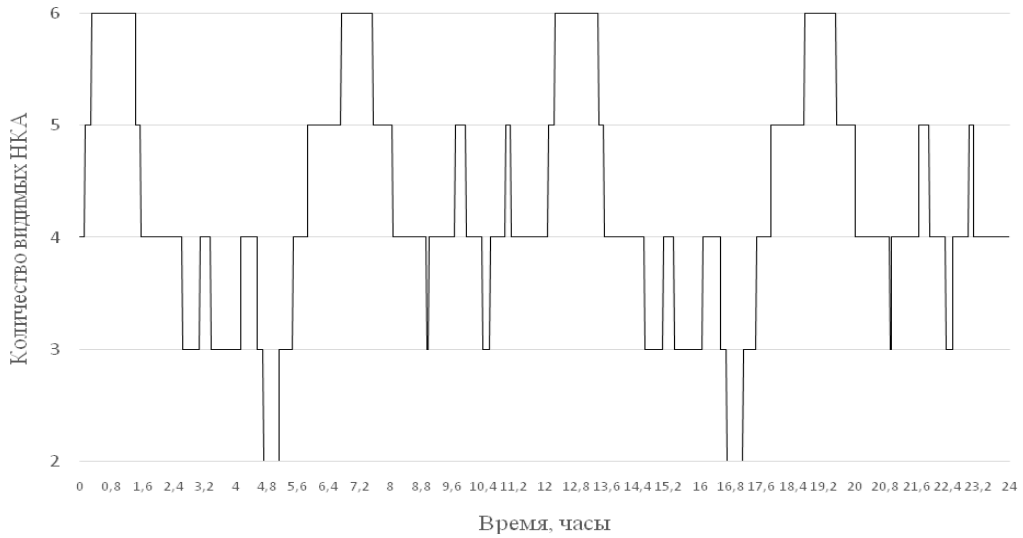


Рис. 4. Зависимость числа видимых НКА *GPS*, излучающих навигационные сигналы *L5FA*, от времени

Разработанная имитационная модель позволяет оценить возможность приема навигационных сигналов в зависимости от географических координат размещения НАП (в первую очередь, от географической широты) и от реального состояния передатчиков НКА, что позволяет определить участки Земли с «худшим» качеством НВО при приеме в НАП различных навигационных сигналов.

В качестве примера на рис. 5 приведена зависимость относительной продолжительности перерывов в НВО при использовании НКА ГНСС GPS, излучающих навигационный сигнал L5FA в течение суток, от географической широты местоположения НАП.

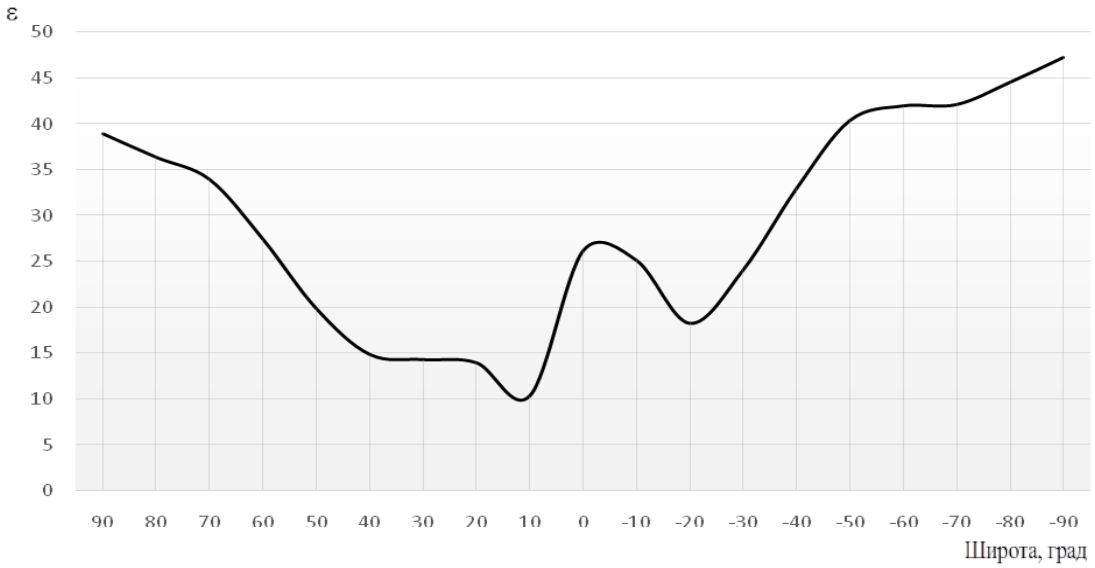


Рис. 5. Зависимость относительной продолжительности перерывов в НВО от географической широты местоположения НАП при приеме навигационного сигнала *L5* в течение суток

Из рис. 5 видно, что наименьшая относительная продолжительность перерывов в НВО при использовании НКА ГНСС *GPS*, излучающих навигационный сигнал *L5FA*, наблюдается при размещении НАП в средних широтах северного полушария (от 10 град. с.ш. до 40 град. с.ш.), относительная продолжительность перерывов достигает значения больше 30% при размещении НАП севернее 65 град. с.ш. и южнее 40 град. ю.ш. и продолжает увеличиваться по мере приближения к полюсам Земли.

Заключение

Разработанная имитационная модель позволяет решать задачи по определению возможности приема различных навигационных сигналов существующих и перспективных ГНСС в заданных точках (зонах) земной поверхности и околоземного пространства на основании информации альманахов ОГ НКА по реальным эфемеридам. В представленной модели, в отличие от ранее разработанных, учитываются векторы состояния навигационных сигналов, позволяющие отслеживать «видимые» из них в реальном масштабе времени. Применение указанной модели позволит проводить оценку качества навигационно-временного обеспечения по показателю ε, планировать мероприятия по устранению негативных обстоятельств, вызванных перерывами в НВО, и эффективнее планировать применение средств спутниковой радионавигации.

Литература

1. *Ярлыков М.С., Кудинов А.Т.* Повышение качества функционирования аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных систем за счёт информационной избыточности // Радиотехника. 1998. № 2. С. 3–11.

2. *Демьянов В.В., Комогорцев М.Г., Марюхненко В.С.* Оценка качества навигационных определений при решении прикладных задач // Современные технологии. Системный анализ. Моделирование. 2007. № 13. С. 115–119.

3. *Иванов Н.М., Лысенко Н.Л.* Баллистика и навигация космических аппаратов. М.: Дрофа, 2004. 544 с.

4. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.

5. *Коханов Р.П., Неровный В.В., Коровин А.В.* Подход к определению числа видимых навигационных спутников с учётом угла отклонения вертикали (редукции) в точке наблюдения / НПФ «Саквоее» // Сборник трудов XIII международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», 2007 г. Т. 3. С. 1918–1922.

6. NORAD Two-Line Element Sets Current Data. [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://celestrak.com/NORAD/elements/gps-ops.txt (дата обращения 22.02.2018 г.).

7. Прикладной потребительский центр и система информационного обеспечения [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://ppcmnic.ru/ (дата обращения 22.02.2018 г.).

8. Информационно-аналитический центр контроля ГЛОНАСС и GPS [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.glonass-iac.ru (дата обращения: 22.02.2018 г.).

Статья поступила в редакцию 7 февраля 2019 года

УДК 535.338.334

АНАЛИТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЛАЗЕРНОГО СИГНАЛА, ПРОШЕДШЕГО ВТОРИЧНУЮ МОДУЛЯЦИЮ НЕСУЩИМИ ВИНТАМИ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

© Авторы, 2019

А.А. Козирацкий, магистрант, АО Концерн «Созвездие», e-mail: akoziratskiy@gmail.com
Р.Г. Хильченко, кандидат военных наук, преподаватель, ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)
С.В. Ионов, доктор военных наук, заместитель ген. директора АО «НИИССУ»

Разработана аналитическая модель процесса вторичной модуляции зондирующего лазерного излучения несущими винтами беспилотного летательного аппарата. Получено аналитическое выражение, описывающее состав отраженного оптического сигнала, представленного в виде электромагнитного поля с параметрами, учитывающими скорость вращения винтов, их количество и ракурс облучения.

Ключевые слова: *беспилотный летательный аппарат, лазерное излучение, вращающаяся лопасть, элементарная пластина.*

AN ANALITCAL MODEL OF LASER SIGNAL HAVING PASSED THE SECONDARY MODULATION OF UNMANNED FLYING VEHICLE ROTORS

© Authors, 2019

A.A. Koziratsky, master's degree student, JSC «Concern «Sozvezdie», e-mail: akoziratskiy@gmail.com
R.G. Khilchenko, Ph.D. in Military Sciences, lecturer, Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh)
S.V. Ionov, D.Sc. in Military Sciences, Deputy General Director, JSC «NIISS»

An analytical process model for the secondary modulation of sounding laser emission by the main rotors of unmanned flying vehicle is developed. An analytical expression describing the composition of reflected optical signal presented in the form of electromagnetic field with the parameters describing the rotor speed, their quantity and illumination direction is obtained.

Keywords: *unmanned flying vehicle, laser emission, rotating blade, elementary plate.*

В настоящее время вопросам идентификации и селекции воздушных целей на сложном сигнальном фоне уделяется повышенное внимание и посвящено множество научных трудов [1–8]. Исследования этих вопросов ведутся по нескольким направлениям, в том числе определение новых устойчивых демаскирующих признаков функционирования воздушных целей в различных диапазонах длин волн средств разведки. В качестве таких признаков функционирования беспилотных летательных аппаратов (БЛА) вертолетного типа авторами предложено использовать спектральные характеристики отраженного от вращающихся элементов конструкции цели зондирующего лазерного излучения. Обоснование использования указанного признака и применения лазерной локационной станции как средства разведки приведено в [9] посредством проведенного эксперимента. Однако возникает задача аналитического представления оптического сигнала, содержащего спектральные характеристики вращающихся винтов БЛА.

Целью работы является разработка аналитической модели отраженного от вращающихся винтов вертолетного БЛА зондирующего лазерного излучения, позволяющей описать результаты экспериментального обоснования демаскирующего признака вращающихся элементов конструкции воздушных целей в оптическом диапазоне длин волн.

Для достижения поставленной цели представим лопасть винта БЛА в виде совокупности элементарных площадок и рассмотрим одну из них ds, отстоящую от оси вращения на расстоянии ρ (рис. 1).

ISSN 1995-7009

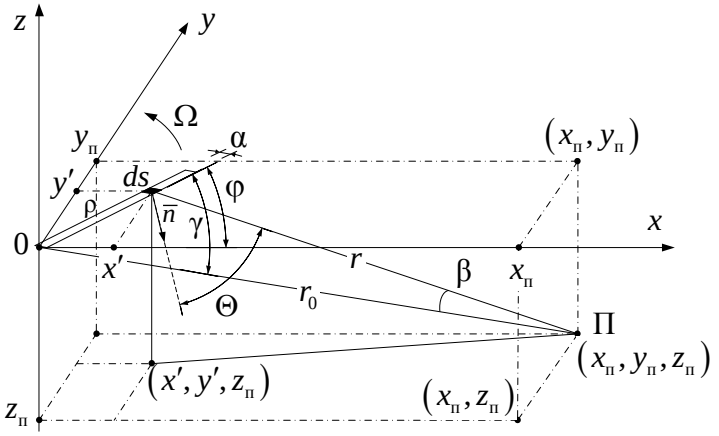


Рис. 1. Геометрия задачи моделирования вторичной модуляции зондирующего лазерного излучения несущими винтами БЛА

Будем считать, что плоскость вращения винта совпадает с плоскостью $X0Y$, а рассматриваемая площадка имеет координаты $x' = \rho \cdot \cos\varphi$, $y' = \rho \cdot \sin\varphi$; $\varphi(t) = \Omega \cdot t$ – угол поворота лопасти в момент t ее локации, а Ω – частота вращения лопасти.

При нахождении приемника оптического излучения (ПОИ) в точке П с координатами $(x_п, y_п, z_п)$ расстояние от него до элементарной площадки лопасти, согласно рис. 1, определим из выражения

$$r^2 = (x' - x_п)^2 + (y' - y_п)^2 + {z_п}^2. \qquad (1)$$

Как функция времени t и расстояния ρ дальность r может быть определена одним из способов:

$$r^2(t,\rho) = (\rho \cdot \cos\Omega \cdot t - x_п)^2 + $$

$$+ (\rho \cdot \sin\Omega \cdot t - y_п)^2 + {z_п}^2; \qquad (2)$$

$$r^2(t,\rho) = r_0^2(t) + \rho^2 - 2r_0(t) \cdot \rho \cdot \cos\gamma, \qquad (3)$$

где $r_0^2(t)$ – расстояние от точки П до оси вращения лопасти; γ – угол между осью лопасти и направлением на приемник из центра оси вращения винта (точка 0 на рис. 1).

Исходя из определения угла между двумя прямыми, угол γ будет определяться выражением

$$\cos\gamma = \frac{x_п \cdot \rho\cos\Omega t + y_п \cdot \rho\sin\Omega t}{r_0(t) \cdot \rho} =$$

$$= \frac{x_п \cdot \cos\Omega t + y_п \cdot \sin\Omega t}{r_0(t)}. \qquad (4)$$

С учетом (4) выражение (3) примет следующий вид:

$$r^2(t,\rho) = r_0^2(t) + \rho^2 -$$

$$-2\rho(x_п \cdot \cos\Omega t + y_п \cdot \sin\Omega t). \qquad (5)$$

Получается, что при фиксированном значении ρ и постоянной величине r_0 расстояние $r(t,\rho)$ между элементарной площадкой ds лопасти винта БЛА и координатами нахождения ПОИ, согласно выражению (5), будет изменяться во времени по синусоидальному закону, что подтверждает поясняющий рисунок и построенная при заданных исходных данных зависимость (рис. 2).

Введем в рассмотрение величину освещенности элементарной площадки

$$dE = \frac{I_0}{r^2(t)} \cdot T_a, \qquad (6)$$

где I_0 – интенсивность излучения [Вт/ср]; T_a – коэффициент ослабления излучения в атмосфере при распространении от точки зондирования до элементарной площадки.

Мощность сигнала, отраженного от элементарной площадки и воздействующего на приемник оптического излучения, определяется равенством

$$dP_{отр}(r,t) = \frac{dE\, k_{отр}\, \sigma_{ds}}{\pi r^2(t)} \cdot T_a T_o ds_п, \qquad (7)$$

где $k_{отр}$ – коэффициент отражения плоскости винта; $ds_п = dy_п dz_п$ – площадь элементарной площадки на формирующей оптике приемника;

T_o – коэффициент ослабления излучения на формирующей оптике ПОИ; σ_{ds} – ЭПР элементарной площадки, которая также является функцией времени и величины ρ.

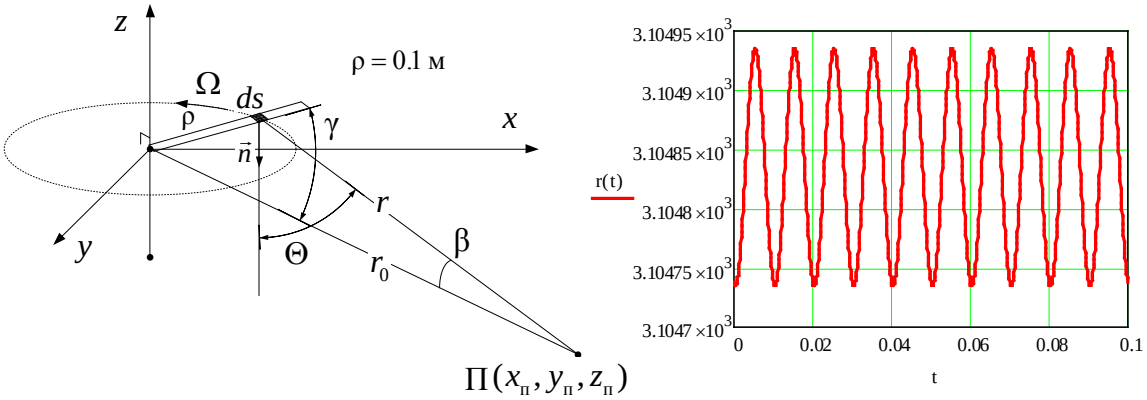


Рис. 2. В пояснение определения дальности $r(t,\rho)$ при фиксированном значении величины ρ и исходных данных $\Omega = 6000$ об/мин; $x_{\Pi} = 3000$ м; $y_{\Pi} = 800$ м; $z_{\Pi} = 0$; $r_0 = \sqrt{x_{\Pi}^2 + y_{\Pi}^2}$

С учетом (6) отраженный от элементарной площадки сигнал, воспринимаемый всей апертурой формирующей оптики приемника, будет иметь вид

$$dP_{\text{отр}}(r,t) = \iint\limits_{S_{\text{опт}}} \frac{I_0\, k_{\text{отр}}\, \sigma_{\text{ds}}}{\pi r^4(t)} \cdot T_a^2 T_{\text{o}}\, dy_{\text{п}} dz_{\text{п}} \approx \frac{I_0\, S_{\text{o}}\, k_{\text{отр}}\, \sigma_{\text{ds}}}{\pi r^4(t)} \cdot T_a^2 T_{\text{o}}, \quad (8)$$

где S_{o} – площадь апертуры формирующей оптики ПОИ.

Физический смысл выражения (8) заключается в мощности отраженного лазерного излучения от элементарной площадки ds лопасти винта БЛА, принимаемой поверхностью S_{o} из фоточувствительных элементов ПОИ, находящегося на дальности r, с учетом коэффициентов отражения плоскости винта и ослабления излучения на трассах «излучатель – цель – приемник».

Эффективная поверхность рассеяния элементарной площадки вносит основной вклад в амплитудную составляющую сигнала (8). При этом переотражение зондирующего лазерного излучения, согласно [2], может быть описано двумя законами: "Cos" и "Sin$(x)/x$".

Рассмотрим первый случай, когда переотраженное от элементарной площадки зондирующее излучение ЛЛС подчинено закону

$$\sigma_{ds1} = \cos\Theta \cdot ds, \quad (9)$$

где Θ – угол между направлением на приемник и нормалью к элементарной площадке; $ds = a \cdot d\rho$ (рис. 1). Из треугольника, образованного точками с координатами (x', y'), $(x', y', z_{\text{п}})$ и $(x_{\text{п}}, y_{\text{п}}, z_{\text{п}})$, найдем значение величины $\cos\Theta$, входящей в выражение (9):

$$\cos\Theta = \frac{|z_{\text{п}}|}{\sqrt{(x_{\text{п}} - \rho\cdot\cos\Omega\cdot t)^2 + (y_{\text{п}} - \rho\cdot\sin\Omega\cdot t)^2 + z_{\text{п}}^2}}. \quad (10)$$

Тогда на основании (2), (9) и (10) выражение для мощности отраженного лазерного излучения от поверхности лопасти винта БЛА $\rho = 0...L_{\text{в}}$ будет иметь вид

$$P_{\text{отр1}}(r,t) = \int_0^{L_{\text{в}}} \frac{I_0\, S_{\text{o}}\, k_{\text{отр}}\, a\, |z_{\text{п}}|}{\left[(x_{\text{п}} - \rho\cdot\cos\Omega\cdot t)^2 + (y_{\text{п}} - \rho\cdot\sin\Omega\cdot t)^2 + z_{\text{п}}^2\right]^{5/2}} \cdot T_a^2 T_{\text{o}}\, d\rho. \quad (11)$$

С учетом изложенного отраженный от вращающегося винта БЛА оптический сигнал можно представить в виде «поля» (ЭМП), представленного выражением

$$U_1(r,t)=\varepsilon\sqrt{P_{\text{отр1}}(r,t)}\exp\left\{-j\left(\omega_0-2k\int_0^{L_\text{в}}\frac{dr(t,\rho)}{dt}d\rho+2kV_r\right)\cdot t\right\}, \quad (12)$$

где $\frac{dr(t,\rho)}{dt}=-\rho\Omega\frac{x_\text{п}\sin\Omega\cdot t+y_\text{п}\cos\Omega\cdot t-\rho\sin 2\Omega t}{\sqrt{\left(x_\text{п}-\rho\cdot\cos\Omega\cdot t\right)^2+\left(y_\text{п}-\rho\cdot\sin\Omega\cdot t\right)^2+z_\text{п}^{\,2}}}$.

При этом величина $\varepsilon\sqrt{P_{\text{отр1}}(r,t)}$ представляет собой амплитудную характеристику поля сигнала, а величина $2k\int_0^{L_\text{в}}\left[dr(t,\rho)/dt\right]d\rho$ – значение доплеровского сдвига несущей частоты ω_0, получаемого в результате вращения лопасти длиной $\rho=0...L_\text{в}$; $2kV_r$ – доплеровский сдвиг, обусловленный изменением радиальной дальности в результате перемещения БЛА; $k=2\pi/\lambda$ – волновое число; λ – длина волны зондирующего сигнала.

Выражение (12) является математической моделью волнового представления отраженного от лопасти вертолетного БЛА оптического сигнала.

Рассмотрим второй случай, когда элементарную площадку ds рассматривают как плоскую отражающую поверхность с переотражением зондирующего излучения ЛЛС по закону "$Sin(x)/x$". ЭПР этой поверхности определим из выражения [2]

$$\sigma_{ds2}=\frac{4\pi}{\lambda^2}a^2b^2\cos^2\Theta\left|\frac{\sin\left(2\pi/\lambda\cdot b\sin\Theta\right)}{2\pi/\lambda\cdot b\sin\Theta}\right|^2, \quad (13)$$

где a, b – длина и ширина поверхности; λ – длина волны зондирующего излучения.

Таким образом, выражения (9) и (13) представляют собой две модели рассеяния излучения при отражении зондирующего сигнала от площадки.

Исходя из того, что расстояние между точкой наблюдения и элементарной площадкой во много раз превышает расстояние, на которое отстоит рассматриваемая площадка от оси вращения винта $(r\gg\rho)$, то угол Θ между нормалью площадки и направлением на приемник (рис. 1) в выражении (13) будет являться функцией времени и будет изменяться по закону

$$\Theta(t)=\Theta_0(1+\cos\Omega t), \quad (14)$$

где Θ_0 – значение угла Θ в начальный момент времени t_0.

Тогда эффективная поверхность рассеяния элементарной площадки лопасти винта БЛА, величина которой зависит от значений ρ, Θ_0 и Ωt, будет определяться выражением

$$\tilde{\sigma}_{\text{ds2}}(\rho,\Theta_0,\Omega t)=\frac{8\pi a^2\rho}{\lambda^2}\cos^2\left\{\Theta_0(1+\cos\Omega t)\right\}\times\left[\left|\frac{\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}\rho\sin\left\{\Theta_0(1+\cos\Omega t)\right\}\right)}{\frac{2\pi}{\lambda}\rho\sin\left\{\Theta_0(1+\cos\Omega t)\right\}}\right|^2+\right.$$

$$\left.+\left(\frac{\lambda a^2\rho}{2\pi\sin\left\{\Theta_0(1+\cos\Omega t)\right\}}\times\left|\frac{\sin\left(\frac{4\pi}{\lambda}\rho\sin\left\{\Theta_0(1+\cos\Omega t)\right\}\right)}{\left(\frac{4\pi}{\lambda}\rho\sin\left\{\Theta_0(1+\cos\Omega t)\right\}\right)}\right|+\left|\frac{\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}\rho\sin\left\{\Theta_0(1+\cos\Omega t)\right\}\right)}{\frac{2\pi}{\lambda}\rho\sin\left\{\Theta_0(1+\cos\Omega t)\right\}}\right|\right)\right]. \quad (15)$$

Проинтегрировав выражение (15) по $\rho=0...L_\text{в}$, получим ЭПР половины одной лопасти винта БЛА:

$$\sigma_2(\Theta_0,\Omega t)=\int_0^{L_\text{в}}\tilde{\sigma}_2(\rho,\Theta_0,\Omega t)d\rho. \quad (16)$$

Другая половина будет иметь такое же значение, смещенное на величину π, так что суммарную ЭПР двух лопастей одного винта БЛА определим как

$$\sigma_2^{\Sigma}(\Theta_0,\Omega t)=\sigma_2(\Theta_0,\Omega t)+\sigma_2(\Theta_0,\Omega t+\pi). \quad (17)$$

Тогда на основании (8) и (17) выражение для мощности отраженного лазерного излучения от поверхности винта БЛА будет иметь вид

$$P_{\text{отр}\,2}(r,t) = \frac{I_0 S_o k_{\text{отр}} \left[\sigma_2(\Theta_0,\Omega t) + \sigma_2(\Theta_0,\Omega t+\pi)\right]}{\pi r^4} T_a^2 T_o. \quad (18)$$

Конечным выражением математической модели волнового представления отраженного от лопасти вертолетного БЛА оптического сигнала будет являться

$$U_2(r,t) = \varepsilon\sqrt{P_{\text{отр}\,2}(r,t)}\exp\left\{-j\left(\omega_0 - 2k\int_0^{L_в}\frac{dr(t,\rho)}{dt}d\rho + 2kV_r\right)\cdot t\right\}. \quad (19)$$

Учесть количество винтов одного БЛА можно, воспользовавшись выражением для группового переизлучателя из n одинаковых отражателей [3]:

$$\sigma_n^{\Sigma}(\Theta_0,\Omega t) = \sum_{i=1}^{n}\sigma_i + 2\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=i+1}^{n}\sqrt{\sigma_i\sigma_j}\cos\varphi_{ij}\,, \quad (20)$$

где φ_{ij} – угол между направлениями на i-й и j-й винт БЛА.

Таким образом, разработана аналитическая модель отраженного от вращающихся винтов вертолетного БЛА зондирующего лазерного излучения. Представленный в виде электромагнитного поля оптический сигнал содержит доплеровский сдвиг частоты, образованный вращением несущих винтов БЛА при облучении его лазерным локатором. Модель соответствует результатам экспериментального обоснования демаскирующего признака вращающихся элементов конструкции воздушных целей в оптическом диапазоне длин волн.

Литература

1. *Горелик А.Л., Скрипкин В.А.* Методы распознавания. М.: Высшая школа, 1984. 208 с.

2. *Ширман Я.Д.* Теоретические основы радиолокации. Учебное пособие для вузов. М.: Советское радио, 1970. 560 с.

3. *Ширман Я.Д., Горшков С.А., Лещенко С.П., Братченко Г.Д., Орленко В.М.* Методы радиолокационного распознавания и их моделирование // Зарубежная радиоэлектроника. 1996. №11. С. 3–63.

4. *Иванцов А.В., Козирацкий А.Ю., Козирацкий Ю.Л.* Оценочно-компенсационный алгоритм различения кратковременно существующих изображений приемниками, работающими в режиме счета фотоэлектронов // Радиотехника. 2004. № 5. С. 100–105.

5. *Козирацкий Ю.Л., Алабовский А.В.* Особенности различения оптических сигналов, подчиняющихся пуассоновской статистике // Радиотехника. 1989. № 1. С. 64–68.

6. *Богданович В.А., Вострецов А.Г.* Теория устойчивого обнаружения, различения и оценивания сигналов. М.: Физматлит, 2004. 320 с.

7. *Понькин В.А.* Оптическая заметность летательных аппаратов. Воронеж: Научная книга, 2015. 553 с.

8. *Алгазинов Э.К., Козирацкий Ю.Л., Хильченко Р.Г., Мамаджанян Е.А.* Математическая модель, обеспечивающая обоснование числа посылок лазерной локационной станции в элемент сектора поиска при распознавании типа беспилотного летательного аппарата по его эффективной поверхности рассеяния // Материалы XVIII международной научно-методической конференции «Информатика: проблемы, методология, технологии» (8–9 февраля 2018 года). Воронеж: ВГУ, 2018. Т. 4. С. 8–13.

9. *Козирацкий Ю.Л., Алабовский А.В., Прохоров Д.В., Курьянов И.Ю., Мамаджанян Е.А.* Обоснование метода идентификации и селекции воздушного объекта на основе получения и анализа спектральных признаков при вторичной модуляции. М.: Радиотехника, 2017. № 9. С. 68–72.

Статья поступила в редакцию 8 февраля 2019 года

УДК 001.891.57; 623.4.01

МОДЕЛЬ ПРОЦЕССА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ЦЕНТРА КРАТКОВРЕМЕННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ НА ПОВЕРХНОСТИ МАТРИЧНОГО ПРИЕМНИКА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СГЛАЖИВАЮЩЕЙ ФИЛЬТРАЦИИ

© Авторы, 2019

А.А. Козирацкий, магистрант, ОА «Концерн «Созвездие», e-mail: akoziratskiy@gmail.com
И.Ю. Курьянов, к.т.н., преподаватель, e-mail: igku1@yandex.ru
Д.В. Прохоров, к.т.н., доцент, e-mail: dvp2201@rambler.ru
ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

В интересах защиты вертолета от атакующих объектов разработана модель процесса высокоточного сопровождения цели по составному сигналу в условиях преднамеренных помех, осуществляющая измерение углов рассогласования между направлением на атакующий объект и оптической осью матричного фотоприемника, на основе алгоритма суммарно-разностной обработки сигналов с ошибками, не превышающими $5 \cdot 10^{-5}$ *рад. В целях повышения эффективности функционирования системы высокоточного изображения цели по составному сигналу разработана программа на языке C#, использующая принцип сглаживающей фильтрации на основе применения медианной фильтрации.*

Ключевые слова: *высокоточное сопровождение, алгоритм, медианная фильтрация.*

© Authors, 2019

A PROCESS MODEL OF DEFINING THE ENERGY CENTER OF A SHORT-TIME IMAGE ON THE SURFACE OF MATRIX RECEIVER USING ROLL-OFF FILTERING

A.A. Koziratsky, master's degree student, JSC «Concern «Sozvezdie», e-mail: akoziratskiy@gmail.com
I.Yu. Kuryanov, Ph.D in Engineering Science, lecturer, e-mail: igku1@yandex.ru
D.V. Prokhorov, Ph.D in Engineering Science, Associate Professor, e-mail: dvp2201@rambler.ru
Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh)

A model of high-precision target tracking by a composite signal in conditions of intended interference measuring error angles between the direction to a guided missile and the optical axis of matrix photo receiver based on an algorithm of aggregate differential processing of signals with errors not exceeding $5 \cdot 10^{-5}$ *rad is developed to protect a helicopter from attacking guided missiles. A program in C# using the principle of roll-off filtering based on median filtering is developed to enhance the functional efficiency of high-precision target display system based composite signals.*

Keywords: *high-precision tracking, algorithm, median filtering.*

Рассмотрим задачу высокоточного сопровождения (ВС) атакующего объекта (АО) в полете с использованием бортовой лазерной локационной станции (ЛЛС). При решении поставленной задачи под высокоточным сопровождением будем понимать автоматическое сопровождение цели с ошибками, значение которых не превышает $5 \cdot 10^{-5}$ рад.

В качестве признаков для сопровождения АО используются: ИК-излучение факела маршевого двигателя, образованное объемом струи маршевого двигателя АО, температура которого превышает температуру окружающей среды; ретроотражение формирующими оптиками телевизионных, тепловизионных средств наблюдения и сопровождения, а также оптико-электронными средствами самонаведения АО зенитной системы зондирующего излучения бортовой ЛЛС; эффективная площадь рассеяния корпуса АО и ее перемещения в процессе боевой работы. Оценка координат цели производится с использованием многоэлементных приемников с равномерной и неравномерной координатной чувствительностью и формированием знакопеременных электрических сигналов. Наибольшее распространение получили многоэлементные приемники с равномерной координатной чувствительностью как наиболее простые с точки зрения технологии изготовления и достижения приемлемого разброса параметров фоточувстви-

тельных элементов. При расположении изображения на фоточувствительных элементах матричного фотоприемника можно определить его энергетический центр путем взвешенного суммирования величин сигналов по строкам и столбцам матричного приемника. Если выверен центр приемника, строго соответствующий оси формирующей оптики, а сами элементарные приемники относительно центра разделены прямоугольной системой координат, то величина отклонения энергетического центра изображения относительно центра матричного приемника может рассматриваться как текущие относительные координаты цели, т.е. в данном случае матричный приемник является измерителем угла рассогласования между оптической осью приемника и направлением на цель. Этот метод описан ранее в ряде работ, например в [1, 2].

Основным каналом системы, обеспечивающим высокоточное сопровождение цели, можно считать приемный канал на базе матричного приемника ИК-диапазона длин волн. Особенности построения и принцип функционирования приемного канала системы высокоточного сопровождения, структурная схема которого представлена на рис. 1, более подробно описаны в [3]. Приемная часть системы сопровождения является двухканальной и обеспечивает сопровождение цели по двум составляющим угла рассогласования (углу курса и углу тангажа).

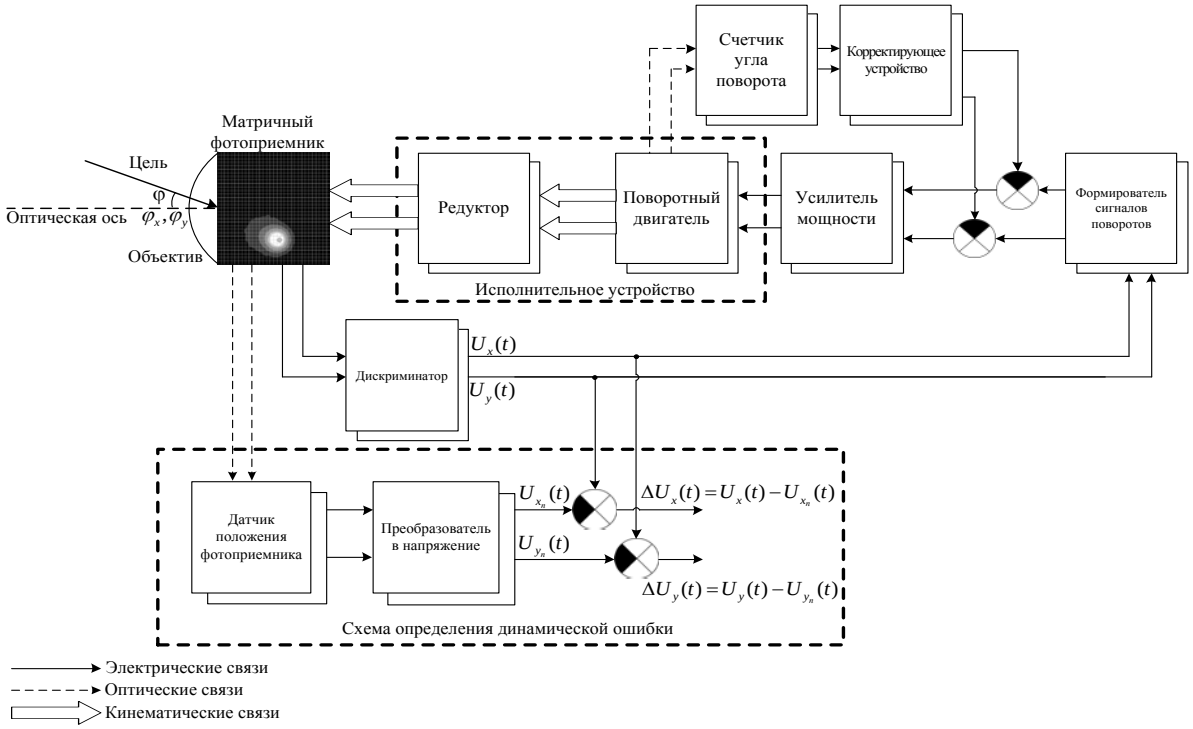


Рис. 1. Структурная схема приемной части системы высокоточного сопровождения цели

Для корректной работы оптико-электронного измерителя важным является выбор и правильное представление изображения, используемого для высокоточного сопровождения. Получаемое изображение рассматривается как трехмерный сигнал ИК-диапазона длин волн в виде аддитивной смеси изображения факела маршевого двигателя, отраженного зондирующего лазерного излучения от формирующей оптики головки самонаведения с позиции АО, отраженного зондирующего лазерного излучения от корпуса АО, а также фонового шума (помех):

$$\xi_{\Sigma\lambda}(x,y,t) = \xi_{\text{ф}\lambda}(x,y,t) + \\ + \xi_{\text{б}\lambda}(x,y,t) + \xi_{\text{отр}\lambda}(x,y,t) + \xi_{n\lambda}(x,y,t), \quad (1)$$

где $\xi_{\lambda}(x,y,t)$ – спектральные плотности энергетической освещенности одного элемента фоточувствительной поверхности матричного фотоприемника с координатами x и y, обусловленные воздействием вышеуказанных излучений.

Спектральная плотность энергетической освещенности одного элемента фоточувствительной поверхности матричного фотоприемни-

ка с координатами x и y, обусловленная отраженным зондирующим лазерным излучением от формирующей оптики ГСН АО, может быть представлена в виде следующего выражения:

$$\xi_{\text{бл}}(x,y,t)=\frac{P_{\text{иλ}}(t)k_{\text{отрλ}}A_{\text{ц}}}{\omega_{\text{и}}\omega_{\text{ц}}L^4}\cdot\tau^2_{\text{аλ}}(L), \qquad (2)$$

где $P_{\text{иλ}}$ – спектральная плотность мощности излучения передающего лазерного средства; $k_{\text{отрλ}}$ – спектральный коэффициент отражения цели; $A_{\text{ц}}$ – площадь цели; $\omega_{\text{и}}$ – телесный угол расходимости зондирующего излучения; $\omega_{\text{ц}}$ – телесный угол расходимости отраженного от цели излучения; L – дальность до цели; $\tau_{\text{аλ}}(L)$ – спектральный коэффициент пропускания участка атмосферы длиной L. Использование матричного приемника в качестве измерителя величины рассогласования энергетического центра изображения цели и геометрического центра матричного приемника возможно в процедурах, соответствующих алгоритму оценки положения энергетического центра относительно геометрического центра матричного приемника и суммарно-разностному алгоритму обработки изображений.

Вариант изображения АО на фоточувствительной поверхности представлен на рис. 2.

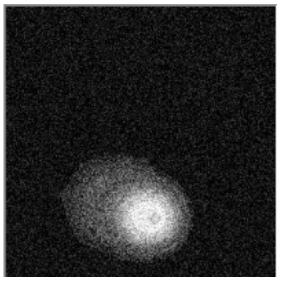


Рис. 2. Вариант изображения АО на фоточувствительной поверхности матричного фотоприемника

Как показал анализ работ [4, 5], в основу перспективных средств сопровождения кладется суммарно-разностный принцип обработки изображений при сопровождении движущейся цели. Обобщенная структурная схема, отображающая предлагаемый способ высокоточного сопровождения на основе суммарно-разностной обработки сигналов с квадрантов матричного фотоприемника, представлена на рис. 3.

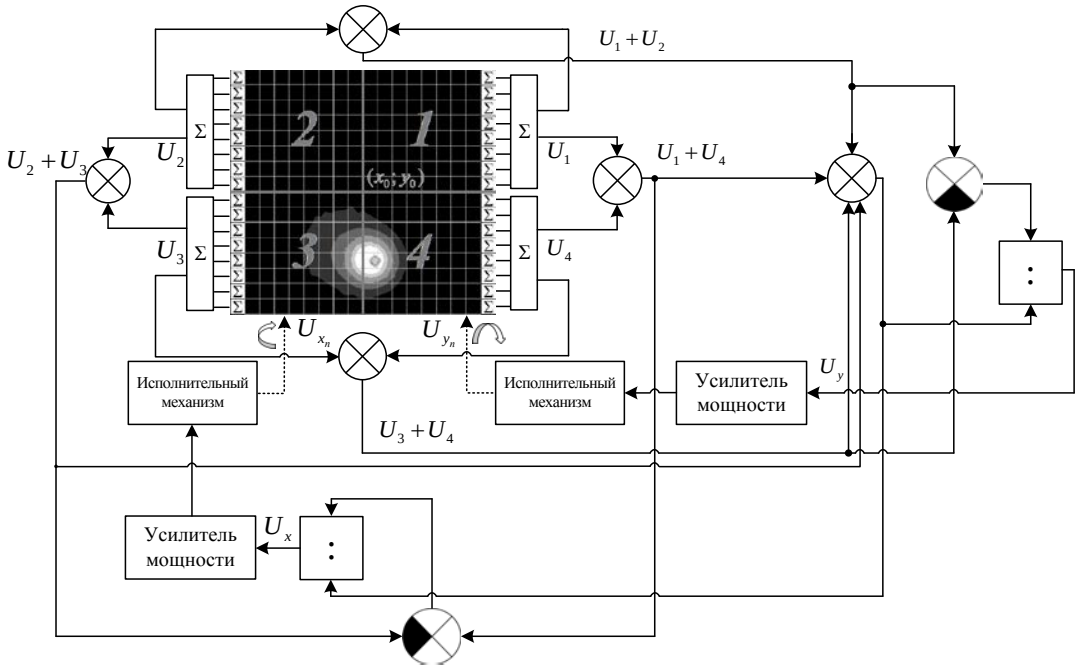


Рис. 3. Обобщенная структурная схема, отображающая предлагаемый способ высокоточного сопровождения на основе суммарно-разностной обработки сигналов с квадрантов МФП

Полученное изображение на фоточувствительной поверхности матричного фотоприемника искажается действием помех. В качестве таких помех может выступать аддитивный гауссовский шум, импульсные или мультипликативные помехи. Ослабление действия помех

достигается фильтрацией. При фильтрации яркость (сигнал) каждой точки исходного изображения, искаженного помехой, заменяется некоторым другим значением яркости, которое признается в наименьшей степени искаженным помехой. Изображение представляет собой двумерную функцию пространственных координат, которая изменяется по этим координатам медленнее (иногда значительно медленнее), чем помеха, также являющаяся двумерной функцией. Это позволяет при оценке полезного сигнала в каждой точке кадра принять во внимание некоторое множество соседних точек, воспользовавшись определенной похожестью сигнала в этих точках. В других случаях, наоборот, признаком полезного сигнала являются резкие перепады яркости. Однако, как правило, частота этих перепадов относительно невелика, так что на значительных промежутках между ними сигнал либо постоянен, либо изменяется медленно. И в этом случае свойства сигнала проявляются не только при наблюдении его в локальной точке, но и при анализе ее окрестности.

Одним из эффективных способов фильтрации изображений является применение медианной фильтрации. Наиболее полное исследование медианной фильтрации применительно к обработке изображений представлено в [6]. Отметим, что медианная фильтрация представляет собой эвристический метод обработки, ее алгоритм не является математическим решением строго сформулированной задачи. Поэтому исследователи уделяют большое внимание анализу эффективности обработки изображений на ее основе и сопоставлению ее с другими методами. При применении медианного фильтра (МФ) происходит последовательная обработка каждой точки кадра, в результате чего образуется последовательность оценок. В идейном отношении обработка в различных точках независима (этим МФ похож на масочный фильтр), но для ее ускорения целесообразно алгоритмически на каждом шаге использовать ранее выполненные вычисления. При медианной фильтрации используется двумерное окно (апертура фильтра), обычно имеющее центральную симметрию, при этом его центр располагается в текущей точке фильтрации. Отсчеты изображения, оказавшиеся в пределах окна, образуют рабочую выборку текущего шага.

Двумерный характер окна позволяет выполнять, по существу, двумерную фильтрацию, поскольку для образования оценки привлекаются данные как из текущих строки и столбца, так и из соседних. Обозначим рабочую выборку в виде одномерного массива $Y = \{y_1, y_2, ...y_n\}$; число его элементов равняется размеру окна, а их расположение произвольно. Обычно применяют окна с нечетным числом точек n (это автоматически обеспечивается при центральной симметрии апертуры и при вхождении самой центральной точки в ее состав). Если упорядочить последовательность $\{y_i, i = \overline{1,n}\}$ по возрастанию, то ее медианой будет тот элемент выборки, который занимает центральное положение в этой упорядоченной последовательности. Полученное таким образом число и является продуктом фильтрации для текущей точки кадра. Понятно, что результат такой обработки в самом деле не зависит от того, в какой последовательности представлены элементы изображения в рабочей выборке Y. Введем формальное обозначение описанной процедуры в виде

$$x^* = med\left(y_1, y_2, ..., y_n\right). \qquad (3)$$

Из (3) следует, что действие МФ состоит в «игнорировании» экстремальных значений входной выборки – как положительных, так и отрицательных выбросов. Такой принцип подавления помехи может быть применен и для ослабления шума на изображении. Исследование подавления шума при помощи медианной фильтрации показывает, что ее эффективность при решении этой задачи выше, чем у линейной фильтрации [7]. В целях исследования оценки эффективности принципа сглаживающей фильтрации на основе применения МФ разработана программа на языке C# для случая, когда сигнал на входе МФП представляет собой изображение вида рис. 2. В программе реализованы способы искусственного наложения различного рода помех и их фильтрация с помощью принципа медианной фильтрации (рис. 4). На основе принципа суммарно-разностной обработки сигналов осуществлен расчет энергетического центра изображения (рис. 5) и построение гистограмм ошибок смещения энергетического центра изображения в условиях воздействия различного рода помех (рис. 6).

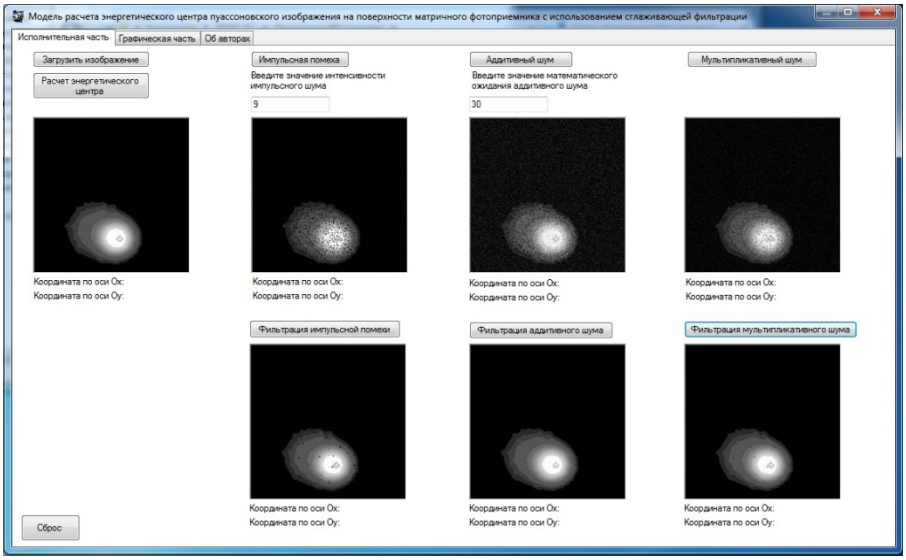


Рис. 4. Внешний вид программы при реализации фильтрации изображения

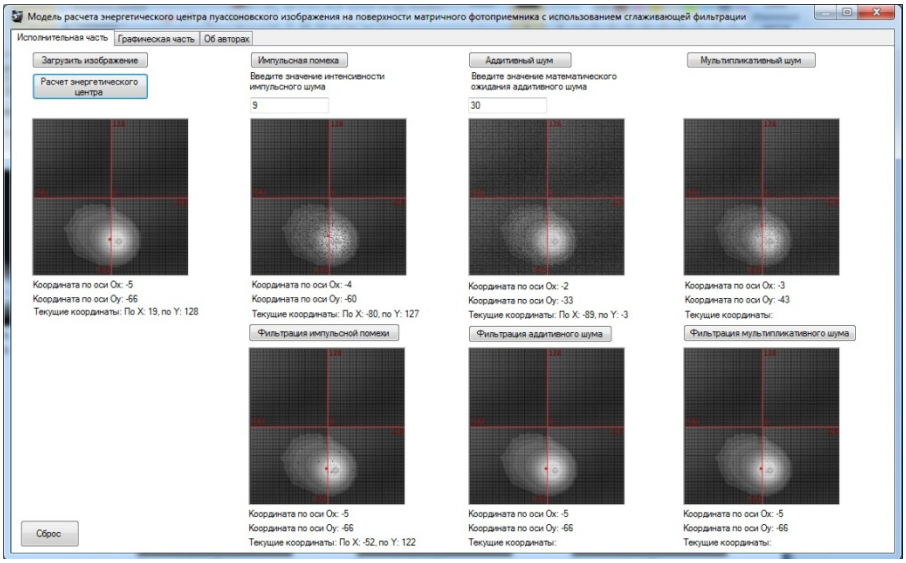


Рис. 5. Внешний вид программы при реализации высокоточного сопровождения с использованием алгоритма суммарно-разностной обработки сигналов

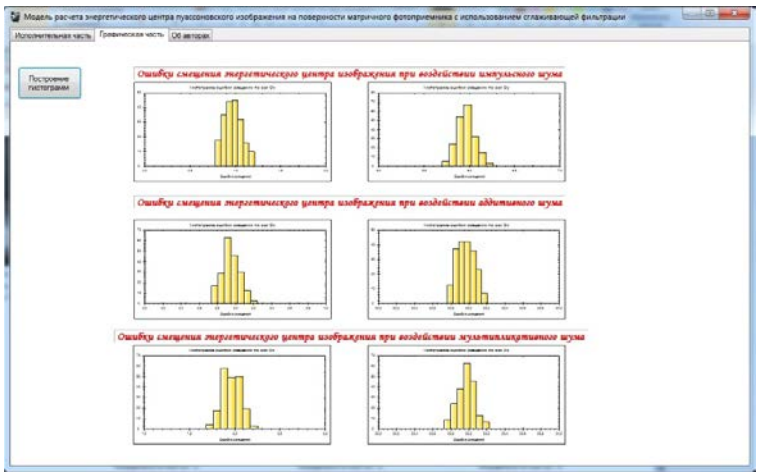


Рис. 6. Внешний вид программы при построении гистограмм ошибок смещения энергетического центра изображения в условиях воздействия различного рода помех

Таким образом, предложена модель процесса высокоточного сопровождения цели по составному сигналу в условиях преднамеренных помех, осуществляющая измерение углов рассогласования между направлением на АО и оптической осью МФП, на основе алгоритма суммарно-разностной обработки сигналов с ошибками, не превышающими $5 \cdot 10^{-5}$ рад. Разработан способ повышения помехоустойчивости предложенной системы на основе принципов сглаживающей фильтрации с использованием принципа медианной фильтрации.

Литература

1. *Козирацкий Ю.Л., Козирацкий А.Ю., Тимохин В.Н.* Оценочно-компенсационный алгоритм выделения кратковременно существующих изображений матричными приемниками // Радиотехника. 2004. № 5. С. 39–42.

2. *Козирацкий Ю.Л., Кусакин О.В., Плеве В.В.* Алгоритмы матричных приемников обнаружения ИК-излучения стартовых и маршевых двигателей ПЗРК в условиях помех (тезисы) // Сборник материалов докладов Всероссийской научно-практической конференции «Современное состояние и перспективы развития систем связи и радиотехнического обеспечения в управлении авиацией», 16–17 мая 2012 г. Т. 1. С. 173–176.

3. *Курьянов И.Ю., Козирацкий Ю.Л., Прохоров Д.В., Шатский Е.Д.* Исследование алгоритма высокоточного сопровождения УР матричным фотоприемником по блику формирующей оптики системы самонаведения // Журнал СФУ. Техника и технологии. Красноярск: СФУ, 2016. С. 401–415.

4. *Курьянов И.Ю., Прохоров Д.В., Плеве В.В.* Основные направления совершенствования комплексов индивидуальной защиты вертолетов / ВУНЦ ВВС «ВВА» // Вестник ВВА. Воронеж, 2014. № 2 (21). С. 40–44.

5. *Козирацкий Ю.Л., Курьянов И.Ю., Прохоров Д.В.* Алгоритм оценки спектральной плотности модулирующей функции отраженного от формирующей оптики головки самонаведения УР зондирующего лазерного излучения / ВУНЦ ВВС «ВВА» // Вестник ВВА. Воронеж, 2014. №1 (20). С. 122–125.

6. *Гонсалес Р., Вудс Р.* Цифровая обработка изображений. Москва: Техносфера, 2005. 435 с.

7. *Прэтт У.К.* Цифровая обработка изображений. Т. 2. Москва: Мир, 1982.

Статья поступила в редакцию 8 февраля 2019 года

УДК 621.396.62: 019.4

ПРЕСЕЛЕКТОРЫ ДИАПАЗОНА 30-1000 МГЦ ДЛЯ SDR И COGNITIVE RADIO

© Авторы, 2019

А.И. Бураков, ведущий инженер-конструктор
П.И. Дрычик, начальник НТУ, e-mail: drychik@sozvezdie.su
А.В. Успенская, конструктор
АО «Концерн «Созвездие»

Описаны частотно-селективные устройства, выполненные на основе широкодиапазонных коммутируемых фильтров и перестраиваемых полосовых варикапных фильтров, предназначенные для использования в приемовозбудительной технике. Приведены основные расчетные формулы, а также достижимые параметры, реализуемые подобными устройствами, выполненными на современной элементной базе.

Ключевые слова: *широкодиапазонные коммутируемые фильтры, перестраиваемый полосовой фильтр, варикап, частотная характеристика затухания, чип-индуктивность.*

A 30-1000 MHZ BAND PRESELECTORS FOR SDR AND COGNITIVE RADIO

© Authors, 2019

A.I. Burakov, Lead Design Engineer
P.I. Drychik, Head of Science and Technology Department, e-mail: drychik@sozvezdie.su
A.V. Uspenskaya, Designer
JSC «Concern «Sozvezdie»

Frequency-selective devices based on wideband switched filters and tunable band-pass variable-capacitor filters intended for use in receiver-exciter units are described. Main design formulas as well as parameters achievable by similar devices implemented on up-to-date hardware components are given.

Keywords: *wideband switched filters, tunable band-pass filters, variable capacitor, attenuation frequency response, chip inductance.*

Входные частотно-селективные устройства (преселекторы) до настоящего времени остаются необходимым звеном приемовозбудительной техники. Даже в современных радиоприемных устройствах (РПУ), в которых благодаря успехам цифровой техники обработку сигналов можно начинать с АЦП и далее вести в цифровом виде (Software Define Radio – SDR), на входе необходимо ставить преселекторы. Последние ограничивают полосу частот подводимых к входу РПУ радиосигналов и при необходимости осуществляют усиление полезного сигнала либо обеспечивают совместную работу радиосредства с собственным или близко расположенными по частоте мешающими передатчиками (Cognitive Radio). Проблема состоит в том, чтобы сделать эти преселекторы максимально простыми, дешевыми и технологически совместимыми с трактом последующей цифровой обработки. Настоящая статья и призвана в какой-то мере решить поставленные задачи.

1. Входные фильтры

В статье рассмотрены преселекторы на основе широкодиапазонных коммутируемых фильтров параллельного типа (ШКФП) с относительной полосой пропускания 15–40% для SDR и узкополосные преселекторы, выполненные на основе перестраиваемых полосовых варикапных фильтров (ППВФ), с полосой пропускания 5% и менее для Cognitive Radio.

Широкодиапазонные коммутируемые входные фильтры (ШКФ) до настоящего времени остаются наиболее сложным, громоздким и нетехнологичным узлом современных приемопередающих устройств. Обычно это полосовые фильтры (ПФ), переключаемые по входу и выходу при помощи реле, герконов или полупроводниковых коммутационных элементов (КЭ). Широкое применение входных устройств (ВУ) в виде набора широкополосных фильтров обусловлено высокой скоростью перестройки, простотой управления, малыми потерями, хорошим согласованием с антенно-фидерным трактом и УВЧ.

Недостатками классической схемы ВУ фильтрового типа (рис. 1) являются:

1) Пониженная частотная избирательность, определяемая только одним ПФ, включенным в тракт сигнала. Все остальные отключенные в это время нерабочие фильтры являются «балластом» и не принимают участия в формировании частотной характеристики затухания (ЧХЗ) входной цепи.

2) Подверженность входных КЭ воздействию группового радиосигнала во всем частотном диапазоне, что в случае применения полупроводниковых (диодных) переключателей приводит к повышению уровня интермодуляционных шумов.

3) Малый уровень затухания в полосах задержания рабочего фильтра на высоких частотах, обусловленный наличием межконтактных емкостей КЭ (запертых диодов). Через эти емкости, включенные последовательно на входе и выходе каждого нерабочего фильтра, проходит паразитный сигнал, снижая избирательность входной цепи РПУ.

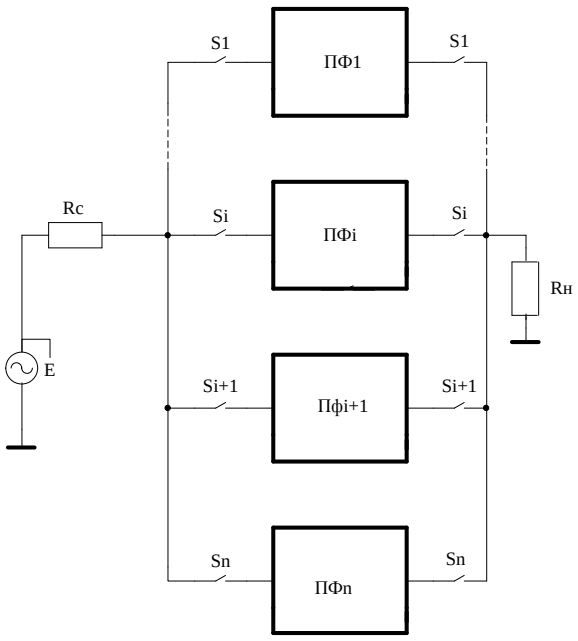


Рис. 1. Схема построения ШКФ

В [1] описана схема построения ШКФ, свободная от указанных недостатков. В данной конфигурации ШКФ (рис. 2) представляет собой набор полосовых L-, C-фильтров Т-типа, соединенных параллельно на входе и выходе (ШКФП). Каждый ПФ разделен на три звена, между которыми включены КЭ, замыкающие точки соединения звеньев фильтра в исходном нерабочем состоянии на общую шину. При этом первое и третье звенья каждого нерабочего фильтра эквивалентны последовательному колебательному контуру, подключенному соответственно параллельно входу и выходу ШКФ.

Эти контуры обеспечивают полюсы затухания рабочего фильтра на средних частотах полос пропускания нерабочих фильтров. Благодаря наличию множества режекторных контуров ЧХЗ рабочего фильтра в полосах задерживания имеет большое число полюсов затухания, равное числу нерабочих фильтров, что значительно повышает прямоугольность ЧХЗ включенного фильтра. Однако предложенный в [2] метод расчета подобных ШКФП достаточно сложен и требует длительной подгонки номиналов фильтров в ходе моделирования и практической отработки схемы. Кроме того, получаемые в процессе расчета индуктивности зачастую должны иметь практически нереализуемые добротности.

В настоящей статье приведен упрощенный метод расчета ШКФП с последующим моделированием в среде Advanced Design Systems 2009. В процессе моделирования закладываются практические добротности катушек индуктивности, в результате чего экспериментальная отработка схемы практически не требуется.

Широкое применение ППВФ обусловлено высокой скоростью перестройки и возможностью реализации очень узкополосных ПФ с относительной полосой пропускания 5% и менее. Недостатками существующих преселекторов на ППВФ [3, 4] являются: 1) несимметричность амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) (существенная разница в величине избирательности на разных скатах характеристики затухания фильтра); 2) сложность коммутации в случае применения в преселекторе набора ППВФ; 3) большие габариты и низкая технологичность селективных устройств при использовании в ППВФ традиционных корпусных катушек индуктивности.

В настоящей статье приведен упрощенный метод расчета ППВФ с симметричной АЧХ с последующим моделированием в среде Advanced Design Systems 2009. Результаты моделирования дают хорошее совпадение параметров ППВФ с практикой.

Новый толчок в развитии преселекторов на ШКФП и ППВФ обеспечили успехи современной микроэлектроники. Чип-индуктивности ведущих фирм производителей имеют достаточ-

ную добротность и позволяют создавать высокотехнологичные и миниатюрные по габаритам преселекторы на ШКФП и ППВФ. Ниже приведены параметры и массогабаритные характеристики нескольких преселекторов на ШКФП и ППВФ диапазона частот 30–520 МГц, а также достижимые параметры, реализуемые подобными устройствами, выполненными на современной элементной базе.

2. Методика расчета 3-х контурных ШКФП

На рис. 2 изображена схема многоканального ШКФП, каждый канал которого содержит 3-х контурный ПФ и один КЭ (диод VD).

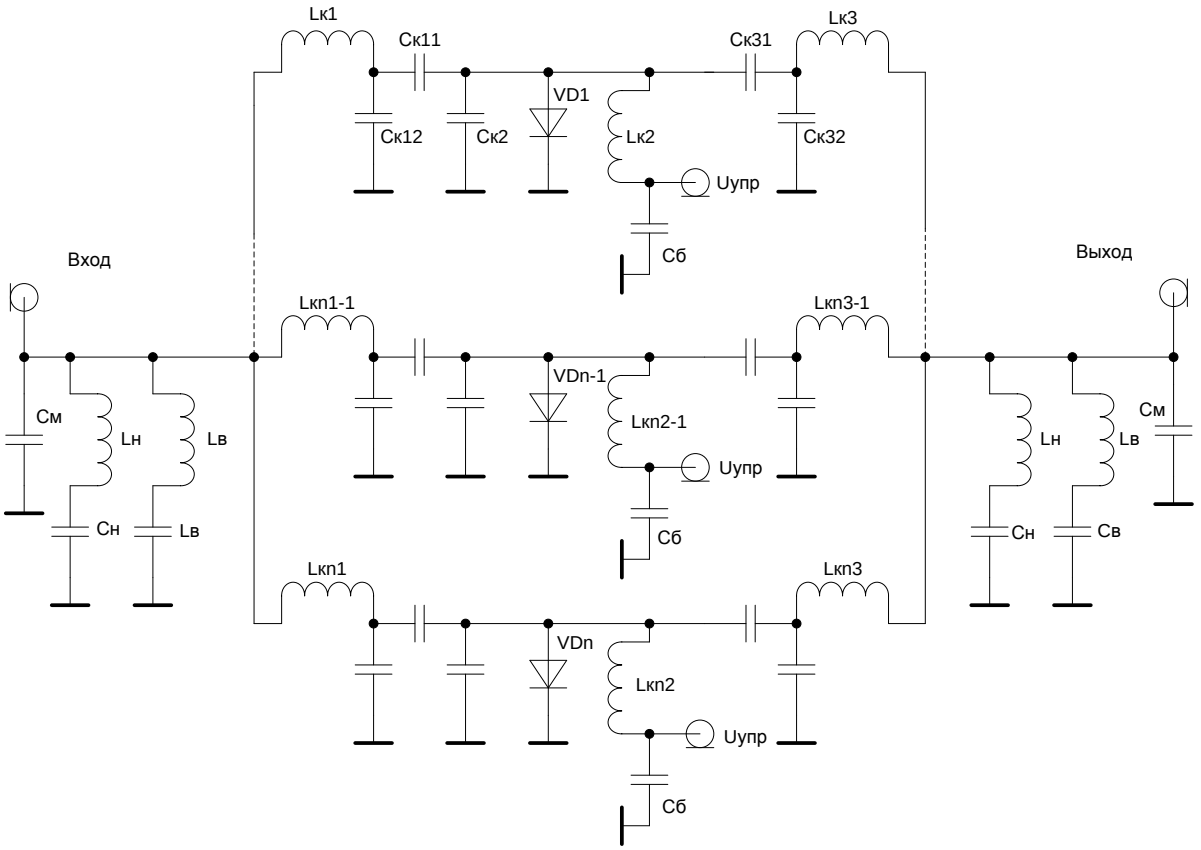


Рис. 2. Схема многоканального ШКФП

Параллельно входу и выходу ШКФП включены корректирующие двухполюсники (КД), каждый из которых содержит два последовательных L-, C-контура и емкость См. Последняя включает в себя емкость шины, соединяющей фильтры, емкость монтажа и при необходимости емкость источника сигнала (нагрузки). Последовательный контур (Lн, Сн), настроенный на частоту, меньшую минимальной рабочей частоты ШКФП, компенсирует влияние емкостных составляющих входных (выходных) импедансов более высокочастотных ПФ на низкочастотные, а последовательный контур (Lв, Св), настроенный на частоту, превышающую максимальную рабочую частоту ШКФП, компенсирует влияние индуктивных составляющих входных (выходных) импедансов более низкочастотных ПФ на высокочастотные.

Управляющее напряжение (Uупр) подается на все отключенные фильтры, шунтируя центральные контур (Lк2, Ск2) на земляную шину. Таким образом, к работающему фильтру по входу и выходу подключается (n–1) последовательных режекторных контуров. На рис. 3 сплошной линией изображена экспериментальная ЧХЗ ШКФП для диапазона частот от 1,5 до 30 МГц в одном из его 8 поддиапазонов. Пунктирной линией на этом же рисунке изображена экспериментальная ЧХЗ этого же ПФ при его отдельном от ШКФП включении. Из рисунка можно определить, что коэффициент прямоугольности ЧХЗ, определяемый как отношение полосы частот по уровню 20 дБ к полосе пропускания по уровню 3 дБ, у ШКФП выше практически в 2 раза.

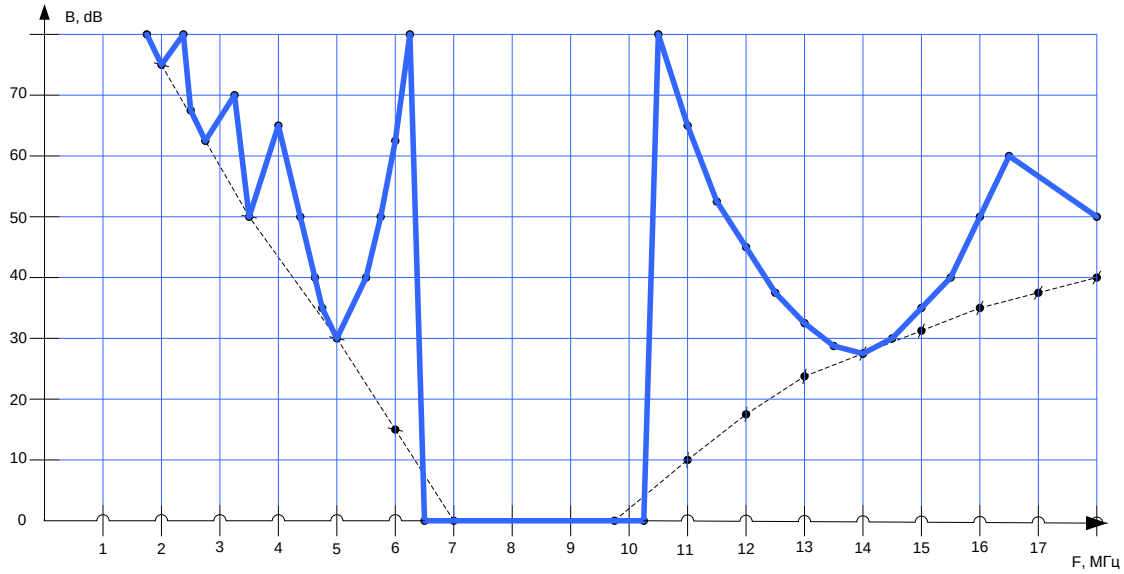


Рис. 3. ЧХЗ трёхконтурного ШКФП

Методика расчета ШКФП по схеме на рис. 2, сводится к следующему:

1. Определяется относительная полоса пропускания фильтров Вр, входящих в ШКФП, при условии, что она одинакова у всех фильтров и что соседние фильтры стыкуются по частоте вплотную с одинаковым коэффициентом перекрытия Kndi = F2/F1, заданным в ТЗ на данные фильтры:

$$Bp = \frac{F2 - F1}{\sqrt{F1F2}} 100\%, \qquad (1)$$

где F1, F2 – частоты среза одного из фильтров;

$$Fo = \sqrt{F1F2}\,, \qquad (2)$$

– средняя геометрическая частота фильтра.

2. По графику на рис. 4, согласно [5] определяется оптимальное характеристическое сопротивление фильтра R из соображений практической реализуемости элементов фильтра.

3. Определяется нормированная емкость фильтра Cтр:

$$Cтр(пФ) = 159235{,}7/\{[F2–F1(МГц)]\cdot R(Ом)\}. \qquad (3)$$

4. Определяем индуктивности фильтра Lк1= = Lк2 = Lк3:

$$Lк1(мкГ) = 25330/[\,Fo^2\,(МГц)Cтр(пФ)]. \qquad (4)$$

5. Рассчитывается коэффициент подключения фильтра Р к нагрузке (источнику сигнала) Rн = Rс:

$$P = \sqrt{Rн/R}\,. \qquad (5)$$

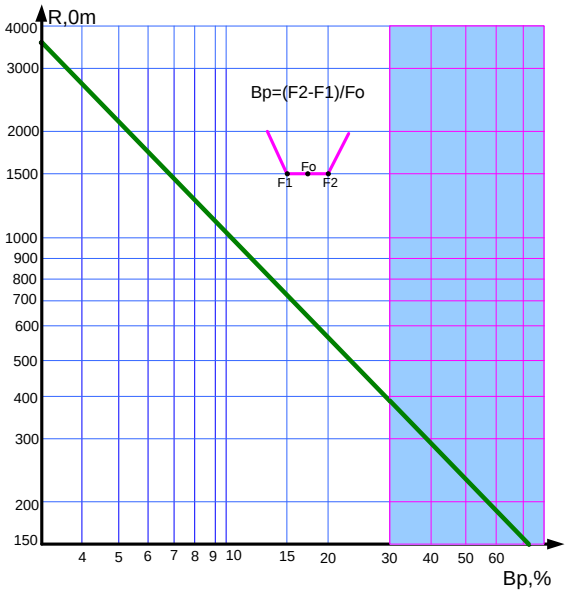


Рис. 4. Выбор оптимального характеристического сопротивление фильтра

6. Находятся емкости фильтра Cк11 = Cк31, Cк12 = Cк32, Cк2:

$$Cк11 = Cтр\ P, \qquad (6)$$

$$Cк12 = Cтр – Cк11, \qquad (7)$$

$$Cк2 = Cтр – \frac{2Cк11Cк12}{Cк11 + Cк12}. \qquad (8)$$

7. По описанной методике (п.п. 3–6) определяются элементы всех фильтров, входящих в ШКФП.

8. Элементы Lн, Cн, Lв, Cв рассчитываются по аналогии в предположении того, что ниже и выше частотного диапазона ШКФП включено еще по одному частотному интервалу с тем же коэффициентом перекрытия Kndi, причем

$$Cн, Cв = Cк11 + Cк12, \quad (9)$$

$$Lн, Lв = Lк1, \quad (10)$$

а частоты настройки корректирующих контуров равны средним геометрическим частотам дополнительных полос.

9. Номиналы блокировочных кондесаторов Сб рассчитываются из соображения того, чтобы их емкость имела на низшей рабочей частоте данного звена фильтра сопротивление не более 0,1 Ом.

10. После расчета всех элементов ШКФП производится моделирование схемы на рис. 2 в среде проектирования Advanced Design Systems 2009. Причем в модели катушек закладываются гарантированные величины добротностей применяемой элементной базы.

11. В результате моделирования в полосах прозрачности всех звеньев ШКФП должен быть получен коэффициент стоячей волны (КСВ) не более 2. В противном случае производится перерасчет всего ШКФП при большем значении R.

3. Методика расчета двух контурных ШКФП

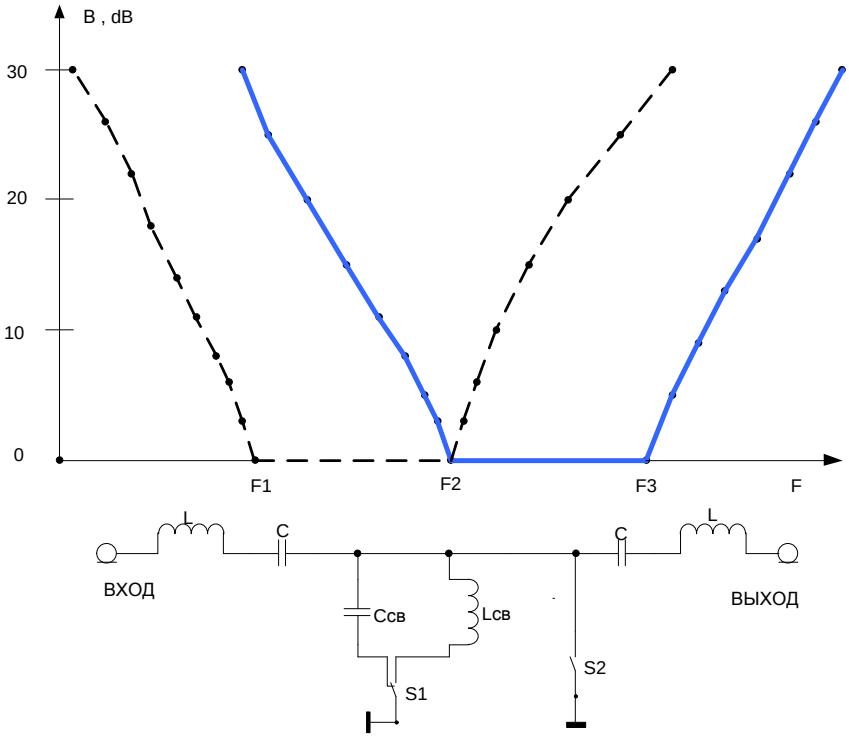


Рис. 5. Схема двухконтурного ШКФП

При разработке ШКФП с большим числом каналов (несколько десятков) особенно желательно уменьшение числа индуктивностей с целью снижения трудоемкости изготовления и уменьшения размеров устройства. Поэтому был предложен ШКФП, выполненный на основе двух контурных двухчастотных ПФ [2]. По структурной схеме данный ШКФП не отличается от ШКФП, представленного на рис. 2. Отличие заключается в схеме каналов. На рис. 5 изображен один из вариантов выполнения каналов.

Каждый канальный ПФ имеет две полосы настройки: верхнюю F2–F3, определяемую Ссв, и нижнюю F1–F2, определяемую Lсв. Перестройка полосы осуществляется при помощи КЭ S1. Отключение канала производится КЭ S2, при этом входной и выходной L-, C-контуры так же, как и в трехконтурных ШКФП, превращаются в режекторные, настроенные на среднюю частоту канала F2. На рис. 6 изображены ЧХЗ двухканального ПФ по схеме на рис. 5 при его включении в составе ШКФП.

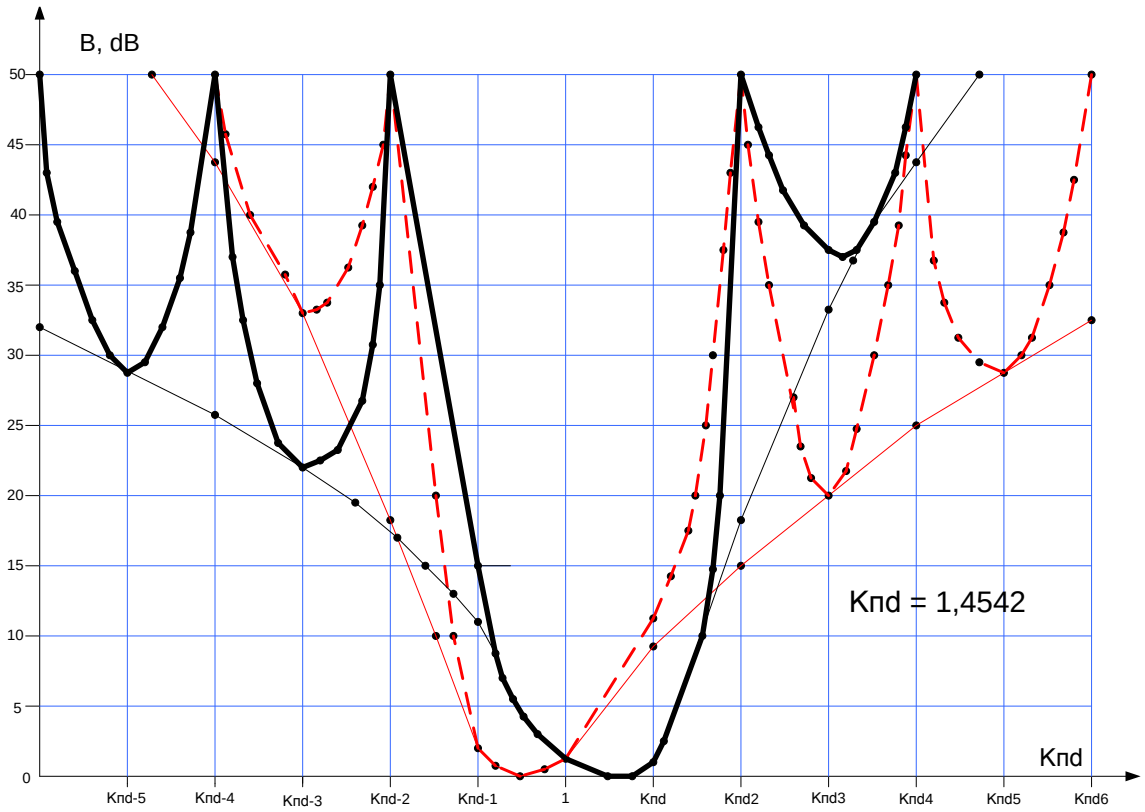


Рис. 6. ЧХЗ двухканального ПФ при его включении в составе ШКФП

Сплошными линиями изображены ЧХЗ ШКФП, определяемые Ссв, а пунктирными – ЧХЗ, определяемые Lсв. Следует отметить, что подавление боковых лепестков в суммарной ЧХЗ ШКФП определяется кривой затухания ПФ при его отдельном включении. Таким образом, относительный уровень первых «боковых лепестков» в двухконтурном ШКФП порядка 20 дБ, а в трехконтурном – 30 дБ (рис. 3). Чтобы увеличить затухание в боковых лепестках до 40 дБ, необходимо увеличить число контуров в каждом ПФ до четырех и вдвое увеличить число КЭ [2].

Методика расчета ШКФП по схеме на рис. 5, сводится к следующему:

1. Определяем индуктивность последовательных контуров фильтра одного из каналов L:

$$L(\text{мкГ}) = Rн(\text{Ом})/[2\pi(F3–F2(\text{МГц}))]. \quad (11)$$

2. Определяем емкость последовательных контуров фильтра одного из каналов С:

$$C(\text{пФ}) = 159235{,}7[F3–F2(\text{МГц})]/[F_2^2(\text{МГц})Rн(\text{Ом})]. \quad (12)$$

3. Находим Ссв:

$$Ссв(\text{пФ}) = 318471/\{[F2+F3(\text{МГц})]\ Rн(\text{Ом})\}. \quad (13)$$

4. Находим Lсв:

$$Lсв(\text{мкГ}) = \frac{L}{2}\left[\left(\frac{F2}{F1}\right)^2 - 1\right]. \quad (14)$$

5. Моделируем фильтр по схеме на рис. 5 в системе проектирования Advanced Design Systems 2009 в следующей последовательности:

а) включаем верхнюю полосу настройки фильтра и, подбирая Ссв, добиваемся КСВ на частоте F2 в пределах 1,8–2;

б) включаем нижнюю полосу настройки фильтра и, подбирая Lсв, добиваемся КСВ на частоте F2 в пределах 1,8–2.

6. Рассчитываем по списанной методике (п.п. 1–4) номиналы всех остальных канальных фильтров ШКФП и проводим моделирование в той же последовательности.

7. Моделируем всю схему ШКФП в комплексе. В результате моделирования в полосах прозрачности всех звеньев ШКФП должен быть получен КСВ≤2. В противном случае необходимо подобрать в небольших пределах Ссв, Lсв конкретных каналов.

4. Методика расчета ППВФ

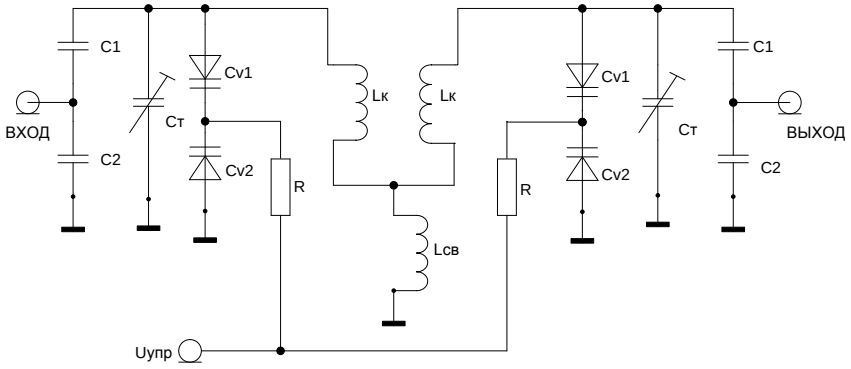


Рис. 7. Схема ППВФ

Методика расчета ППВФ по схеме на рис. 7 сводится к следующему:

1. Определяем параметры Вр, Fo, R фильтра по п.п. 1, 2: **Методики расчета трех контурных ШКФП** настоящего доклада.

2. Определяем индуктивности связанных контуров Lк:

$$Lк(мкГ) = R(Ом)\,[F2–F1(МГц)]\,/\,[6{,}28\ Fo^2\,(МГц)]. \quad (15)$$

3. Определяем суммарную емкость контура Ск, состоящую из соединения С1, С2, Ст, Cv1, Cv2, на верхней частоте настройки варикапного фильтра (Fв):

$$Ск = 159{,}2\ F_1^2\,(МГц)\,/\,[\,Fo^2\,(МГц)\,(F2–F1(МГц))\,R(кОм)]. \quad (16)$$

4. Определяем емкости С1, С2:

$$C2 = Ск\,/\,Р, \quad (17)$$

$$C1 = РС2\,/\,(1 – Р). \quad (18)$$

5. Определяем индуктивность связи Lсв:

$$Lсв(мкГ) = \frac{Lк}{2}\left[\left(\frac{F2}{F1}\right)^2 - 1\right]. \quad (19)$$

6. Моделируем схему на рис. 7 в среде Advanced Design Systems, закладывая в нее минимальные значения емкости выбранных варикапов Cv1, Cv2 и принимая Ст равным

$$Ст \approx 0{,}2\ Ск. \quad (20)$$

7. Подбирая в небольших пределах номинал С1, добиваемся КСВ на Fв в пределах 1,1 – 1,4.

8. Закладываем в модель максимальные значения емкости выбранных варикапов Cv1, Cv2 и проверяем КСВ на нижней частоте настройки варикапного фильтра (Fн) – он должен быть не более 2,5. В противном случае уменьшаем немного номинал С2.

9. Контролируем Fв, Fн, подбирая окончательно номинал Ст.

Выбранная схема ППВФ (рис. 7**): емкостное включение источника сигнала и нагрузки по входу и выходу и внутриндуктивная связь между контурами** позволяют реализовать симметричную АЧХ фильтра с отклонением величины затухания на разных скатах частотной характеристики не более 2 дБ.

5. Результаты экспериментальных исследований

На основании описанных выше методик были рассчитаны, отмоделированы и практически реализованы четыре различных преселектора:

I. Трехконтурный **ШКФП-1** на диапазон частот 50…1000 МГц (для SDR) – 7 канальных фильтров с Вр = 30%, Rс = Rн = 50 Ом.

II. Двухконтурный **ШКФП-2** на диапазон частот 30…222 МГц (для SDR) – 7 двухдиапазонных фильтров с Вр = 15%, Rс = Rн = 10 Ом (в качестве источника сигнала использована штыревая телескопическая антенна, а в качестве нагрузки – УВЧ с общей базой).

III. Двухконтурный **ППВФ-1** на диапазон частот 30…108 МГц (для Cognitive Radio) – 4 канальных фильтра с Вр = 5%, Rс = Rн = 50 Ом.

IV. Двухконтурный **ППВФ-2** на диапазон частот 30…520 МГц (для Cognitive Radio) – 9 канальных фильтров с Вр = 5%, Rc = Rн = = 50 Ом.

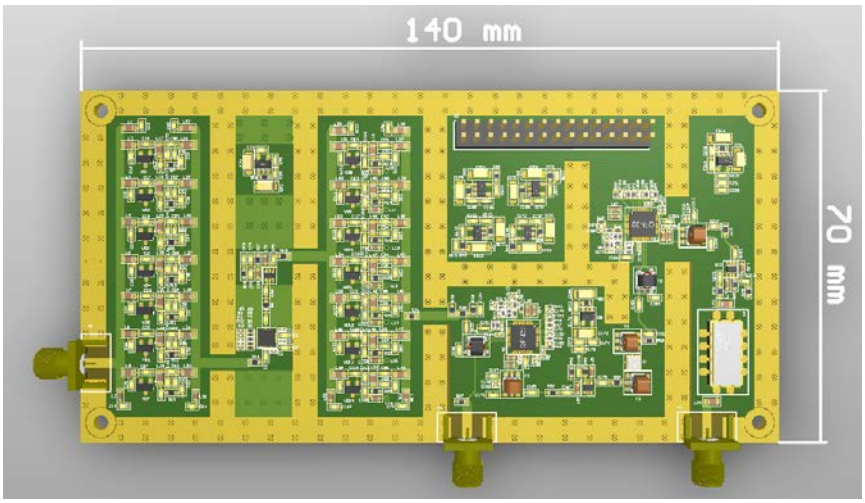


Рис. 8. Фотография платы переносчика 50–1000 МГц

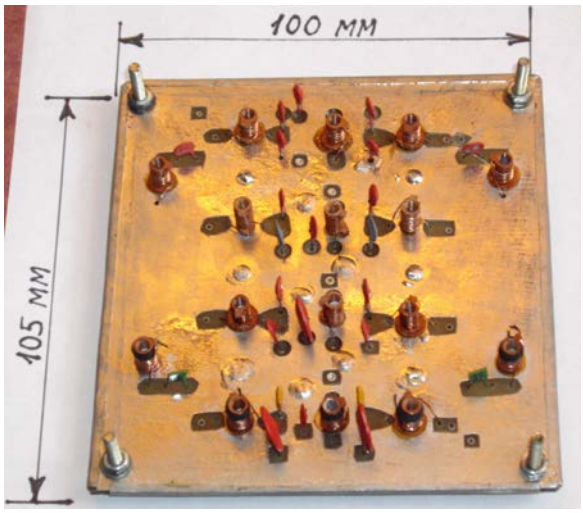


Рис. 9. фотография ШКФП на цилиндрических катушках индуктивности

ШКФП-1 был реализован в составе платы переносчика частоты для приемника панорамного обзора. Фотография платы переносчика приведена на рис. 8, где слева направо: входной ШКФП-I, УВЧ, выходной ШКФП-I (аналогичный входному) и два преобразователя частоты: 1-я ПЧ – 1220 МГц, 2-я ПЧ – 140 МГц.

ШКФП-1 выполнен на чип-индуктивностях типоразмера 0805 с конструктивной добротностью не менее 50 и коммутационных p-i-n диодах КА517А. ШКФП-1 имеет следующие основные параметры: 1) потери в полосе пропускания – 2 дБ; 2) избирательность при отстройке ±30% от центра каждого канального фильтра – не менее 25 дБ; 3) подавление ближайших «боковых лепестков» – не менее 30 дБ; 4) подавление «боковых лепестков» в дальней зоне, на частотах более 1,5 ГГц – не менее 60 дБ; 5) КСВ в полосах пропускания всех канальных фильтров ≤2; 6) ток потребления при напряжении питания +5В –60 мА.

Описанная структура ШКФП-I имеет еще то преимущество, что позволяет при необходимости изменять ширину полосы пропускания преселектора, а следовательно, и полосу панорамного обзора приемника. Это достигается за счет того, что одновременно включается не один канальный фильтр, а два или три соседних, при этом КСВ в общей полосе частот практически не ухудшается.

Для оценки выигрыша по габаритам, реализуемом на чип-индуктивностях, на рис. 9 приведена фотография ШКФ того же диапазона, что и ШКФП-1, но на 4 канала и выполненного на корпусных цилиндрических катушках индуктивности под подстроечник Ø = 3 мм. Из сравнения установочных площадей можно сделать вывод, что полноформатный ШКФ на 7 каналов, выполненный на корпусных катушках, больше по установочной площади чем ШКФП-I в 12 раз. Кроме того, на цилиндрические катушки необходимо устанавливать электромагнитные экраны, а на чип-индуктивности необязательно, что приведет к дополнительному выигрышу по объему изделия. Выигрыш же корпусных катушек по добротности в 2 раза приводит к уменьшению потерь ШКФ в полосе пропускания всего на 0,5 дБ.

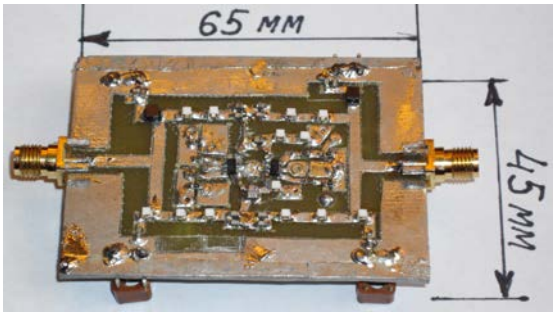


Рис. 10. Фотография части ШКФП-2, выполненного на полевых ключах

Одним из недостатков ШКФП с диодной коммутацией является то, что все отключенные канальные фильтры потребляют ток. Причем, как показано в [6], для того, чтобы нелинейные свойства коммутационных диодов не влияли на интермодуляционные характеристики преселектора (в полосе пропускания последнего), через СВЧ p-i-n диоды малой и средней мощности необходимо пропускать ток не менее 10 мА.

ШКФП-2 был реализован на полевых ключах. Последние потребляют ток не более 10 мкА и только по цепям управления, что позволяет применять ШКФП с подобной коммутацией и в мобильных радиосредствах, для которых вопрос малого потребления очень актуален.

На рис. 10 приведена фотография части ШКФП-2 (два двухдиапазонных фильтра на 4 полосы), по которой можно судить о габаритах изделия с такими ключами.

ШКФП-2 выполнен на чип-индуктивностях типоразмера 0805 с конструктивной добротностью не менее 50 и имеет следующие основные параметры: 1) потери в полосе пропускания – 2,2 дБ; 2) избирательность при отстройке ±15% от центра каждого канального фильтра – не менее 15 дБ; 3) подавление ближайших «боковых лепестков» – не менее 20 дБ; 4) подавление «боковых лепестков» в дальней зоне, на частотах более 1 ГГц – не менее 50 дБ; 5) КСВ в полосах пропускания всех канальных фильтров ≤2; 6) ток потребления при напряжении питания +5В – 150 мкА.

ППВФ-1, фотография которого приведена на рис. 11, был реализован на чип-индуктивностях типоразмера 1206 с конструктивной добротностью Q≥60.

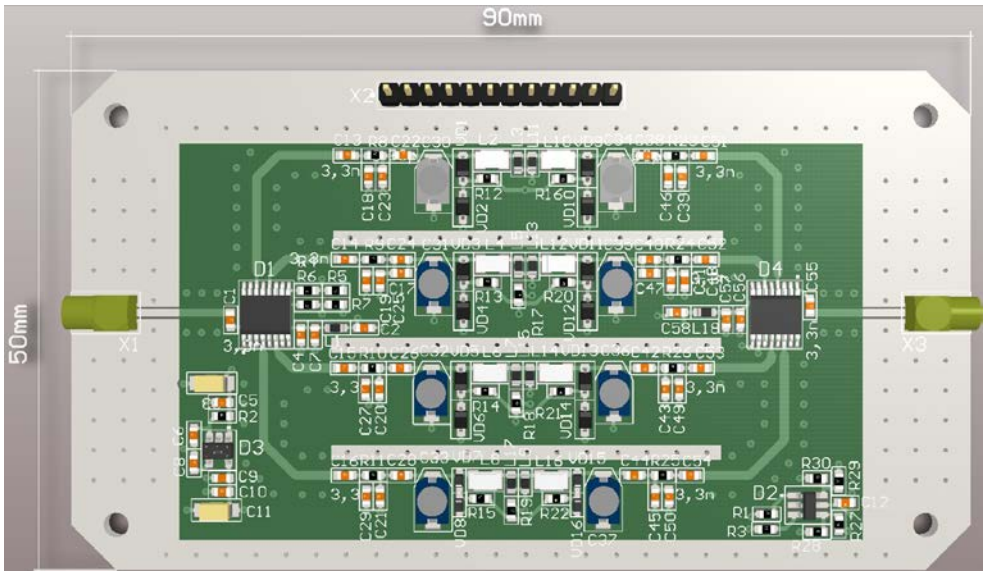


Рис. 11. Фотография ППВФ диапазона 30–108 МГц

Преселектор **ППВФ-1** имеет следующие основные параметры: 1) потери в полосе пропускания – от 4 до 7 дБ (соответственно на верхней и нижней частотах настройки фильтра); 2) избирательность при отстройках ±10% от центра полосы пропускания – не менее 16 дБ; 3) КСВ в полосе пропускания – не более 2,2; 4) точка компрессии P1dB в полосе пропускания фильтра +15 dBm; 5) ток потребления при напряжении питания +5В – не более 6 мА.

ППВФ-2, фотография которого приведена на рис. 12, был реализован на чип-индуктивностях типоразмера 1206 с конструктивной добротностью Q≥60. Для коммутации варикапных линеек преселектора применены полевые ключи.

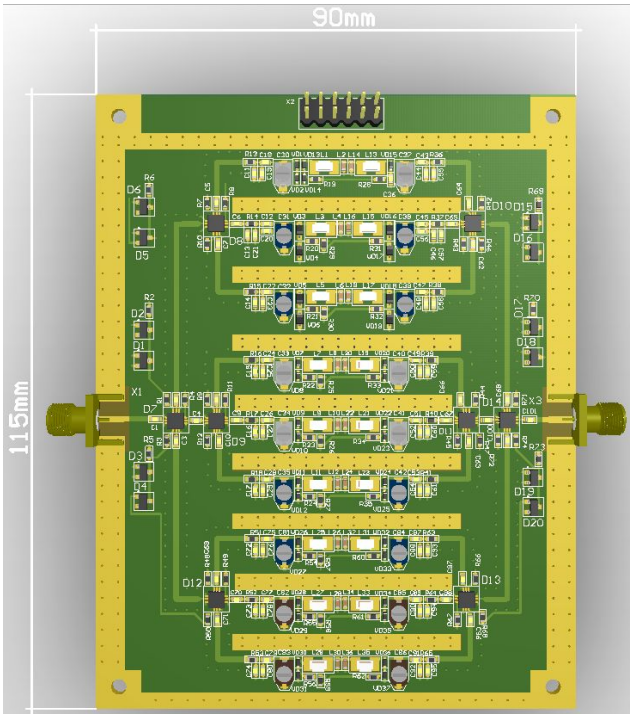


Рис. 12. Фотография ППВФ диапазона 30–520 МГц

Преселектор **ППВФ-2** имеет следующие основные параметры: 1) потери в полосе пропускания – от 4,5 до 8 дБ (соответственно на верхней и нижней частотах настройки фильтра); 2) избирательность при отстройках ±10% от центра полосы пропускания – не менее 16 дБ; 3) КСВ в полосе пропускания – не более 2,5; 4) ток потребления при напряжении питания +5В – не более 200 мкА.

Заключение

1. Описанные в настоящей работе ШКФП обеспечивают эффективную работу в составе частотно-селективных устройств приемно-возбудительной техники. Они имеют повышенную прямоугольность ЧХЗ, малые потери в полосе пропускания, высокую избирательность в дальней зоне полосы задержания, практически не вносят интермодуляционных искажений при использовании в своем составе полупроводниковых коммутаторов. Кроме того, подобные фильтры, выполненные на современной элементной базе, миниатюрны по габаритам и высокотехнологичны в производстве.

2. Приведенные в статье методики расчета и анализа двух и трех контурных ШКФП опробованы на практике и позволяют проектировать подобные устройства практически без экспериментальной отработки схемы.

3. К недостаткам ШКФП можно отнести их относительную широкополосность. Так, на современных чип-индуктивностях с добротностями порядка 50–80 можно реализовать двухконтурные ШКФП с полосой Вр = 15–40%, а трехконтурные – с Вр = 30–70%. Как следует из приведенных выше формул на частотах выше 30 МГц более узкополосные ШКФП будут иметь контурные емкости, соизмеримые с паразитной межвитковой емкостью катушек индуктивности последовательных контуров, и практически нереализуемы.

4. Преселекторы с полосой пропускания 5% и менее могут быть реализованы на основе ППВФ. Применение поверхностного монтажа позволяет сделать эти преселекторы недорогими и очень малогабаритными. Несмотря на применение низковольтных варикапов (с напряжением управления до 30 В) и контурных чип-индуктивностей с добротностью порядка 60, подобные устройства имеют параметры, вполне достаточные для использования в портативных радиостанциях широкого применения.

Литература

1. А.с. 1392621 СССР, МКИ” НО4 В1.18. Широкодиапазонный коммутируемый фильтр/ А.Г. Зиновьев, Д.С. Рябоконь, А.И. Моряков. №3669 947 (24-09); Заявлено 25.11.83 // Открытия. Изобретения. 1988. № 16. 247 с.

2. *Зиновьев А.Г., Рябоконь Д.С.* Частотно-селективные устройства с повышенной избирательностью // Техника средств связи. Сер. ТРС. 1989. Вып. 9. С. 18–26.

3. *Лабутин В.К.* Частотно-избирательные цепи с электронной настройкой. М.: Энергия, 1966.

4. *Бобрешов А.М., Аверина Л.И., Исаев А.В.* Интермодуляционные искажения в перестраиваемых полосовых фильтрах // Вестник ВГУ. Сер. Физика. Математика. 2010. Вып. 2. С. 181–188.

5. *Ред Э.Т.* Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике. М.: Мир, 1990.

6. *Бураков А.И.* Исследование нелинейных свойств регулируемых аттенюаторов АРУ на p-i-n диодах и ВЧ биполярных транзисторах // Техника средств связи. Сер. ТРС. 1984. Вып. 7. С. 99–112.

Статья поступила в редакцию 6 февраля 2019 года

УДК 621.391

ГЕНЕРИРОВАНИЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ЧАСТОТ СИГНАЛА С ППРЧ

© Автор, 2019

Е.В. Григорьев, начальник сектора, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: pve@sozvezdie.su

Сформулированы требования к последовательности частот сигналов с ППРЧ. Проведен анализ методов генерирования псевдослучайных последовательностей на основе регистров сдвига с линейной обратной связью. Детально рассмотрены корреляционные свойства и длины периодов последовательностей частот, генерируемых на основе комбинированных последовательностей Таусворта.

Ключевые слова: *псевдослучайные последовательности Таусворта, регистр сдвига с линейной обратной связью, корреляционная функция.*

GENERATING FREQUENCY SEQUENCES FOR POFH SIGNALS

© Author, 2019

E.V. Grigoryev, Head of Section, JSC «Concern «Sozvezdie», e-mail: pve@sozvezdie.su

Requirements for the frequency sequence of POFH signals are stated. An analysis of generation methods for pseudorandom sequences based on shift registers with linear feedback is performed. Correlation behavior and period lengths of frequency sequences generated on the basis of Tausworthe combined sequences are considered in detail.

Keywords: *Tausworthe pseudorandom sequences, linear feedback shift register, correlation function.*

Генерируемые последовательности для частот сигналов с ППРЧ должны обладать в определенном смысле хорошими свойствами. В частности, в целях защиты от преднамеренных помех стороннего наблюдателя они должны восприниматься как реализации случайной величины и быть непрогнозируемыми во времени по прошлым наблюдаемым значениям. Наиболее простой метод генерирования таких последовательностей базируется на псевдослучайных последовательностях (ПСП) максимального периода (*M*-последовательностях), которые удовлетворяют постулатам Голомба [1, 2]. Кроме высокой помехозащищенности, для работы в сети ансамбль из таких последовательностей должен иметь минимальное число пересечений и большой период повторений [3–5].

Несмотря на то, что *M*-последовательности обладают рядом достоинств, им присущи и недостатки. Наиболее существенным является низкая криптостойкость, т.к. коэффициенты отводов регистра сдвига с линейной обратной связью (РСЛОС) в арифметике по модулю 2, или в англоязычной литературе LFSR (linear feedback shift registers), на основе которого они генерируются, могут быть определены алгоритмом Берлекэмпа-Месси по 2*n* элементам бинарной ПСП [2]. Однако при формировании последовательности частот для сигналов с ППРЧ наблюдаются не сами элементы ПСП, а сформированные на их основе частоты. Поэтому данный недостаток может проявить себя лишь опосредованно. При неизвестном стороннему наблюдателю способе формирования частот из элементов ПСП отмеченный недостаток не является определяющим. Более важными факторами являются период формируемой ПСП и возможность прогнозирования текущего значения частоты по прошлым наблюдаемым значениям (третий постулат Голомба). Кроме того, при использовании алгоритма в реальном времени важную роль играют простота реализации и низкая вычислительная сложность.

Поэтому целью настоящей статьи является анализ и оценка существующих методов создания генераторов ПСП, на основе которых можно конструировать последовательности частот для сигналов с ППРЧ.

Так или иначе, при генерации частот используются те же методы, что и в задачах моделирования (методы Монте-Карло) и криптографии. К настоящему времени разработано много датчиков случайных чисел и методов оценки их эффективности [6–8].

Постановка задачи

Предположим, что задано конечное множество из M допустимых частот $F = \{f_0, f_1, ..., f_{M-1}\}$, называемое в дальнейшем алфавитом. Предположим также, что задана сге-

нерированная каким-то образом по псевдослучайному закону (известному на приемной и передающей стороне) последовательность из N чисел. Между допустимыми частотами и числами из сгенерированной последовательности установлено взаимно однозначное соответствие.

Ставится задача определить, какой должна быть последовательность из N чисел, чтобы сторонний наблюдатель воспринимал ее как реализации случайной величины, равномерно распределенной в области допустимых чисел (частот). Кроме того, реализации частот должны быть статистически независимыми во времени, чтобы исключить возможность прогнозирования сторонним наблюдателем текущего значения частоты по прошлым наблюдаемым значениям. Требование к равномерности распределения определяется тем, что энтропия, как мера неопределенности опыта с конечным числом состояний, при равномерном распределении максимальна [14].

Генерирование частот на основе М-последовательностей

Предположим, что для конструирования последовательности частот используется M-последовательность. В общем случае исходная M-последовательность $\{s_t = s_0, s_1, s_2 ...\}$ с элементами из поля Галуа порядка p в $GF(p)$ генерируется с помощью рекуррентного соотношения

$$s_{t+n} = c_{n-1}s_{t+n-1} + c_{n-2}s_{t+n-2} + ... + c_0 s_t \bmod(p),$$
$$c_i \in GF(p), \qquad (1)$$

где t и n – целые числа. Множители c_i в (1) являются коэффициентами характеристического многочлена, который для M-последовательности является примитивным (не делит нацело ни один из многочленов вида x^s-1, где $s<2^n-1$):

$$f(x) = x^n - c_{n-1}x^{n-1} - c_{n-2}x^{n-2} - ... - c_0 . \qquad (2)$$

Последовательность s_t называется линейной рекурсивной последовательностью n-го порядка в $GF(p)$. Такая последовательность может быть сгенерирована на регистре сдвига с линейной обратной связью (РСЛОС) (рис. 1). Период такой последовательности $L=p^n-1$ [2].

Содержимое s_{t+i} для всех регистров S_i в конкретный дискретный момент времени t будем называть состоянием РСЛОС. В начальный момент времени задается начальное состояние $\mathbf{s_0}=(s_0, s_1,..., s_{n-1})$. В последующие моменты времени состояния регистров сдвигаются (пересчитываются в соответствии с рекуррентной формулой (1)).

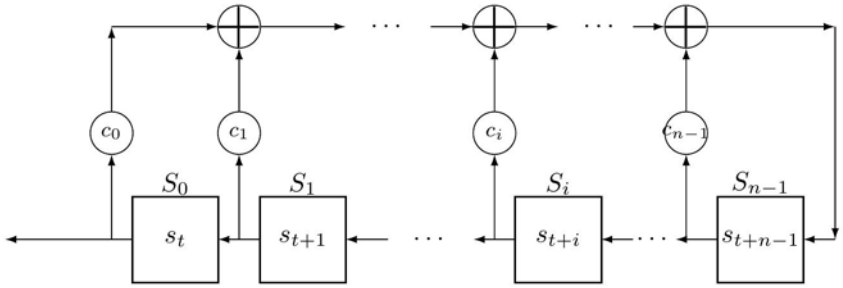


Рис. 1. Линейный регистр сдвига с линейной обратной связью, где суммирование осуществляется по mod(p)

Пример. Для $p = 2$ и $n = 5$ существует 6 вариантов M-последовательностей. Выберем одну из них с коэффициентами порождающего многочлена $c_0, c_1, c_2, c_3, c_4, c_5 = 111101$. Искомая последовательность генерируется по рекуррентной формуле

$$s_{t+5} = \left(s_t + s_{t+2} + s_{t+3} + s_{t+4}\right) \bmod(2)$$

с начальными состояниями регистров 0 0 0 0 0 1. В результате сгенерированная последовательность имеет следующий вид:

$$S = \{s_j\} = 0\,0\,0\,0\,1\,1\,0\,0\,1\,0\,0\,1\,1\,1\,1\,1\,0\,1\,1\,1\,0\,0\,0\,1\,0\,1\,0\,1\,1\,0\,1.$$

В процессе работы оптимальные последовательности могут обновляться. Обновление определяется количеством различных M-последовательностей. Общее число M-последователь-

ностей $\lambda_P(n)$, которые можно получить из полиномов по $\mathrm{mod}\,p$ степени n, определяется из формулы [2]

$$\lambda_P(n) = \frac{\varphi\left(p^n - 1\right)}{n}, \qquad (4)$$

где $\varphi(m)$ – функция Эйлера, которая определена для каждого натурального m и равна количеству натуральных чисел, не превосходящих m и взаимно простых с m. Если $m = p_1^{\alpha_1}...p_k^{\alpha_k}$, где p_i – различные простые числа, то

$$\varphi(m) = m\left(1-\frac{1}{p_1}\right)...\left(1-\frac{1}{p_k}\right). \qquad (5)$$

В табл. 1 в качестве примера приведено количество возможных бинарных M-последовательностей, которые можно сформировать для заданной длины регистра сдвига n.

Таблица 1

Количество типов M-последовательностей для $p = 2$

n	6	8	10	11	12	17	18	19
$\lambda_2(n)$	6	16	60	176	144	7710	7776	27594

Из таблицы видно, что ансамбль различных M-последовательностей хотя и ограничен, но достаточно большой. С ростом длины регистра сдвига n число типов M-последовательностей возрастает, в среднем фактически удваиваясь при увеличении n на единицу. Обширные таблицы примитивных бинарных полиномов приведены в [15]. В дальнейшем ограничимся бинарным случаем $p = 2$. В этом случае каждый элемент последовательности $S = \{s_j\}$ принимает значение либо 0, либо 1, причем в периоде M-последовательности число единиц на один больше, чем нулей [1, 2]. Для удобства статистического анализа и физической реализации наряду с s_j используются величины $\alpha_j = 1 - 2s_j$. В результате такой замены величинам 0 и 1 соответствуют значения +1 и –1.

Так как каждой частоте из заданного алфавита соответствует некоторое целое число из заданного диапазона, то генерацию частот можно рассматривать как генерацию псевдослучайных чисел. Каждому целому числу из совокупности чисел от 0 до $M = 2^k$ можно поставить в соответствие подпоследовательность $s(t,k) = s_t s_{t+1} s_{t+2} ... s_{t+k-1}$ (кортеж из k бит) и наоборот – каждой такой подпоследовательности из k элементов можно поставить в соответствие целое число по правилу

$$\sigma_k : s(t,k) = s_t s_{t+1} ... s_{t+k-1} \to y_t = \sum_{i=0}^{k-1} s_{t+i} 2^i \in \{0,1,...,2^k - 1\}. \qquad (6)$$

Таким образом, формирование последовательности частот для сигнала с ППРЧ схематично можно свести к следующим действиям. Задается алфавит из $M = 2^k$ частот. Задаются также параметры регистра сдвига (длина регистра, значения коэффициентов отвода, начальное состояние). Регистр сдвига генерирует бинарную последовательность, из которой специальным образом формируется последовательность k-битовых кортежей (рис. 2). Каждому кортежу согласно (6) ставится в соответствие целое число или, что эквивалентно, частота.

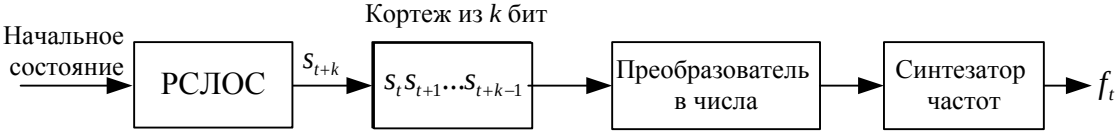


Рис. 2. Схема преобразования последовательности бит в частоты сигнала с ППРЧ

Последовательности Таусворта

В [16] Таусвортом предложен алгоритм генерирования псевдослучайных чисел на основе кортежей из k бит M-последовательности и проведен теоретический анализ их статистических характеристик. При формировании после-

довательностей использовалось свойство децимации, которое состоит в следующем. Пусть имеется M-последовательность S периода 2^n-1. Рассмотрим последовательность $\{S_m\}$, элементами которой являются кортежи из k бит исходной последовательности, полученные скользящим сдвигом на один символ следующим образом:

$$S_0 = s_0 s_1 s_2 \ldots s_{k-2} s_{k-1},$$

$$S_1 = s_1 s_2 s_3 \ldots s_{k-1} s_k,$$

$$S_2 = s_2 s_3 s_4 \ldots s_k s_{k+1},$$

$$\vdots \quad \vdots \quad \vdots \quad \ldots \quad \vdots$$

Если провести децимацию последовательности $\{S_m\}$ при $q \le n$, то получится новая последовательность с элементами

$$u_0 = S_0 = s_0 s_1 s_2 \ldots s_{q-1} s_q \ldots s_{k-2} s_{k-1},$$

$$u_1 = S_q = s_q s_{q+1} s_{q+2} \ldots s_{2q-1} s_{2q} \ldots s_{q+k-2} s_{q+k-1},$$

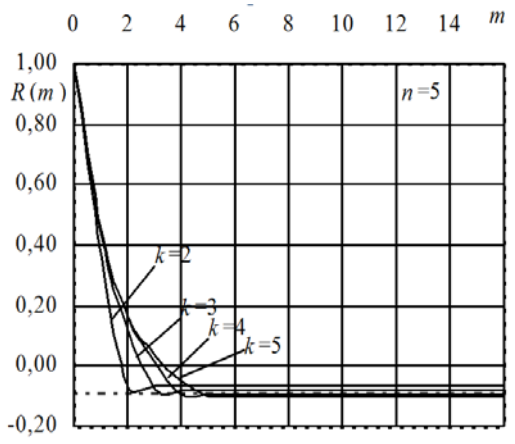
$$u_2 = S_{2q} = s_{2q} s_{2q+1} s_{2q+2} \ldots s_{3q} s_{3q-1} \ldots s_{2q+k-2} s_{2q+k-1},$$

$$\vdots \quad \ldots \quad \vdots \quad \ldots \quad \vdots \quad \ldots \quad \vdots$$

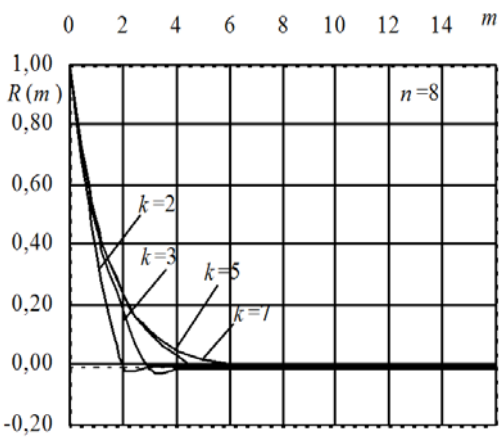
Из вида последовательности $\{u_m\}$ следует, что последние $k-1-q$ бит предыдущего элемента последовательности совпадают с начальными $k-1-q$ битами следующего члена последовательности. Следовательно, для $q<k-1$ соседние элементы последовательности коррелируют. Каждый кортеж из k бит исходной M-последовательности можно интерпретировать как двоичное представление некоторого числа. Если новое число выбирать как скользящую последовательность, сдвинутую на один элемент, то соседние последовательности будут пересекаться, а построенные на их основе числа будут коррелировать. Для количественной оценки степени корреляции, следуя [17], введем в рассмотрение корреляционную функцию следующим образом. Пусть имеется некоторая периодическая с периодом L и средним μ последовательность чисел $y_1, y_2, \ldots y_{L-1}, y_L, y_1 \ldots$, нормированная автокорреляционная функция для которой определяется следующим образом [17]:

$$R(m) = \left(\sum_{i=1}^{L-m} x_i x_{i+m} + \sum_{i=1}^{m} x_i x_{i+L} \right) \Big/ \sum_{i=1}^{L} x_i^2, \qquad (7)$$

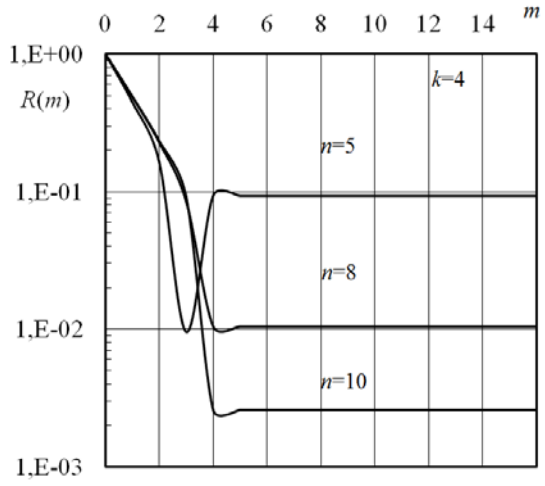
где $x_i = y_i - \mu$, m – сдвиг для определения корреляции между недецимированными последовательностями. На рис. 3 приведены автокорреляционные функции (7) для последовательности чисел, порожденных недицимированной последовательностью кортежей из k бит. На рис. 3а в качестве исходной выбрана M-последовательность, генерируемая регистром сдвига с параметрами $n=5$, $c_0=1$, $c_1=1$, $c_2=1$, $c_3=1$, $c_4=0$, $c_5=1$ и начальными состояниями $s_1=0$, $s_2=0$, $s_3=0$, $s_4=0$, $s_5=1$. Аналогично, на рис. 3б использовался регистр сдвига со следующими параметрами: $n=8$, $c_0=1$, $c_1=0$, $c_2=1$, $c_3=1$ $c_4=1$, $c_5=0$, $c_6=0$, $c_7=0$, $c_8=1$ и начальными состояниями $s_1=0$, $s_2=0$, $s_3=0$, $s_4=0$, $s_5=1$, $s_6=1$, $s_7=1$, $s_8=1$. Пунктирная кривая соответствует значению, равному $-3/2^n$. На рис. 3в приведен в логарифмическом масштабе модуль автокорреляционной функции, где длина кортежа ($k=4$) фиксирована, а длина регистра меняется ($n=5$,8 и 10).



а)



б)



в)

Рис. 3. Автокорреляционная функция чисел, порожденных недецимированными последовательностями

Хорошо известно [1, 2] что нормированная автокорреляционная функция исходной периодической бинарной *M*-последовательности имеет два уровня, т.е. удовлетворяет третьему постулату Голомба. Верхний уровень равен 1, а нижний принимает значение $-1/(2^n-1)$. В то же время нормированная автокорреляционная функция последовательностей чисел, как это следует из результатов расчета, может быть аппроксимирована следующим аналитическим выражением: $R(m) \le \frac{1}{2^m}$ для $0 \le m < k$, $-\frac{3}{2^n} \le R(m) < 1/(2^n-1)$ для $k \le m \le 2^n - 1 - k$ и константа для остальных значений m (на графике кривые сливаются с эмпирическими). Как следует из вида кривых, минимум корреляции достигается при сдвиге, равном количеству бит в кортеже. При этом минимум убывает с ростом длины регистра n.

Таким образом, корреляция между кортежами из k бит минимальна, когда они не перекрываются. Это достигается за счет децимации последовательности кортежей с шагом децимации $q = k$. Учитывая это обстоятельство, Таусвортом [16] были введены и изучены состоящие из k-битовых кортежей последовательности вида

$$u_m = s_{mq} s_{mq+1} s_{mq+2} \ldots s_{mq+k-1}, \; m = 0,1,2,\cdots, \quad (8)$$

где q – натуральное число, взаимно простое с периодом M-последовательности (шаг сдвига); k – длина кортежа, не превышающая n бит.

Так как масштабирование не меняет вид распределения и корреляционные свойства величин, то для удобства статистического анализа в [16] рассматривались числа, распределенные на отрезке (0,1) и (–1,1), двоичное представление которых имеет вид

$$y_m = \sum_{i=1}^{k} 2^{-i} s_{qm+i-1}, \quad (9)$$

$$w_m = \sum_{i=1}^{k} 2^{-i} \alpha_{qm+i-1}, \quad (10)$$

где $k \le n$. В двоичном представлении последовательности Таусворта сдвинуты друг от друга на $q \ge k$ цифр, т.е. кортежи, соответствующие различным цифрам, не пересекаются. Если многочлен (2) неприводим и наибольший общий делитель (НОД) $(q, 2^n - 1) = 1$, то периоды последовательностей $\{u_m\}$ и $\{y_m\}$ и $\{w_m\}$ одинаковы и равны $L = 2^n - 1$ [16].

Для анализа статистических свойств последовательностей заметим, что равномерно распределенная на отрезке [–1,1] случайная величина z_j имеет следующие математическое ожидание и дисперсию:

$$E(z_j) = \frac{1}{2}\int_{-1}^{1} z dz = 0, \; D(z_j) = \frac{1}{2}\int_{-1}^{1} z^2 dz = \frac{1}{3}. \quad (11)$$

В [16] показано, что для больших длин регистра n элементы последовательности (10) обладают числовыми характеристиками, близкими к равномерному распределению:

$$E(w_m)=\frac{1}{L}\sum_{r=0}^{L-1}w_m=\frac{1}{L}\sum_{i=1}^{k}2^{-i}\sum_{r=0}^{L-1}\alpha_{qm+r-i}=$$

$$=-2^{-n}\left(\frac{1-2^{-k}}{1-2^{-n}}\right)\approx 0, \qquad (12)$$

$$\sigma^2=D(w_m)=\frac{1}{3}+2^{-n}\left(\frac{1}{3}\left(\frac{1-2^{-2k}}{1-2^{-n}}\right)-\frac{\left(1-2^{-k}\right)^2}{1-2^{-n}}-\right.$$

$$\left.-2^{-n}\left(\frac{1-2^{-k}}{1-2^{-n}}\right)^2\right)\approx\frac{1}{3}. \qquad (13)$$

Отсчеты ненормированной автокорреляционной функции имеют следующие значения:

$$R(0)=\frac{1}{3}+2^{-n}\left(\frac{1}{3}\left(\frac{1-2^{-2k}}{1-2^{-n}}\right)-\frac{\left(1-2^{-k}\right)^2}{1-2^{-n}}\right)\approx\frac{1}{3}, \qquad (14)$$

а для $m\neq 0$

$$R(m)=-2^{-n}\left(\frac{1-2^{-k}}{1-2^{-n}}\right)\approx 0. \qquad (15)$$

Таким образом, как это следует из (11)–(15), в рамках моментной теории для больших значений длины регистра сдвига *n* цифры, образованные по непересекающим кортежам бинарной *M*-последовательности, можно приближенно считать некоррелируемыми и равномерно распределенными величинами.

Генератор Таусворта. В целях сокращения вычислительной сложности алгоритма и объема занимаемой памяти Таусвортом предложено использовать в качестве характеристического многочлена для генерации *M*-последовательности (2) трехчлены следующего вида:

$$f(x)=x^n-x^{n-r}-1. \qquad (16)$$

Для заданного вида многочлена рекуррентная последовательность (1) генерируется следующим образом:

$$s_{t+n}=\left(s_{t+n-r}+s_t\right)\bmod(2), \qquad (17)$$

где $r\geq q$ и $2r>n$. Период *M*-последовательности (17) равен $L=2^n-1$.

Комбинированные последовательности Таусворта. В целях улучшения статистических характеристик и повышения периода генерируемых последовательностей в [18] предложены конструкции комбинированных последовательностей Таусворта. Суть метода состоит в следующем.

Предполагается, что имеется *J* регистров сдвига. Каждый *j*-й регистр сдвига задается своим примитивным характеристическим многочленом $f_j(x)$ степени n_j. Порождаемая им последовательность $\left\{s_m^j, m\geq 0\right\}$ имеет максимальный период $L_j=2^{n_j}-1$. Из каждой такой последовательности в соответствии с (8) создаются последовательности Таусворта одинаковой длины $S_m^j=s_{mq}^j s_{mq+1}^j\ldots s_{mq+k-1}^j$, $m=0,1,2,\ldots$ Комбинированная последовательность формируется в результате побитового сложения по модулю 2 соответствующих двоичных компонент сформированных простых последовательностей Таусворта:

$$S_m=S_m^1\oplus S_m^2\oplus\cdots\oplus S_m^J \quad m=0,1,2,\ldots \qquad (18)$$

Применение комбинированного генератора Таусворта для получения последовательности частот сигнала с ППРЧ схематично показано на рис. 4.

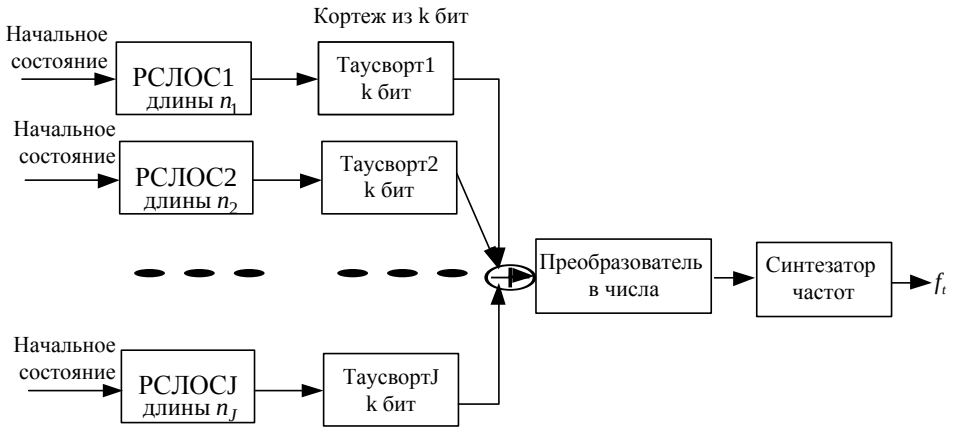


Рис. 4. Схема получения последовательности частот на основе комбинированного генератора Таусворта

Как показано в [18, 19], если характеристические многочлены взаимно простые, то период комбинированной последовательности равен произведению периодов $L = \left(2^{n_1} - 1\right) \times \cdots \times \left(2^{n_J} - 1\right)$.

Например, если выбрать $J = 3$, $n_1 = 31$, $n_2 = 28$, $n_3 = 30$, то получим, что $L_1 = 2^{31} - 1 = 2147483647$, $L_2 = 2^{28} - 1 = 268435455$, $L_3 = 2^{30} - 1 = 1073741823$ – взаимно простые числа. Поэтому период комбинированной последовательности $L \approx 2^{89} \approx 10^{27}$.

На основе комбинированных последовательностей для $J = 3$, $n_1 = 31$, $n_2 = 29$, $n_3 = 28$ с периодом $L \approx 2^{88}$ построен широко применяемый при моделировании сложных явлений генератор TAUS88 [19].

Таким образом, генератор на основе РСЛОС обладает следующими свойствами: быстрый алгоритм, низкая вычислительная сложность, малая требуемая память, длинный период генерируемой последовательности, равномерное распределение генерируемых чисел и непредсказуемость текущей частоты по прошлым значениям.

Кроме этого, комбинированные последовательности Таусворта обладают свойством равнораспределенности. Например, для трехмерного случая это свойство можно интерпретировать следующим образом. Генерируются три псевдослучайных числа из интервала [0,1), которые используются как координаты точки внутри единичного куба. Данная процедура повторяется L раз. Единичный куб разбивается на кубики одинакового размера. Последовательность называется равнораспределенной, если все кубики содержат одинаковое число точек.

Заключение

Проведенный анализ методов генерации псевдослучайных последовательностей показал, что для генерации частот сигналов с ППРЧ могут применяться методы, используемые при статистическом моделировании (методы Монте-Карло) и криптографии. Однако если ограничиться только расширением спектра с целью повышения помехоустойчивости, то приходится находить компромисс между скоростью алгоритма и его криптостойкостью. Подходящими для этих целей являются алгоритмы генерации частот на основе простых последовательностей Таусворта с использованием регистра сдвига с линейной обратной связью. Характеристики последовательности могут быть улучшены, если для генерации использовать комбинированные последовательности Таусворта.

Литература

1. *Golomb S.W.* Shift-register sequences and Spread-Spectrum communications // IEEE Third International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications, Oiilu, Finland, July 4–6, 1994. Pp. 14–15.

2. *Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Шестопалов В.И.* Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательностью. М.: Радио Софт, 2011. 548 с.

3 *Lempel A., Greenberger H.* Families of sequences with optimal Hamming correlation properties // IEEE Trans. on Inform. Theory. 1974. Vol. IT-20, No. 1. Pp. 90–94.

4. *Gennian Ge, Ying Miao and Zhongxiang Yao* Optimal frequency hopping sequences: Auto- and cross-correlation properties // IEEE Trans. on Inform. Theory. 2009. Vol. IT-55, No. 2. Pp. 867–879.

5. *Чаркин Д.Ю., Алехин С.Ю., Григорьев Е.В., Лимарев А.Е., Прохоров В.Е.* Конструирование оптимального ППРЧ ансамбля на основе М-последовательностей // Теория и техника радиосвязи. 2017. № 1. С. 41–49.

6. *Казакова Н.Ф., Щербина Ю.В.* Проблемы оценки качества работы современных линейных генераторов псевдослучайных последовательностей // Збірник наукових праць ОДАТРЯ. 2013. № 1(2). С. 32–36.

7. Статистические методы. Генерация случайных чисел. ГОСТ Р ИСО 28640 – 2012. М.: Стандартинформ, 2014. 36 с.

8. *Кузнецов В.М.* Генераторы случайных и псевдослучайных последовательностей на цифровых элементах задержки (основы теории и методы построения): дисс. … докт. техн. наук. Казань, 2012. 345 с.

9. *Mita R., Palumbo G., Pennisi S., Poli M.* Pseudorandom bit generator based on dynamic linear feedback topology // Electron. Lett. 2002. Vol. 38. Pp. 1097–1098.

10. *Peinado A., Furster-Sabater A.* Generation of pseudorandom binary sequences by means of linear feedback shift registers (LFSRs) with dynamic feedback // Math. Comput. Model, 2013. Vol. 57. Pp. 2596–2604.

11. *Peinado A., Munilla J. and Furster-Sabater A.* Improving the period and linear span of the sequences generated by DLFSRs // Proceedings of the 7th International Conference on Computational by Intelligence in Security for Information Systems – CISIS 2014. Pp. 397–411.

12. *Kumar P.V.* Frequency-hopping code sequence designs having large linear span // IEEE Trans. on Inf. Theory, 1988. Vol. IT-34, No. 1. Pp. 146–151.

13. *Токарева Н.Н.* Нелинейные булевы функции: бент-функции и их обобщения. Saarbrucken, Germany: LAMBERT, 2011. 180 с.

14. *Галлагер Р.* Теория информации и надежная связь / Пер. с англ., под ред. М.С. Пинскера и Б.С. Цыбакова. М.: Советское радио, 1974. 720 с.

15. *Zivkovic' M. A.* Table of Primitive Binary Polynominal 2014 // http: Poincare. matf. bg, 15.11. 2018.

16. *Tausworthe R.C.* Random numbers generated by linear recurrence modulo two // Math. Comp. 1965, № 19. Pp. 201–209 / Русский перевод / Таусворт Р. Случайные числа, порождаемые линейными рекуррентными соотношениями по модулю 2 // Кибернетический сборник. М.: Мир, 1979. Вып. 16. С. 52–73.

17. *Neuman F., Martin C.F.* The autocorrelation structure of Tausworthe pseudorandom number generators // IEEE Trans. on Comp.1976. No. 5. Pp. 460–464.

18. *Tezuka S., L'Ecuyer P.* Efficient and portable combined Tausworthe random number generators // ACM Transactions on Modeling and Computer Simulation 1. 1991. No. 2. Pp. 99–112.

19. *L'Ecuyer P.* Maximally equidistributed combined Tausworthe generators // Mathematics of Computation. 1996. Vol. 65. No. 213. Pp. 203–213.

20. *Жмуров А.А.* Моделирование больших биомолекул и биомолекулярных систем с использованием графического процессора: дисс. … канд. физ.-мат. наук. Москва, 2011. 124 с.

Статья поступила в редакцию 18 марта 2019 года

УДК 621.391.144

СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ С ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМ КОДИРОВАНИЕМ

© Авторы, 2019

В.С. Зарубин, д.т.н., профессор, в.н.с., ФКУ «НИЦ «Охрана» Росгвардии, e-mail: zarvs@mail.ru
В.В. Ливенцев, к.т.н., начальник сектора, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: v.v.livencev@sozvezdie.su
В.Д. Лукьянчиков, к.т.н., в.н.с., АО «Концерн «Созвездие»
Ю.Н. Прибытков, к.ф.-м.н., начальник НТУ, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: yu.n.pribitkov@sozvezdie.su

Получены аналитические выражения для спектральной плотности и энергетического спектра векторной комплексной огибающей двоичных фазоманипулированных широкополосных сигналов с ортогональным поляризационным кодированием и дополнительной инверсной поляризационной манипуляцией. Проведен анализ спектральных характеристик указанных сигналов для случая использования М-последовательностей в качестве поляризационного и фазового кодов.

Ключевые слова: *двоичный фазоманипулированный широкополосный сигнал, поляризационное кодирование, векторная комплексная огибающая, спектральная плотность, энергетический спектр.*

THE SPECTRAL CHARACTERISTICS OF PHASE-SHIFT KEYED WIDEBAND SIGNALS WITH POLARIZATION CODING

© Authors, 2019

S.N. Zarubin, D.Sc. in Engineering Science, Professor, Leading Researcher, FSI «SRC «OKHRANA» of the Federal service of National Guard of Russia, e-mail: zarvs@mail.ru
V.V. Liventsev, Ph.D. in Engineering Science, Head of Section, JSC «Concern «Sozvezdie», e-mail: v.v.livencev@sozvezdie.su
V.D. Lukyanchikov, Ph.D. in Engineering Science, Leading Researcher, JSC «Concern «Sozvezdie»
Yu.N. Pribytkov, Ph.D. in Physics and Mathematics, Head of R&D Department, JSC «Concern «Sozvezdie»

Analytical expressions for spectral density and energy spectrum of vector complex envelope of binary phase-shift keyed wideband signals with orthogonal polarization coding and additional inverse polarization shift keying are obtained. An analysis of spectral characteristics of the above specified signals using M-sequences for polarization and phase codes is carried out.

Keywords: *binary phase-shift keyed wideband signal, polarization coding, vector complex envelope, spectral density, energy spectrum.*

В последние годы в связи с необходимостью совместного повышения пропускной способности и помехозащищенности систем радиосвязи в условиях растущего дефицита радиочастотного спектра большое внимание стало уделяться разработке новых видов сложных сигналов с поляризационным кодированием (ПК) элементов [1]. К числу таких сигналов относятся предложенные в [2] двоичные фазоманипулированные широкополосные сигналы (ФМШПС) с ортогональным ПК и дополнительной инверсной поляризационной манипуляцией (ПМ), характеризующиеся относительной простотой формирования и согласованной обработки. Наиболее перспективным применение таких дискретно-кодированных по поляризации и фазе сигналов представляется в линиях радиосвязи сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн между спутниками космической группировки, а также в радиорелейных системах связи. По оценкам [2], использование двоичных ФМШПС с ортогональным ПК и дополнительной инверсной ПМ в указанных линиях радиосвязи по сравнению с традиционно применяемыми в них двоичными ФМШПС способно до двух раз увеличить их пропускную способность без дополнительных затрат радиочастотного и энергетического ресурсов. Кроме того, двоичные ФМШПС с ортогональным ПК и дополнительной инверсной ПМ характеризуются более высокими значениями показателей энергетической и структурной скрытности, чем двоичные ФМШПС без ПК, при одинаковой энергии и полосе занимаемых частот [3].

При использовании сложных сигналов с дискретно-кодированными параметрами большое значение имеют их спектральные характеристики (спектральная плотность и энергетический спектр), которые совместно с функцией неопределенности достаточно полно описывают свойства радиосигналов [4]. Функция неопределенности двоичных ФМШПС с ортогональным ПК и дополнительной инверсной ПМ исследовалась авторами в [5]. Настоящая работа посвящена изучению спектральных характеристик указанных сигналов.

Цель работы – получить аналитические выражения для спектральной плотности и энергетического спектра векторной комплексной огибающей двоичных ФМШПС с ортогональным ПК и дополнительной инверсной ПМ, построить графики и проанализировать свойства энергетических спектров указанных сигналов при использовании в качестве фазового и поляризационного кодов M-последовательностей.

Общее выражение, описывающее один период двоичного ФМШПС с ортогональным ПК и дополнительной инверсной ПМ, может быть представлено в виде [2]

$$\dot{\mathbf{s}}(t)=\begin{cases} A\mathrm{Re}\left\{\sum\limits_{k=1}^{N}\hat{\mathbf{V}}\dot{\mathbf{p}}'_k u_0[t-(k-1)\tau_0]\exp[j(2\pi f_0 t+\theta_k)]\right\}, & 0\le t\le T_0, \\ 0, & t<0,\ t>T_0, \end{cases} \tag{1}$$

где $A=\sqrt{2P}$ – амплитуда сигнала; P – средняя мощность сигнала; N – период псевдослучайных последовательностей (ПСП), используемых в качестве фазового и поляризационного кодов; $\hat{\mathbf{V}}$ – оператор, описывающий дополнительную инверсную ПМ; $\dot{\mathbf{p}}'_k$, $k=\overline{1,N}$, – единичный комплексный вектор-столбец (состоящий из двух элементов) [6], определяющий поляризацию k-го элементарного импульса (чипа) сигнала; $u_0(t)=\begin{cases}1, & 0\le t\le\tau_0\\ 0, & t<0, t>\tau_0\end{cases}$ – прямоугольная огибающая элементарного импульса единичной амплитуды длительностью τ_0; f_0 – несущая частота сигнала; $\theta_k=d_k\pi$, $d_k\in\{0,1\}$ – начальная фаза k-го элементарного импульса ($d_1,d_2,...,d_N$ – код расширяющей спектр сигнала ПСП); $\mathrm{Re}\{\cdot\}$ – символ операции взятия реальной части; $T_0=N\tau_0$ – длительность периода ПСП.

Оператор $\hat{\mathbf{V}}$ при использовании согласованного поляризационного базиса (ортогонально-линейного при ортогонально-линейном ПК и ортогонально-кругового при ортогонально-круговом ПК) имеет матричное представление вида $\hat{\mathbf{V}}=\mathbf{\Pi}_0$ в отсутствие инверсии поляризационных состояний элементарных импульсов сигнала и $\hat{\mathbf{V}}=\mathbf{\Pi}_1$ – при ее наличии, где $\mathbf{\Pi}_0$, $\mathbf{\Pi}_1$ – матрицы Паули [7].

Вектор $\dot{\mathbf{p}}'_k$, $k=\overline{1,N}$, определяет состояние поляризации k-го элементарного импульса двоичного ФМШПС в соответствии с кодом $c_1,c_2,...,c_N$, $c_k\in\{0,1\}$, поляризационной ПСП, причем при использовании согласованного поляризационного базиса это соответствие задается следующим образом: $c_k=0\Leftrightarrow\dot{\mathbf{p}}'_k=[1\quad 0]^T$, $c_k=1\Leftrightarrow\dot{\mathbf{p}}'_k=[0\quad 1]^T$, где $\Leftrightarrow$ – символ соответствия; $(\cdot)^T$ – символ операции транспонирования.

В дальнейшем нас будет интересовать векторная спектральная плотность $\dot{\mathbf{G}}(f)$ комплексной огибающей сигнала (1), поскольку его спектральная плотность $\dot{\mathbf{G}}_1(f)$ легко рассчитывается с помощью формулы перехода

$$\dot{\mathbf{G}}_1(f)=\frac{1}{2}\left[\dot{\mathbf{G}}(f-f_0)+\dot{\mathbf{G}}(f+f_0)\right],$$

которая является векторным аналогом для соответствующего скалярного соотношения [8].

Векторная комплексная огибающая одного периода двоичного ФМШПС с ортогональным ПК и дополнительной инверсной ПМ может быть представлена в виде

$$\dot{\mathbf{S}}(t)=A\sum_{k=1}^{N}\dot{\mathbf{p}}_k u_0[t-(k-1)\tau_0]\exp(j\theta_k), \tag{2}$$

где $\dot{\mathbf{p}}_k = \hat{\mathbf{V}}\dot{\mathbf{p}}'_k$, $k = \overline{1,N}$. Здесь же отметим, что в соответствии с вышеприведенным определением оператора $\hat{\mathbf{V}}$ дополнительная инверсная ПМ может быть эквивалентно описана инверсией поляризационного кода второй ПСП $c_1, c_2, ..., c_N$, что и будет использоваться нами далее до конца работы.

Спектральная плотность $\dot{\mathbf{G}}(f)$ векторной комплексной огибающей (2) представляет собой покомпонентное преобразование Фурье от этой огибающей [9]:

$$\dot{\mathbf{G}}(f) = \mathrm{FT}\{\dot{\mathbf{S}}(t)\} = \begin{bmatrix} \dot{G}_x(f) \\ \dot{G}_y(f) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathrm{FT}\{\dot{S}_x(t)\} \\ \mathrm{FT}\{\dot{S}_y(t)\} \end{bmatrix} = \int_{-\infty}^{\infty} \begin{bmatrix} \dot{S}_x(t) \\ \dot{S}_y(t) \end{bmatrix} \exp[-j2\pi ft]dt, \quad (3)$$

где $\mathrm{FT}\{\cdot\}$ – символ прямого преобразования Фурье; $\dot{S}_x(t)$, $\dot{S}_y(t)$ – компоненты векторной комплексной огибающей ФМШПС с ортогональным ПК и дополнительной инверсной ПМ в заданном ортогонально-линейном поляризационном базисе. При записи (3) и далее учтено, что начальное условие $t_0 = 0$.

Применяя к компонентам комплексной огибающей $\dot{\mathbf{S}}(t)$ преобразование Фурье, получим

$$\dot{\mathbf{G}}(f) = Ag(f) \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^{N} \dot{p}_{x\,k} \exp\left[j\left(\theta_k - 2\pi(k-1) f\tau_0\right)\right] \\ \sum_{k=1}^{N} \dot{p}_{y\,k} \exp\left[j\left(\theta_k - 2\pi(k-1) f\tau_0\right)\right] \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где $g(f) = \tau_0 \dfrac{\sin(\pi f \tau_0)}{\pi f \tau_0} \exp[-j\pi f \tau_0]$ – спектральная плотность огибающей элементарного импульса $u_0(t)$; $\dot{p}_{x\,k}$ и $\dot{p}_{y\,k}$ – компоненты вектора $\dot{\mathbf{p}}_k$, $k = \overline{1,N}$, в заданном ортогонально-линейном поляризационном базисе.

Отметим, что каждая из компонент спектральной плотности (4) отличается от известного выражения для спектральной плотности комплексной огибающей ФМШПС без ПК [10] лишь наличием дополнительных комплексных множителей $\dot{p}_{x\,k}$ или $\dot{p}_{y\,k}$ перед соответствующими комплексными экспонентами.

Энергетический спектр одного периода комплексной огибающей ФМШПС с ПК и дополнительной инверсной ПМ при известной спектральной плотности $\dot{\mathbf{G}}(f)$ (4) может быть вычислен с помощью формулы

$$\mathbf{W}(f) = \begin{bmatrix} W_x(f) \\ W_y(f) \end{bmatrix} = \frac{1}{T_0} \begin{bmatrix} \left|\dot{G}_x(f)\right|^2 \\ \left|\dot{G}_y(f)\right|^2 \end{bmatrix}, \quad (5)$$

которая также является векторным аналогом соответствующего скалярного соотношения [11].

На основании соотношения (5) с учетом выражения (4) находим

$$\mathbf{W}(f) = \frac{A^2}{T_0} |g(f)|^2 \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^{N}\sum_{m=1}^{N} \dot{p}_{x\,k}\, \dot{p}^*_{x\,m} \exp\left[j\left(\theta_k - \theta_m - 2\pi(k-m) f\tau_0\right)\right] \\ \sum_{k=1}^{N}\sum_{m=1}^{N} \dot{p}_{y\,k}\, \dot{p}^*_{y\,m} \exp\left[j\left(\theta_k - \theta_m - 2\pi(k-m) f\tau_0\right)\right] \end{bmatrix}, \quad (6)$$

где $(\cdot)^*$ – символ операции комплексного сопряжения.

Следуя работе [10], выделим в компонентах энергетического спектра $\mathbf{W}(f)$ три группы слагаемых, в которых $k = m$, $k > m$ и $k < m$:

$$W_i(f) = \frac{A^2}{T_0} |g(f)|^2 \left\{ \sum_{k=1}^{N} |p_{ik}|^2 + \sum_{\substack{k=1 \\ (k \neq m, k > m)}}^{N}\sum_{m=1}^{N} \dot{p}_{ik}\, \dot{p}^*_{im} \exp\left[j\left(\theta_k - \theta_m - 2\pi(k-m) f\tau_0\right)\right] + \right.$$

$$\left. + \sum_{\substack{k=1 \\ (k \neq m, k < m)}}^{N}\sum_{m=1}^{N} \dot{p}_{ik}\, \dot{p}^*_{im} \exp\left[j\left(\theta_k - \theta_m - 2\pi(k-m) f\tau_0\right)\right] \right\}, \; i = x, y.$$

Обозначив $k-m=l$, перепишем предыдущие равенства в виде

$$W_i(f)=\frac{A^2}{T_0}|g(f)|^2\left\{\sum_{k=1}^{N}|p_{i\,k}|^2+\sum_{l=1}^{N-1}\sum_{m=1}^{N-l}\dot{p}_{i\,m+l}\dot{p}_{i\,m}^{*}\exp\left[j\left(\theta_{m+l}-\theta_m-2\pi lf\tau_0\right)\right]+\right.$$
$$\left.+\sum_{l=-1}^{-(N-1)}\sum_{m=1-l}^{N}\dot{p}_{i\,m+l}\dot{p}_{i\,m}^{*}\exp\left[j\left(\theta_{m+l}-\theta_m-2\pi lf\tau_0\right)\right]\right\},\ i=x,y.$$

Заменяя в последнем слагаемом индекс суммирования l на $-l$ и учитывая, что

$$\sum_{m=1+l}^{N}\dot{p}_{i\,m-l}\dot{p}_{i\,m}^{*}\exp\left[j\left(\theta_{m-l}-\theta_m+2\pi lf\tau_0\right)\right]=\sum_{m=1}^{N-l}\dot{p}_{i\,m+l}^{*}\dot{p}_{i\,m}\exp\left[-j\left(\theta_{m+l}-\theta_m-2\pi lf\tau_0\right)\right],$$

выражения для компонент спектра запишем в виде

$$W_i(f)=\frac{A^2}{T_0}|g(f)|^2\left\{\sum_{k=1}^{N}|p_{i\,k}|^2+2\sum_{l=1}^{N-1}\sum_{m=1}^{N-l}\mathrm{Re}\left\{\dot{p}_{i\,m+l}\dot{p}_{i\,m}^{*}\exp\left[j\left(\theta_{m+l}-\theta_m-2\pi lf\tau_0\right)\right]\right\}\right\},\ i=x,y. \qquad (7)$$

Вводя обозначения

$$X_{i\,l}=\sum_{m=1}^{N-l}\left\{\left(\mathrm{Re}\{\dot{p}_{i\,m+l}\}\mathrm{Re}\{\dot{p}_{i\,m}\}+\mathrm{Im}\{\dot{p}_{i\,m+l}\}\mathrm{Im}\{\dot{p}_{i\,m}\}\right)\cos(\theta_{m+l}-\theta_m)+\right.$$
$$\left.+\left(\mathrm{Re}\{\dot{p}_{i\,m+l}\}\mathrm{Im}\{\dot{p}_{i\,m}\}-\mathrm{Im}\{\dot{p}_{i\,m+l}\}\mathrm{Re}\{\dot{p}_{i\,m}\}\right)\sin(\theta_{m+l}-\theta_m)\right\}, \qquad (8)$$

$$Y_{i\,l}=\sum_{m=1}^{N-l}\left\{\left(\mathrm{Re}\{\dot{p}_{i\,m+l}\}\mathrm{Re}\{\dot{p}_{i\,m}\}+\mathrm{Im}\{\dot{p}_{i\,m+l}\}\mathrm{Im}\{\dot{p}_{i\,m}\}\right)\sin(\theta_{m+l}-\theta_m)-\right.$$
$$\left.-\left(\mathrm{Re}\{\dot{p}_{i\,m+l}\}\mathrm{Im}\{\dot{p}_{i\,m}\}-\mathrm{Im}\{\dot{p}_{i\,m+l}\}\mathrm{Re}\{\dot{p}_{i\,m}\}\right)\cos(\theta_{m+l}-\theta_m)\right\},\ i=x,y,\ l=\overline{1,N-1}, \qquad (9)$$

где $\mathrm{Im}\{\cdot\}$ – символ операции взятия мнимой части, выражение для спектра $\mathbf{W}(f)$ с учетом (7) окончательно представим в виде

$$\mathbf{W}(f)=\frac{A^2}{T_0}|g(f)|^2\begin{bmatrix}\left\{\sum_{k=1}^{N}|p_{x\,k}|^2+2\sum_{l=1}^{N-1}\left\{X_{x\,l}\cos 2\pi lf\tau_0+Y_{x\,l}\sin 2\pi lf\tau_0\right\}\right\}\\ \left\{\sum_{k=1}^{N}|p_{y\,k}|^2+2\sum_{l=1}^{N-1}\left\{X_{y\,l}\cos 2\pi lf\tau_0+Y_{y\,l}\sin 2\pi lf\tau_0\right\}\right\}\end{bmatrix}. \qquad (10)$$

Заметим, что полученная формула (10) для энергетического спектра $\mathbf{W}(f)$ при использовании выражений (8) и (9) для вычисления $X_{i\,l}$ и $Y_{i\,l}$, $i=x,y$, $l=\overline{1,N}$, является достаточно общей. Она справедлива при произвольных значениях начальных фаз импульсов θ_k, $k=\overline{1,N}$, и произвольном ПК. В случае двоичных ФМШПС с ортогональным ПК, когда $\theta_k\in\{0,\pi\}$, $k=\overline{1,N}$, выражения (8) и (9) для $X_{i\,l}$ и $Y_{i\,l}$ существенно упрощаются:

$$X_{i\,l}=\sum_{m=1}^{N-l}\left(\mathrm{Re}\{\dot{p}_{i\,m+l}\}\mathrm{Re}\{\dot{p}_{i\,m}\}+\mathrm{Im}\{\dot{p}_{i\,m+l}\}\mathrm{Im}\{\dot{p}_{i\,m}\}\right)\cos(\theta_{m+l}-\theta_m), \qquad (11)$$

$$Y_{i\,l}=\sum_{m=1}^{N-l}\left(\mathrm{Im}\{\dot{p}_{i\,m+l}\}\mathrm{Re}\{\dot{p}_{i\,m}\}-\mathrm{Re}\{\dot{p}_{i\,m+l}\}\mathrm{Im}\{\dot{p}_{i\,m}\}\right)\cos(\theta_{m+l}-\theta_m). \qquad (12)$$

При этом из выражений (10) – (12) следует, что спектр двоичного ФМШПС с произвольным ПК при симметричном амплитудном спектре $|g(f)|$ элементарного импульса является симметричным.

Покажем, что полученное выражение (10) для энергетического спектра ФМШПС с произвольным ПК и дополнительной инверсной ПМ сводится к известному выражению для энергетического спектра классического ФМШПС без ПК [10] при «выключении» операции ПК. Для этого векторы $\dot{\mathbf{p}}_k$, $k=\overline{1,N}$, входящие в выражения (8) и (9), положим равными друг другу. Физически это будет означать, что передача ФМШПС осуществляется на фиксированной поляризации, т.е. в отсутствие ПК элементов сигнала. В этом случае ввиду единичности векторов $\dot{\mathbf{p}}_k$, $k=\overline{1,N}$, для их компонент справедливы равенства

$$\dot{p}_{x\,k}\,\dot{p}^{*}_{x\,m}+\dot{p}_{y\,k}\,\dot{p}^{*}_{y\,m}=1,\ k,m=\overline{1,N}. \qquad (13)$$

Учитывая, что энергия сигнала с поляризационной структурой рассредоточена по его пространственным квадратурам, суммируем компоненты спектра (10). Тогда с учетом (13) получим

$$W_x(f)+W_y(f)=\frac{A^2}{T_0}|g(f)|^2\times$$

$$\times\left\{N+2\sum_{l=1}^{N-1}\left\{X_l\cos 2\pi lf\tau_0+Y_l\sin 2\pi lf\tau_0\right\}\right\}, \qquad (14)$$

где $$X_l=\sum_{m=1}^{N-1}\cos(\theta_{m+l}-\theta_m),$$

$$Y_l=\sum_{m=1}^{N-1}\sin(\theta_{m+l}-\theta_m).$$

Сравнивая правую часть (14) с выражением (5) из [10], убеждаемся, что они совпадают с точностью до множителя A^2/T_0.

На рис. 1 приведены нормированные энергетические спектры компонент векторной комплексной огибающей двоичного ФМШПС с ортогонально-линейным ПК при его представлении в ортогонально-линейном поляризационном базисе. Графики рассчитаны согласно выражению (10) при использовании в качестве фазового кода M-последовательности 111101011001000 с порождающим полиномом x^4+x+1, а в качестве поляризационного кода – M-последовательности 111100010011010 с порождающим полиномом x^4+x^3+1.

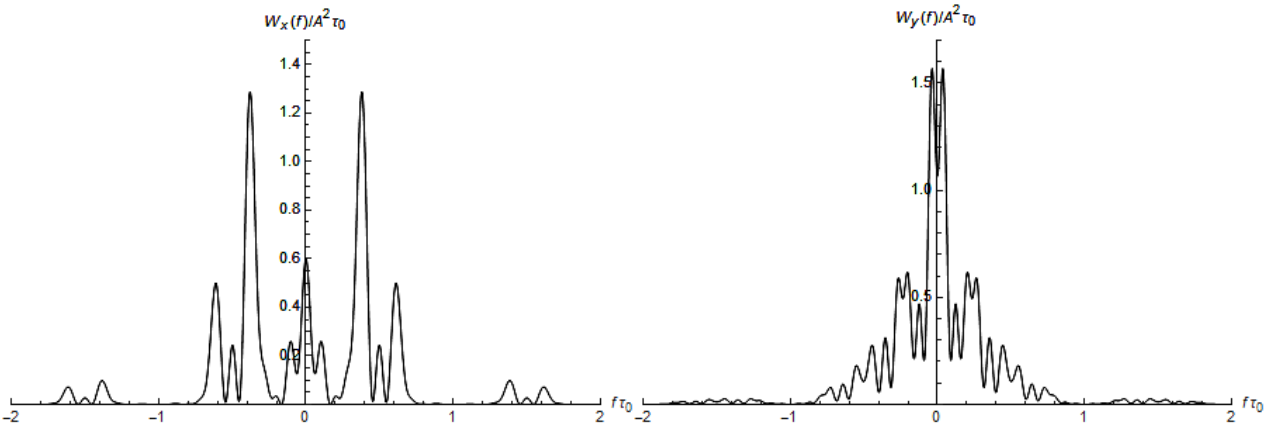


Рис. 1. Нормированные энергетические спектры компонент векторной комплексной огибающей двоичного ФМШПС с ортогонально-линейным ПК при его представлении в ортогонально-линейном поляризационном базисе

На рис. 2 приведены нормированные энергетические спектры компонент векторной комплексной огибающей двоичного ФМШПС с ортогонально-круговым ПК при тех же фазовом и поляризационном кодах при его представлении в ортогонально-линейном поляризационном базисе. Следует отметить, что при использовании ортогонально-кругового поляризационного базиса для представления сигнала, который в данном случае является согласованным базисом, вид спектральных кривых будет в точности совпадать с представленными на рис. 1.

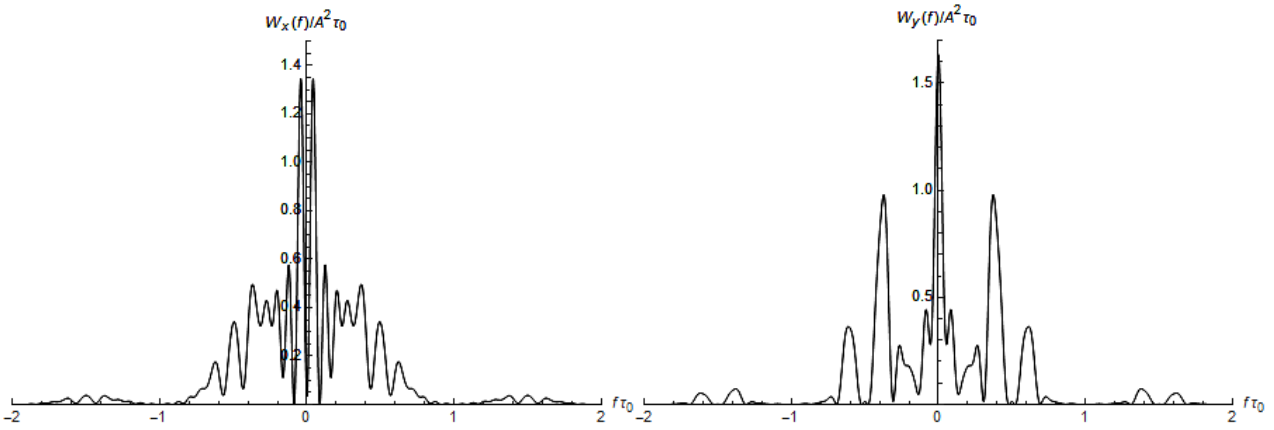


Рис. 2. Нормированные энергетические спектры компонент векторной комплексной огибающей двоичного ФМШПС с ортогонально-круговым ПК при его представлении в ортогонально-линейном поляризационном базисе

Анализ выражения (10) и спектральных кривых, представленных на рис. 1 и 2, а также аналогичных им, но построенных с использованием *M*-последовательностей на основе других порождающих полиномов, показывает следующее.

Энергетические спектры компонент векторной комплексной огибающей двоичного ФМШПС с ортогональным ПК обладают сильной изрезанностью, причем величина и расположение локальных минимумов и максимумов спектральных кривых уникальны для каждого набора фазовых и поляризационных кодов и зависят от вида ортогонального ПК (линейное или круговое) и выбранного поляризационно-ортогонального базиса представления сигнала.

Полоса частот, занимаемая спектрами компонент векторной комплексной огибающей двоичного ФМШПС с ортогональным ПК, как и в случае двоичного ФМШПС без ПК, определяется полосой частот спектра элементарного импульса и по первым нулям равна удвоенной скорости следования элементарных импульсов (чипов) сигнала безотносительно к виду ортогонального ПК и поляризационно-ортогональному базису представления сигнала.

Для энергетических спектров компонент векторной комплексной огибающей двоичного ФМШПС с ортогональным ПК с фазовым и поляризационным кодами в виде *M*-последовательностей в общем случае имеют место неравенства

$$W_i(0) \neq \frac{A^2}{T_0}\left|g(0)\right|^2,\ i = x, y,$$

обусловленные нарушением разности между числом нулей и единиц фазового кода на каждой из используемых ортогональных поляризаций (при представлении сигнала в согласованном поляризационно-ортогональном базисе). В случае же использования несогласованного поляризационно-ортогонального базиса дополнительной причиной указанных неравенств является отличие компонент векторов $\dot{\mathbf{p}}_k$, $k = \overline{1, N}$, в этом базисе от 0 и 1.

Проведенные исследования спектров векторной комплексной огибающей двоичных ФМШПС с ортогональным ПК и дополнительной инверсной ПМ позволяют сделать следующие выводы:

1. Процедура ортогонального ПК двоичных ФМШПС при использовании *M*-последовательностей в качестве фазового и поляризационного кодов в зависимости от вида ортогонального ПК и поляризационно-ортогонального базиса представления сигнала способна привести к более изрезанному виду энергетических спектров компонент сигнала по сравнению со спектром исходного двоичного ФМШПС без ПК. При этом симметрия спектров относительно центральной частоты сохраняется.

2. Процедура ортогонального ПК двоичных ФМШПС не приводит к дополнительному расширению спектра сигнала.

3. Дополнительная инверсная ПМ двоичных ФМШПС с ортогональным ПК в спектральной области при использовании согласованного поляризационно-ортогонального базиса для представления сигнала сводится к перестановке компонент спектральных характеристик $\dot{\mathbf{G}}(f)$ и $\mathbf{W}(f)$.

4. Процедура ортогонального ПК двоичных ФМШПС при использовании *M*-последовательностей в качестве фазового и поляризацион-

ного кодов может приводить к росту значений энергетических спектров компонент векторной комплексной огибающей кодированного сигнала на нулевой частоте по сравнению со спектром исходного ФМШПС без ПК.

Таким образом, полученные в работе результаты с учетом результатов предыдущих работ авторов [2, 3, 5] подтверждают вывод о том, что применение ортогонального ПК с дополнительной инверсной ПМ в системах радиосвязи с двоичными ФМШПС способно повысить их пропускную способность и помехозащищенность без дополнительных затрат радиочастотного и энергетического ресурсов. Однако следует подчеркнуть, что все преимущества двоичных ФМШПС с ПК и дополнительной инверсной ПМ, как и в случае классических двоичных ФМШПС, могут быть реализованы в системах радиосвязи только при условии их качественной временной и фазовой синхронизации. При этом ввиду жесткой синхронизации моментов переключения поляризационных состояний элементарных радиоимпульсов и их начальных фаз сложность систем временной и фазовой синхронизации при ПК ФМШПС не возрастает, а требования к точности временной и фазовой синхронизации остаются неизменными [12].

Полученные в работе результаты могут быть использованы для оптимизации фазового и поляризационного кодов двоичных ФМШПС с ортогональным ПК и дополнительной инверсной ПМ при разработке современных широкополосных систем радиосвязи с улучшенными характеристиками.

Литература

1. Pat. 7310379 US, Int. Cl.[7] H 04 B 7/02. Polarization state techniques for wireless communications / S. Sibecas, C. Corral, S. Emami, G. Stratis, G. Rasor; Motorola, Inc. No 10/631430; Filed 31.07.2003; Pub. 18.12.2007.

2. *Лукьянчиков В.Д.*, *Ливенцев В.В.* Способ повышения пропускной способности систем радиосвязи с шумоподобными сигналами // Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника. 2007. Т. 50, № 8. С. 22–35.

3. *Ливенцев В.В.* Анализ эффективности энергетического обнаружения широкополосных сигналов с поляризационным кодированием // Теория и техника радиосвязи: науч.-тех. сб. / АО «Концерн «Созвездие». 2007. Вып. 2. С. 21–29.

4. *Варакин Л.Е.* Теория сложных сигналов. М.: Сов. радио, 1970. 376 с.

5. *Лукьянчиков В.Д., Ливенцев В.В.* Свойства функции неопределенности фазоманипулированных широкополосных сигналов с поляризационным кодированием // Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника. 2011. Т. 54, №12. С. 17–26.

6. *Козлов А.И., Логвин А.И., Сарычев В.А.* Поляризация радиоволн. Поляризационная структура радиолокационных сигналов. М.: Радиотехника, 2005. 704 с.

7. *Гусев К.Г., Филатов А.Д., Сополев А.П.* Поляризационная модуляция. М.: Сов. радио, 1974. 288 с.

8. *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986. 512 с.

9. *Селетков В.Л.* Аналитическое представление поляризованных сигналов // Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника. 2006. Т. 49, № 3. С. 17–23.

10. *Докторов А.Л.* Спектры и совместная корреляционная функция модуляции сигналов с фазовой манипуляцией // Электросвязь. 1966. № 7. С. 59–66.

11. *Пестряков В.Б., Афанасьев В.П., Гурвиц В.Л.* и др. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации. М.: Сов. радио, 1973. 424 с.

12. *Лукьянчиков В.Д., Ливенцев В.В., Сергиенко А.И.* Помехоустойчивость когерентного приема фазоманипулированных широкополосных сигналов с поляризационным кодированием при неидеальной временной и фазовой синхронизации // Известия ВУЗов России. Радиоэлектроника. 2013. № 3. С. 3–10.

Статья поступила в редакцию 1 апреля 2019 года

УДК 621.391

ОПТИМИЗАЦИЯ СТОИМОСТИ ЦИФРОВОГО КОРРЕКТОРА САМОПОРАЖЕННЫХ ЧАСТОТ В SDR РАДИОСТАНЦИЯХ

© Автор, 2019

В.А. Маковий, д.т.н., директор НТЦ, АО «Концерн «Созвездие» e-mail: Makovij@mail.ru

Проведён анализ функционирования цифрового корректора, обеспечивающего уменьшение влияния внутренних помех радиостанции на качество приёма сигналов. Получены аналитические выражения, позволяющие уточнить требования к составным частям корректора, упростить его аппаратную часть и оптимизировать её стоимость без уменьшения полезного эффекта от коррекции. Предложено построение источника питания с мультичастотной цифровой коррекцией.

Ключевые слова: *внутренние излучения, частота преобразования, цифровая коррекция, SDR радиостанция, оптимизация стоимости, импульсный источник питания.*

OPTIMIZING THE COST OF DIGITAL CORRECTOR FOR SELF-DAMAGED FREQUENCIES IN SDR

© Author, 2019

V.A. Makovij, D.Sc. in Engineering Science, Director of R&D Centre, JSC «Sozvezdie «Concern»

A functional analysis of digital corrector mitigating the influence of radio station internal disturbances on the quality of signal reception is carried out. Analytical expressions defining the requirements for corrector components, simplifying its hardware and optimizing its cost without reducing the useful effect from correction are obtained. Design of power supply with multi-frequency digital correction is offered.

Keywords: *internal emissions, conversion frequency, digital correction, SDR radio station, cost optimization, pulse power supply.*

Одной из актуальных задач при проектировании SDR радиостанций является уменьшение влияния внутренних излучений на качество приёма сигнала. Известно большое количество работ, посвященных различным методам решения этой проблемы [1]. В них предлагается использовать экранирование, различного рода поглощающие материалы, оптимизацию размещения излучающих и принимающих помехи радиоэлектронных компонентов, рассматриваются различные топологические варианты земляных и экранирующих цепей [2]. Это приводит к уменьшению уровня помех, однако при этом увеличивается стоимость изделий за счёт значительного количества дополнительных конструктивных элементов сложной конфигурации, применения дорогостоящих материалов, трудоёмких и длительных технологических процессов изготовления поглощающих элементов. Традиционные меры борьбы также используют пространственное разнесение как метод уменьшения помех, что вызывает трудности при их применении в портативной аппаратуре с высокой плотностью компоновки.

Одним из основных источников помех являются многочисленные вторичные импульсные источники питания (ВИП). Их особенностью является наличие преобразователя напряжения, работающего на некоторой частоте преобразования. Гармоники этой частоты попадают в основной канал приёма в виде электрической и магнитной компоненты, ухудшая параметры приемника на частотах гармоник ВИП. Частоты, на которых чувствительность ухудшается из-за внутренних помех радиостанции, называются самопораженными. Их наличие ухудшает потребительские свойства радиостанций.

От этих недостатков свободен метод цифровой коррекции, обеспечивающий уменьшение количества частот, пораженных внутренними излучениями импульсных источников питания [3]. Известно решение, позволяющее удалить помехи от ВИП, входящих в состав радиостанции, на максимально возможное расстояние от центра полосы принимаемого сигнала путём цифровой коррекции [4]. В соответствии с ним частота ВИП должна быть установлена согласно выражению

 ISSN 1995-7009

$$f_c = \frac{f_{\text{окп}}}{\left(\left\lfloor \frac{f_{\text{окп}}}{f_{c0}} \right\rfloor + 0.5 \right)}, \quad (1)$$

где f_c – откорректированная частота преобразования (оптимальная частота);

$f_{\text{окп}}$ – центральная частота основного канала приёма;

f_{c0} – основная частота преобразования ВИП, указанная в документации;

$\lfloor\ \rfloor$ – операнд взятия целой части от дробного числа.

Реализация устройств цифровой коррекции [5] в SDR радиостанциях подтвердила высокую эффективность предложенного метода уменьшения влияния помех ВИП [5]. Однако в процессе разработки таких устройств возник ряд вопросов, ответы на которые не очевидны и не рассматриваются в изданных ранее работах. Дополнительные узлы и цепи, добавляемые для цифровой коррекции, увеличивают стоимость радиостанций. Увеличение стоимости зависит от параметров добавляемых функциональных блоков. Поэтому актуальным является точное определение основных параметров всех блоков, участвующих в цифровой коррекции. В настоящей статье рассмотрены различные аспекты оптимизации, позволяющие уменьшить стоимость введения цифровой коррекции в радиоаппаратуру:

1. *Определение частотного диапазона, в котором изменяется частота* f_c. Увеличение диапазона частот внешнего синхросигнала ВИП, как правило, сопровождается ухудшением его технико-экономических параметров.

2. *Расчет максимально допустимого шага изменения частоты ВИП.* Упрощение синтезатора частот позволяет уменьшить необходимые для его реализации ресурсы и стоимость.

3. *Определение минимально необходимого количества частот на выходе синтезатора.* При табличном методе синтеза это позволяет уменьшить размер таблицы.

4. *Использование цифровой коррекции для нескольких ВИП с несовпадающими диапазонами частот синхронизации от внешних источников синхросигнала.* Позволяет расширить номенклатуру ВИП, применение которых возможно в радиостанции, обеспечить возможность их замены при серийном выпуске и на протяжении жизненного цикла изделий.

Найдем частотный диапазон f_c**.** Минимальную и максимальную частоту ВИП после коррекции обозначим $f_{c_\min}$ и $f_{c_\max}$ соответственно. Для нахождения этих величин представим область определения функции (1) как совокупность примыкающих полуоткрытых интервалов, границы которых соответствуют гармоникам основной частоты преобразования:

$$f_{\text{окп}} \in \left[m \cdot f_{c0} \ldots (m+1) \cdot f_{c0} \right), \quad (2)$$

где m = 0, 1, 2… – номер интервала определения (1), как показано на рис. 1.

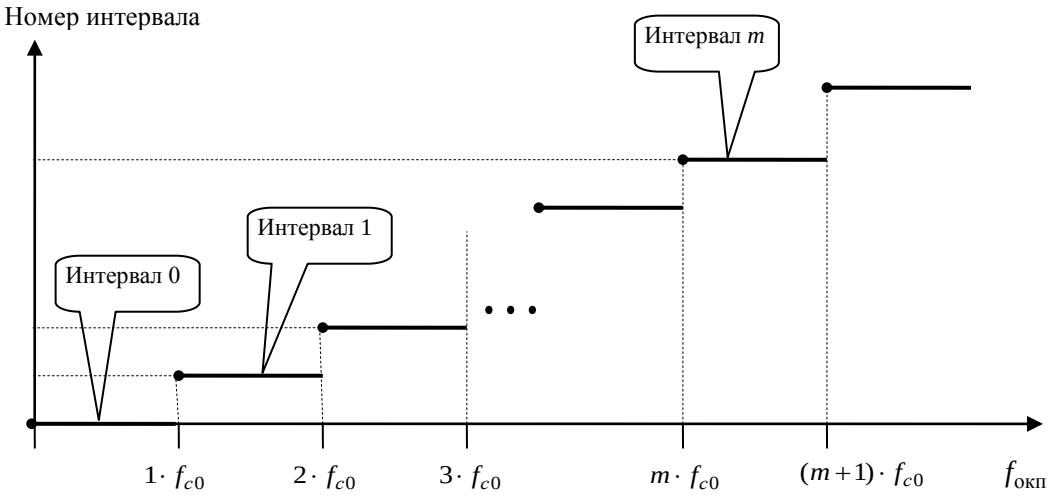


Рис. 1. Номера и границы интервалов области определения функции

Если принять в качестве номера интервала m величину

$$m = \left\lfloor \frac{f_{\text{окп}}}{f_{c0}} \right\rfloor, \qquad (3)$$

то на каждом отдельно взятом полуоткрытом интервале с номером m и границами (2) выражение (1) можно записать в следующем виде:

$$f_c = \frac{f_{\text{окп}}}{(m+0.5)}, \qquad (4)$$

где m – номер интервала, являющийся константой на интервале. Необходимо отметить, что номер интервала, в который до коррекции попадает частота $f_{\text{окп}}$, после коррекции сохраняется.

Найдем минимальную частоту $f_{c_\min}$ после коррекции. Очевидно, что (4) в пределах каждого m-го интервала (2) является монотонной и возрастающей, поэтому для нахождения минимальной величины f_c достаточно найти её значение на левом крае каждого m-го интервала f_{clm}, а затем найти наименьшее значение из всех f_{clm} для интервалов, охватывающих диапазон возможных частот ОКП.

Найдём f_{clm} на левом крае интервала m. Левая граница m-го интервала на физической оси частот в соответствии с (2) $f_{\text{окп}} = m * f_{c0}$. Подставляя это значение в (4), получаем

$$f_{clm} = \frac{m}{(m+0.5)} \cdot f_{c0}. \qquad (5)$$

При $f_{c0} = \text{const}$ функция (5) является монотонно возрастающей при увеличении m. Следовательно, наименьшее значение (5) принимает на интервале с минимальным номером $m_{\min}$. В этот интервал входит минимальная частота настройки ОКП

$$m_{\min} = \left\lfloor \frac{f_{\text{окп_min}}}{f_{c0}} \right\rfloor, \qquad (6)$$

где $f_{\text{окп_min}}$ – минимальная частота основного канала приёма (минимальная частота рабочего диапазона приёмника). Подставляя (6) в (5), получаем

$$f_{cl} = \frac{\left\lfloor \frac{f_{\text{окп_min}}}{f_{c0}} \right\rfloor}{\left(\left\lfloor \frac{f_{\text{окп_min}}}{f_{c0}} \right\rfloor + 0.5 \right)} \cdot f_{c0}. \qquad (7)$$

Величина f_{cl} является оценкой снизу для $f_{c_\min}$, поскольку $f_{cl} \le f_{c_\min}$, причем $f_{cl} = f_{c_\min}$ при $f_{\text{окп_min}} = m_{\min} \cdot f_{c0}$. Точное значение величины $f_{c_\min}$ может быть получено по формуле

$$f_{c_\min} = \min\left[\frac{f_{\text{окп_min}}}{\left(\left\lfloor \frac{f_{\text{окп_min}}}{f_{c0}} \right\rfloor + 0.5 \right)}, \frac{\left\lfloor \frac{f_{\text{окп_min}}}{f_{c0}} + 1 \right\rfloor}{\left(\left\lfloor \frac{f_{\text{окп_min}}}{f_{c0}} + 1 \right\rfloor + 0.5 \right)} \cdot f_{c0} \right]. \qquad (8)$$

Для инженерных расчётов величины $f_{c_\min}$ достаточно использовать выражение (7).

Найдем максимальную частоту $f_{c_\max}$. Функция (4) в пределах каждого интервала (2) является монотонной и непрерывной, поэтому для нахождения максимальной величины f_c достаточно найти её значение на правом крае интервала m – f_{crm}, а затем найти наибольшее значение f_{crm} для всех интервалов, охватывающих диапазон возможных частот ОКП.

Найдём f_{crm} на правом крае m-го интервала. Функция (4) является непрерывной и монотонной в левой окрестности точки начала следующего интервала, её максимальный аргумент будет бесконечно близок к величине $(m+1) \cdot f_{c0}$. Тогда её значение на правой границе интервала с номером m можно записать как

$$f_{crm} = \frac{(m+1)}{(m+0.5)} \cdot f_{c0}. \qquad (9)$$

При $f_{c0} = \text{const}$ функция (9) является монотонно убывающей при увеличении m. Следовательно, наибольшее значение (9) принимает на интервале $m_{\min}$, в который входит минимальная частота настройки ОКП (6). Аргумент функции

(1), соответствующий максимальному значению (9) на интервале $m_{\min}$, всегда находится внутри интервала возможных частот ОКП. Поэтому после подстановки (6) в (9) получаем максимальную частоту ВИП после цифровой коррекции $f_{c_\max}$:

$$f_{c_\max} = \frac{\left(\left\lfloor \frac{f_{\text{окп}_\min}}{f_{c0}} \right\rfloor + 1 \right)}{\left(\left\lfloor \frac{f_{\text{окп}_\min}}{f_{c0}} \right\rfloor + 0.5 \right)} \cdot f_{c0}. \qquad (10)$$

Полученные выражения (7) и (10) позволяют найти минимальную $f_{c_\min}$ и максимальную $f_{c_\max}$ частоту, на которую будет настроен ВИП при приёме сигналов в диапазоне частот $\left[f_{\text{окп}_\min} \cdots f_{\text{окп}_\max} \right]$.

Найдём среднее арифметическое значение частоты ВИП после коррекции при равномерной плотности вероятности $f_{\text{окп}}$ на интервале с номером m (2) по формуле

$$f_{c_mean} = \frac{f_{c_\max} + f_{c_\min}}{2}. \qquad (11)$$

С учетом ранее полученных выражений (5) и (9) получаем

$$f_{c_mean} = \frac{f_{c_\min} + f_{c_\max}}{2} = \frac{\frac{m}{(m+0.5)} \cdot f_{c0} + \frac{(m+1)}{(m+0.5)} \cdot f_{c0}}{2} = \frac{\frac{2 \cdot (m+0.5)}{(m+0.5)}}{2} \cdot f_{c0} = f_{c0}. \qquad (12)$$

Из (12) становится ясен физический смысл величины f_{c0} в (1) – это среднее значение частоты ВИП после коррекции, то есть преобразование (1) сохраняет среднее значение частоты ВИП при условии равномерной плотности вероятности частоты $f_{\text{окп}}$. Как следствие, максимальное отклонение f_c от f_{c0} в результате коррекции по формуле (1) на каждом интервале будет симметричным относительно f_{c0}, как показано на рис. 2:

$$f_{c_\min} = f_{c0} \cdot \left(1 - \frac{1}{\left(2 \cdot \left\lfloor \frac{f_{\text{окп}_\min}}{f_{c0}} \right\rfloor + 1 \right)} \right), \qquad (13)$$

$$f_{c_\max} = f_{c0} \cdot \left(1 + \frac{1}{\left(2 \cdot \left\lfloor \frac{f_{\text{окп}_\min}}{f_{c0}} \right\rfloor + 1 \right)} \right). \qquad (14)$$

Еще одна форма записи минимальной и максимальной частоты ВИП после коррекции:

$$f_{c_\min} = \frac{m_{\min}}{m_{\min} + 0.5} \cdot f_{c0}, \qquad (15)$$

$$f_{c_\max} = \frac{(m_{\min} + 1)}{(m_{\min} + 0.5)} \cdot f_{c0}. \qquad (16)$$

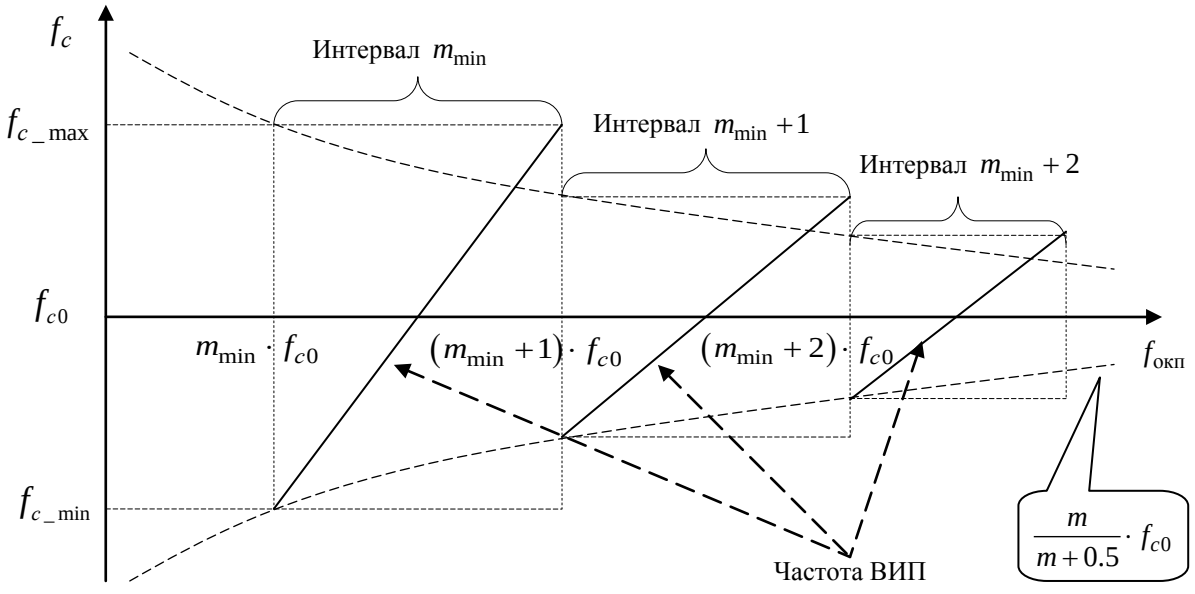


Рис. 2. Зависимость частоты ВИП от частоты ОКП на соседних интервалах

В результате нахождения частотного диапазона, в котором может изменяться частота f_c при работе радиостанции:

– доказано, что в цифровом корректоре [4], реализующем формулу (1), максимальное отклонение частоты ВИП симметрично как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения от среднего значения f_{c0};

– получены аналитические выражения, описывающие диапазон частот $\left[f_{c_\min} \cdots f_{c_\max} \right]$, в котором ВИП должен обеспечивать работу с внешней синхронизацией;

– установлено, что величина диапазона синхронизации ВИП определяется двумя параметрами радиоприёмного устройства:

f_{c0} – основной частотой преобразования ВИП;

$f_{\text{окп}_\min}$ – минимальной частотой основного канала приёма.

Рассчитаем максимально допустимый шаг изменения частоты ВИП. Как показано выше, частота f_c, рассчитанная по формуле (1), может принимать любое значение из диапазона $\left[f_{c_\min} \cdots f_{c_\max} \right]$. Синтезатор частот в устройстве [4] обеспечивает формирование дискретной сетки частот, причём его стоимость и функциональная сложность увеличиваются при уменьшении шага формируемой сетки. Увеличение шага приводит к упрощению устройства и снижению его стоимости и энергопотребления, поэтому расчёт максимально допустимого шага изменения частоты ВИП является актуальным.

Примем, что синтезатор формирует сетку частот с постоянным шагом по частоте и произвольной начальной частотой. Выходную частоту синтезатора с номером i обозначим f_{si}. При коррекции оптимальная частота f_c, определённая по формуле (1), будет заменена ближайшей к ней частотой f_{si} из формируемой синтезатором сетки частот, как показано на рис. 3.

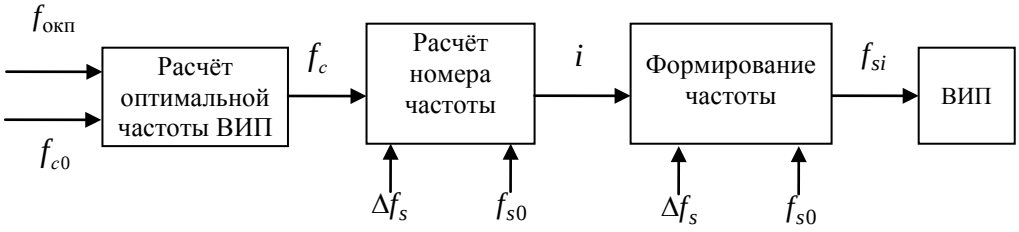


Рис. 3. Формирование частоты преобразования ВИП при коррекции

Выходная частота СЧ f_{si} с номером i при фиксированном шаге сетки частот имеет вид

$$f_{si} = f_{s0} + i \cdot \Delta f_s, \quad i = \left\lfloor \frac{f_c - f_{s0}}{\Delta f_s} + 0.5 \right\rfloor, \qquad (17)$$

где f_{s0} – минимальная частота на выходе синтезатора;

Δf_s – шаг синтезатора;

f_{si} – частота на выходе синтезатора с номером i (фактическая частота ВИП при шаге синтезатора Δf_s).

Отклонение f_{si} от оптимальной частоты f_c приводит к несимметричности положения ОКП относительно соседних гармоник частоты ВИП, как показано на рис. 4. Возникающее вследствие этого увеличение уровня помех в ОКП (из-за приближения помехи к ОКП) определяется характеристикой частотной избирательности ОКП. В качестве исходного параметра для расчёта максимально допустимого шага частоты примем минимальное расстояние от ближайшей гармоники ВИП до центра ОКП (защитная полоса) Δf_g, которое должно обеспечиваться после коррекции. Очевидно, что величина Δf_g не может превышать половину фактической частоты ВИП после коррекции:

$$\Delta f_g \le \frac{f_{si}}{2}. \qquad (18)$$

На рис. 5 показано, что происходит с взаимным расположением ОКП и интервала частот, ограниченного ближайшими к ОКП гармониками частоты преобразования ВИП, в процессе цифровой коррекции. Исходное положе-

ние ОКП и гармоник ВИП до коррекции изображено на оси, а частота ВИП при этом равна основной частоте преобразования f_{c0}, номер интервала m.

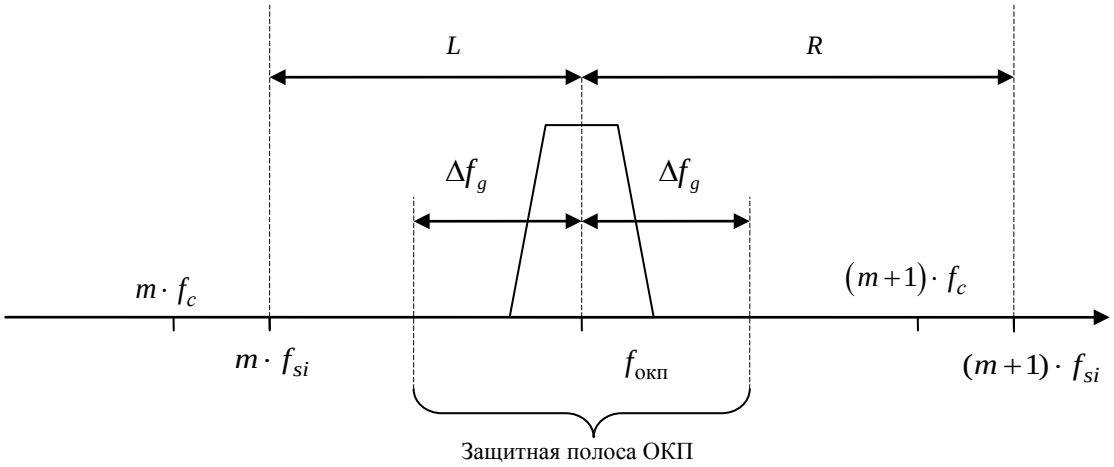


Рис. 4. Взаимное расположение помех ВИП и защитной полосы ОКП после коррекции при конечном шаге синтезатора и $f_{si} > f_c$

Из приведенного рисунка на оси *b* видно, что после изменения частоты ВИП на f_c ОКП располагается в интервале с тем же номером m. В результате коррекции центр ОКП расположен в центре интервала m.

Эффекты, сопровождающие переход от непрерывного континуума частот f_c к равномерной дискретной сетке f_{si}, показаны на группе осей с. Для наглядности каждая из осей этой группы соответствует различным частотным сеткам синтезаторов, отличающихся как шагом Δf_s, так и минимальными частотами сетки f_{s0}. Нижняя и верхняя границы интервала на каждой из осей обозначены как А и Б с индексами, соответствующими номеру оси.

Если частота f_c близка к одной из выходных частот синтезатора (17) или совпадает с ней, изменение положения границ интервала мало или отсутствует, как показано на оси с1.

Если частота f_c больше, чем ближайшая к ней f_{ci}, возникает эффект, показанный на оси с2. В соответствии с (17) фактическая частота ВИП f_{si} из-за дискретности частотной сетки может стать меньше оптимальной частоты f_c на величину до

$$\max\left(f_c - f_{ci}\right) = \frac{\Delta f_s}{2}. \qquad (19)$$

Границы интервала, в котором располагается ОКП, сдвигаются влево от оптимального положения.

Если частота f_c меньше, чем ближайшая к ней f_{ci}, возникает эффект, показанный на оси с3, когда в соответствии с (17) фактическая частота ВИП f_{si} может превысить оптимальную частоту f_c на величину до

$$\max\left(f_{si} - f_c\right) = \frac{\Delta f_s}{2}. \qquad (20)$$

Границы интервала, в котором располагается ОКП, сдвигаются вправо от оптимального положения.

Увеличение частоты ВИП f_{si} относительно оптимальной f_c приводит к уменьшению расстояния между ближайшей к ОКП слева m-й гармоникой частоты ВИП и центральной частотой ОКП $f_{\text{окп}}$, обозначенного на рис. 4 как *L*. Расстояние между $m+1$-й гармоникой частоты ВИП и центральной частотой ОКП $f_{\text{окп}}$, обозначенное на рис. 4 как *R*, при этом увеличивается.

При выполнении условия $f_{si} > f_c$ минимальное расстояние от центра ОКП до ближайшей гармоники ВИП на интервале m

$$m \cdot f_{si} + \Delta f_g = f_{\text{окп}}. \qquad (21)$$

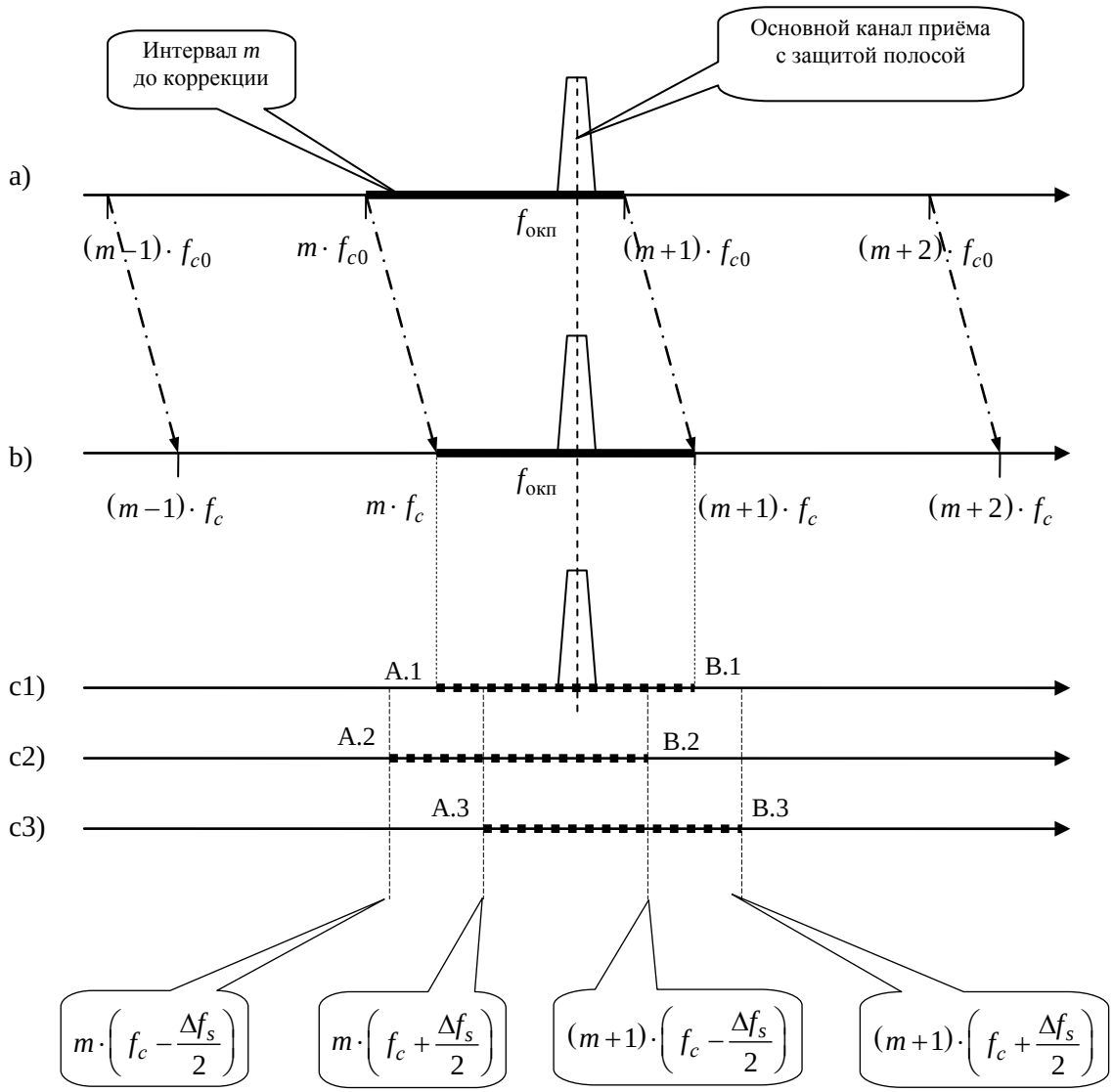


Рис. 5. Частотные преобразования при конечном шаге синтезатора

С учетом (20) получаем

$$m\cdot\left(f_c+\frac{\Delta f_s}{2}\right)+\Delta f_g = f_{окп}. \qquad (22)$$

Тогда максимально допустимый шаг синтезатора на интервале m при выполнении условия $L \ge \Delta f_g$ и $f_{si} > f_c$

$$\Delta f_{sl} = 2\cdot\left(\frac{f_{окп}-\Delta f_g}{m}-f_c\right). \qquad (23)$$

После замены переменной $f_{окп}$ в (23) в соответствии с (4) получаем

$$\Delta f_{sl} = \frac{f_c - 2\cdot\Delta f_g}{m}. \qquad (24)$$

Функция (24) с учетом (18) является неотрицательной и монотонно убывающей при увеличении m. Следовательно, наименьшее значение (24) принимает на интервале с максимальным номером $m_{\max}$. В этот интервал входит максимальная частота ОКП, и его номер

$$m_{\max} = \left\lfloor \frac{f_{окп_max}}{f_{c0}} \right\rfloor, \qquad (25)$$

где $f_{окп_max}$ – максимальная частота основного канала приёма (максимальная частота рабочего диапазона приёмника). Следовательно, минимальный шаг, обусловленный расстоянием L:

$$\Delta f_{sl_\min} = 2 \cdot \left(\frac{f_{\text{окп}} - \Delta f_g}{\left\lfloor \frac{f_{\text{окп_max}}}{f_{c0}} \right\rfloor} - f_c \right). \qquad (26)$$

Рассмотрим случай, когда $f_{si} \le f_c$. Уменьшение частоты ВИП f_{si} относительно оптимальной f_c приводит к уменьшению расстояния между ближайшей к ОКП справа $m+1$-й гармоникой частоты ВИП и центральной частотой ОКП $f_{\text{окп}}$, обозначенного на рис. 4 как *R*. Расстояние между m гармоникой частоты ВИП и центральной частотой ОКП $f_{\text{окп}}$, обозначенное на рис. 4 как *L*, при этом увеличивается. Минимальное расстояние от центра ОКП до ближайшей гармоники ВИП на интервале m

$$(m+1) \cdot f_{si} - \Delta f_{\text{g}} = f_{\text{окп}}. \qquad (27)$$

С учетом (19) получаем

$$(m+1) \cdot \left(f_c - \frac{\Delta f_s}{2} \right) - \Delta f_{\text{g}} = f_{\text{окп}}. \qquad (28)$$

Тогда максимально допустимый шаг синтезатора на интервале m при выполнении условия $R \ge \Delta f_{\text{g}}$ и $f_{si} > f_c$

$$\Delta f_{sr} = 2 \cdot \left(f_c - \frac{\Delta f_g + f_{\text{окп}}}{(m+1)} \right). \qquad (29)$$

После замены переменной $f_{\text{окп}}$ в (29) в соответствии с (4) получаем

$$\Delta f_{sr} = \frac{f_c - 2 \cdot \Delta f_g}{(m+1)}. \qquad (30)$$

Функция (30) с учетом (18) является неотрицательной и монотонно убывающей при увеличении m. Следовательно, наименьшее значение (30) принимает на интервале с максимальным номером $m_{\max}$ (25). Итоговое значение Δf_s, при котором выполняются оба условия $L \ge \Delta f_g$ и $R \ge \Delta f_g$ на интервале $m_{\max}$:

$$\Delta f_s = \min\left(\Delta f_{sl}, \Delta f_{sr} \right). \qquad (31)$$

Сравнивая величины Δf_{sl} (24) и Δf_{sr} (30), получаем, что с учетом (18)

$$\frac{f_c - 2 \cdot \Delta f_g}{m} \ge \frac{f_c - 2 \cdot \Delta f_g}{(m+1)}. \qquad (32)$$

В соответствии с (32) шаг синтезатора, при котором выполняются условия $L \ge \Delta f_g$ и $R \ge \Delta f_g$, то есть максимально допустимый шаг изменения частоты ВИП:

$$\Delta f_s = \frac{f_c - 2 \cdot \Delta f_g}{(m+1)}. \qquad (33)$$

Переменная f_c изменяется в пределах, полученных ранее, от (13) до (14). Минимальное значение f_c на интервале *m* получено ранее (5). Тогда минимальный шаг синтезатора на интервале m

$$\Delta f_s = \frac{m \cdot f_{c0} - 2 \cdot \Delta f_g \cdot (m+0.5)}{(m+1) \cdot (m+0.5)},$$

$$\Delta f_g \le \frac{m}{2m+1} \cdot f_{c0}. \qquad (34)$$

Несмотря на то что минимальное значение f_c зависит от номера интервала, можно утверждать, что при $f_c = f_{c_\min}$ (13) оценку снизу величины Δf_s можно записать в виде

$$\Delta f_{s_\min} = \frac{f_{c_\min} - 2 \cdot \Delta f_g}{\left(m_{\max}+1\right)},$$

$$\Delta f_g \le \frac{f_{c_\min}}{2}. \qquad (35)$$

С учетом полученной ранее оценки снизу минимальной частоты ВИП (7) оценка снизу величины шага синтезатора и ограничение на величину Δf_g принимают вид

$$\Delta f_{s_\min} = \frac{m_{\min} \cdot f_{c0} - 2 \cdot \Delta f_g \cdot m_{\min} - \Delta f_g}{\left(m_{\max}+1\right) \cdot \left(m_{\min}+0.5\right)};$$

$$\Delta f_g \le \frac{m_{\min}}{2m_{\min}+1} \cdot f_{c0}. \qquad (36)$$

Представив (34) как непрерывную функцию от m, легко доказать, что её производная в точке $m=0$ при наложенных на Δf_g ограничениях всегда положительная. Производная Δf_s имеет две точки экстремума; одна в интервале $\left(-\frac{3}{4}, -\frac{1}{\sqrt{2}} \right]$, вторая в области положительных m. Во второй точке экстремума производная меняет знак, поэтому точное значение максимально допустимого шага синтезатора

$$\Delta f_{s_\mathrm{opt}} = \min\left[\frac{m_{\min}\cdot f_{c0} - 2\cdot\Delta f_g\cdot(m_{\min}+0.5)}{(m_{\min}+1)\cdot(m_{\min}+0.5)}, \frac{m_{\max}\cdot f_{c0} - 2\cdot\Delta f_g\cdot(m_{\max}+0.5)}{(m_{\max}+1)\cdot(m_{\max}+0.5)}\right], \quad (37)$$

при этом величина Δf_g должна принадлежать интервалу $\left[0, \frac{m_{\min}}{2m_{\min}+1}\cdot f_{c0}\right)$.

В результате расчета максимально допустимого шага изменения частоты ВИП:

– получено аналитическое выражение для оценки снизу допустимого шага изменения частоты ВИП;

– получено аналитическое выражение для расчёта максимально допустимого шага изменения частоты ВИП.

Определение минимально необходимого количества частот на выходе синтезатора

Необходимое количество частот найдем исходя из того, что частоты синтезатора формируются в соответствии с (17) и для минимальной частоты на выходе синтезатора f_{c0} выполняется условие

$$\left|f_{c_\min} - f_{c0}\right| \le \frac{\Delta f_s}{2}. \quad (38)$$

Количество частот ВИП n, минимально необходимое для работы цифрового корректора, пропорционально диапазону перестройки и обратно пропорционально максимально допустимому шагу изменения частоты (36):

$$n = \left\lfloor \frac{f_{c_\max} - f_{c_\min}}{\Delta f_{s_\min}} \right\rfloor + 1. \quad (39)$$

После преобразования получаем необходимое количество частот на основе оценки

$$n = \left\lfloor \frac{f_{c0}\cdot(m_{\max}+1)}{m_{\min}\cdot\left(f_{c0} - 2\cdot\Delta f_g\right) - \Delta f_g} \right\rfloor + 1 \quad (40)$$

либо на основе точного, но более сложного выражения

$$n_{\mathrm{opt}} = \left\lfloor \frac{f_{c0}}{\Delta f_{s_\mathrm{opt}}\cdot(m_{\min}+0.5)} \right\rfloor + 1, \quad (41)$$

где $\Delta f_{s_\mathrm{opt}}$ – точное значение максимально допустимого шага синтезатора (37).

Реализация цифровой коррекции в радиостанции, использующей несколько ВИП с несовпадающими диапазонами частот синхронизации от внешних источников синхросигнала

При разработке радиостанций нередко в качестве вторичных источников питания (ВИП) постоянного тока используется широкая номенклатура импульсных DC-DC преобразователей. При этом не всегда удается ограничиться применением ВИП с совпадающими диапазонами частот синхронизации от внешних источников синхросигнала. Для реализации цифровой коррекции, обеспечивающей уменьшение влияния внутренних излучений радиостанции на качество приёма, в этом случае необходимо использовать несколько управляемых СЧ, как показано на рис. 6.

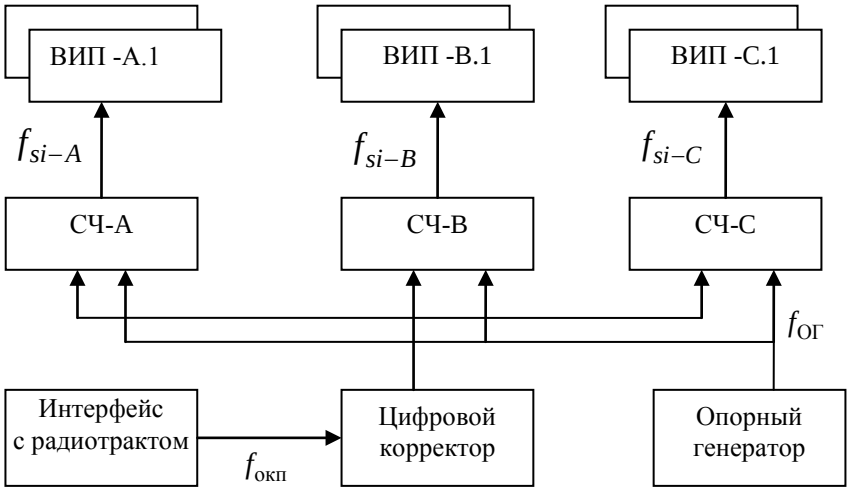


Рис. 6. Структурная схема управляющих цепей мультичастотного источника питания

Работает предложенный источник питания (рис. 6) с мультичастотной синхронизацией ВИП следующим образом: через интерфейс с радиотрактом или блоком управления радиостанции в источник питания поступает текущая частота настройки основного канала приёма $f_{\text{окп}}$; получив её, цифровой корректор рассчитывает необходимые частоты синхронизации для каждого ВИП и каждой группы ВИП, входящих в блок, в соответствии с (1) и (17). Особенностью разработки блоков со структурой рис. 6 является необходимость использования общей для всех синтезаторов величины Δf_g. Это гарантирует отсутствие гармоник частот преобразования всех ВИП в окрестности частоты ОКП на расстоянии до $\pm\Delta f_g$.

Преимущества размещения цифрового корректора и синтезаторов частот синхронизации ВИП непосредственно в блоке питания:

– расширяется номенклатура ВИП, применение которых возможно в радиостанции;

– уменьшается количество межблочных сигналов, являющихся источниками помех;

– становится возможна планомерная последовательная модернизация блока питания и перевод его на новые типы ВИП без необходимости корректировать программное обеспечение радиостанции;

– обеспечивается взаимозаменяемость блоков, выпущенных в течение всего срока эксплуатации радиостанции, независимо от применённых комплектующих;

– уменьшается стоимость эксплуатации радиостанции в течение всего ее жизненного цикла.

Выводы

Получены аналитические выражения, позволяющие минимизировать требования к составным частям корректора, упростить его аппаратную часть и оптимизировать её стоимость без уменьшения полезного эффекта. Предложено построение источника питания SDR радиостанции с мультичастотной цифровой коррекцией. Показаны преимущества этого решения.

Литература

1. *Henry W. Ott.* Electromagnetic Compatibility Engineering. Rev., exp. and upd. ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2009. 862 p.

2. *Henry W. Ott.* Noise reduction techniques in electronic systems. 2nd ed., John Wiley & Sons, 1988. 426 p.

3. *Маковий В.А., Евсеев М.А.* Применение цифровой коррекции для уменьшения влияния внутренних излучений радиостанции // Теория и техника радиосвязи. 2015. № 2. С. 44–52.

4. Патент 2645738 РФ МПК H04B 15/04. Радиоприёмное устройство с цифровой коррекцией самопораженных частот / Маковий В.А., Ермаков С.А, Евсеев М.А.; заявитель и патентообладатель АО «Концерн «Созвездие». Заявл. 11.04.2016. Опубл. 28.02.2018, бюл. № 7. 11 с.

5. *Евсеев М.А.* Цифровая коррекция дискретных составляющих внутренних излучений радиостанций // Теория и техника радиосвязи. 2015. № 2. С. 26–33.

Статья поступила в редакцию 11 февраля 2019 года

УДК 681.3

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНЫХ АЛГОРИТМОВ СЖАТИЯ ВИДЕОДАННЫХ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ПО КАНАЛУ РАДИОСВЯЗИ ДЛЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

© Авторы, 2019

Р.И. Струков, магистрант, Воронежский государственный университет e-mail: strukov-r-i@mail.ru
Г.В. Нехорошев, к.т.н., с.н.с., АО «ВНИИ «Вега», e-mail: nehoroshevgerman@yandex.ru

Рассмотрены алгоритмы сжатия видеоданных. Выделены показатели, на основе которых проведен сравнительный анализ. Осуществлен выбор алгоритмов, применение которых наиболее оптимально при передаче видеоданных по каналу радиосвязи беспилотными летательными аппаратами как в процессе мониторинга, так и при воздействии на движущиеся объекты.

Ключевые слова: *алгоритм сжатия видеоданных, степень сжатия, пиковое отношение сигнала к шуму, временная задержка, беспилотный летательный аппарат.*

DETERMINATION OF OPTIMAL ALGORITHMS FOR VIDEO DATA COMPRESSION DURING TRANSMISSION OVER THE RADIO CHANNEL FOR UNMANNED AERIAL VEHICLES

© Authors, 2019

R.I. Strukov, master's degree student, Voronezh state University e-mail: strukov-r-i@mail.ru
G.V. Nekhoroshev, Ph.D. (Eng.), senior researcher, e-mail: nehoroshevgerman@yandex.ru

This paper focuses on the algorithms of video data and allocates the indicators on the basis of which the comparative analysis is carried out. The choice of algorithms, the use of which is most optimal in the video data transmission over radio communication channel by unmanned aerial vehicles both, in the process of monitoring and exposing to moving objects, is carried out.

Keywords: *video data compression algorithm; compression ratio; peak signal-to-noise ratio; latency; unmanned aerial vehicle.*

В настоящее время задачи передачи и обработки видеопотоков информации являются частью многих актуальных направлений в области как гражданских, так и военных приложений. В частности, необходимость оснащения развитых стран современным вооружением приводит к тому, что одно из центральных мест в развитии средств видеомониторинга земной поверхности отводится беспилотным летательным аппаратам (БЛА) [1]. В ходе выполнения заданной операции БЛА может выполнять такие функции, как видеомониторинг с передачей информации на пункт управления и осуществление определенных воздействий на заданные объекты на земной поверхности. Как правило, реализация этих функций предъявляет зачастую противоречивые требования к характеристикам передаваемых видеопотоков и к каналам радиосвязи.

Следует отметить, что при осуществлении видеомониторинга на мониторе оператора должна обеспечиваться максимально возможная разборчивость и четкость изображения практически при любой временной задержке доставки информации от видеокамеры до монитора оператора по каналу радиосвязи. При воздействии (взаимодействии) БЛА на наземный подвижный объект задержка передачи видеоизображения является самым критически важным параметром (работа в режиме реального времени), в то время как качество изображения объекта вторично (достаточно четкого контура объекта). При ограниченной пропускной способности радиоканала доставки видеоинформации эти требования являются противоречивыми.

Целью статьи является проведение сравнительного анализа наиболее широко применяемых алгоритмов сжатия и восстановления видеоинформации и выбор оптимального алгоритма компрессии видеопотока для осуществления видеомониторинга, а также оптимального алгоритма сжатия/восстановления видеоданных для режима взаимодействия БЛА с требуемым наземным подвижным объектом.

 ISSN 1995-7009

Структура рассматриваемых алгоритмов

MJPEG

MJPEG является одним из первых стандартов ISO/ITU-T сжатия видео [2]. MJPEG дает хорошие результаты сжатия как с потерями, так и без потерь, имея минимальную сложность. В MJPEG применяется схема исключительно внутрикадрового сжатия (по сравнению с более сложными схемами вычисления с межкадровым сжатием). Средняя степень сжатия 15:1 достигается при кодировании с потерями на основе блоков дискретно-косинусного преобразования (ДКП) [2]. Отсутствие в MJPEG межкадрового сжатия, как правило, не позволяет получать коэффициенты сжатия, превосходящие 1:20, в зависимости от допустимости пространственных искажений в декодированных кадрах видеопоследовательности. Так как кадры сжимаются независимо друг от друга, MJPEG требует меньше вычислительных ресурсов и оперативной памяти на этапе кодирования. Сжатие без потерь реализовано с помощью методов интерполяционной компрессии, которые включают дифференциальное кодирование, кодирование длин серий и кодирование Хаффмана [3].

Также MJPEG использует матрицу квантования с настраиваемым коэффициентом, что позволяет конфигурировать степень сжатия изображения. Зигзагообразное сканирование матрицы пикселов выполняется на квантованных коэффициентах, так как оно позволяет кодировать энтропию в порядке от низкочастотных до высокочастотных коэффициентов, как показано на рис. 1.

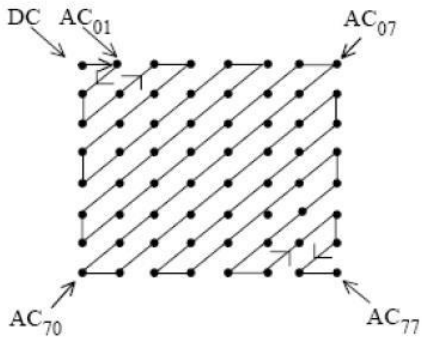


Рис. 1. Зигзагообразный обход матрицы пикселов

Процесс сжатия кадра состоит из следующих элементов:

1. Преобразования цветовой модели (чаще всего в YC_bC_r) для цветных изображений.

2. Дискретно-косинусное преобразование (работа происходит с блоками 8x8 пикселов) [4]:

$$G_{u,v} = \frac{1}{4}\alpha(u)\alpha(v)\times$$

$$\times\sum_{x=0}^{7}\sum_{y=0}^{7} g_{x,y}\cos\left[\frac{(2x+1)u\pi}{16}\right]\cos\left[\frac{(2x+1)u\pi}{16}\right], \quad (1)$$

где u – горизонтальная пространственная частота, для целых чисел $0 \le u < 8$;

v – вертикальная пространственная частота, для целых чисел $0 \le v < 8$;

$\alpha(u) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}}, & u = 0, \\ 1, & u \ne 0 \end{cases}$ – нормирующий коэффициент масштабирования;

$g_{x,y}$ – значение пикселя в точке с координатами (x, y);

$G_{u,v}$ – коэффициент ДКП в точке с координатами (u, v).

3. Квантование.

4. Зигзагообразный обход матрицы пикселов.

5. Энтропийное кодирование с использованием таблиц Хаффмана.

Для компонент яркости и цветности используются различные матрицы квантования. Коэффициент качества задается с помощью таблиц квантования.

MJPEG2000

Формат MJPEG2000 [5] – это стандарт сжатия изображений, который поддерживает сжатие с потерями и без потерь полутоновых или цветных изображений. MJPEG2000 имеет высокую производительность при низкой битовой скорости без ущерба для производительности на высокой скорости, кодирование по областям интереса, EBCOT (Embedded Block Coding with Optimal Truncation – встроенный блок кодирования с оптимизированным усечением) [5], который имеет меньшие ограничения, чем алгоритм EZW (Embedded Zero-trees of Wavelet transforms – кодирование с помощью вложенного нуль-дерева), а именно случайный доступ к отдельным участкам изображения и устойчивость к ошибкам. Данный алгоритм основан на преобразовании и использует вейвлет-декомпозицию. Вейвлет-преобразование имеет преимущество в 3 дБ по сравнению со сжатием на основе ДКП. Сжатие без потерь достигается в результате преобразований и энтропийного кодирования. Кроме того, в начале процесса сжатия

MJPEG2000 разделяет кадр на непересекающиеся прямоугольные части («тайлы»). Разбиение на «тайлы» – один из важнейших этапов алгоритма – представлено на рис. 2 [5].

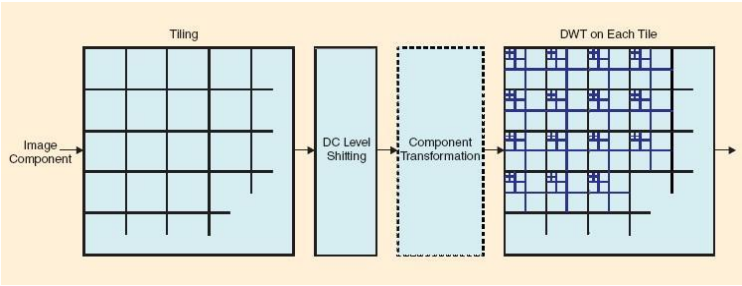


Рис. 2. Схема преобразования видеокадра в алгоритме MJPEG2000

Алгоритм поддерживает построение вейвлетов как с помощью свертки (convolution), так и с помощью схемы лифтинга (Lifting Scheme). Для обоих режимов сигнал необходимо сначала периодично расширить. Это осуществляется для того, чтобы операции фильтрации, которые выполняются на границах сигнала, работали с одним экземпляром сигнала, который соответствует коэффициенту фильтра. Таким образом, от количества коэффициентов фильтра зависит, насколько далеко распространяется сигнал с двух сторон относительно границы. Фильтрация на основе свертки выполняется путем реализации серии точечных операций между коэффициентами фильтра высоких и низких частот и расширенным одномерным сигналом. Фильтрация схемой лифтинга осуществляется через замену значений нечетных пикселов в строке либо столбце на взвешенную сумму значений соседних четных пикселов. Для случая без потерь результаты округляются до целых значений. Формулы для фильтрации на основе схемы лифтинга следующие [3]:

$$y(2n+1) = x_{ext}(2n+1) - \left[\frac{x_{ext}(2n) + x_{ext}(2n+2)}{2}\right], \quad (2)$$

$$y(2n) = x_{ext}(2n) - \left[\frac{x_{ext}(2n-1) + x_{ext}(2n+1)}{4}\right], \quad (3)$$

где x_{ext} – расширенный входной сигнал,

y – выходной сигнал, указывающий наибольшее целое число, не превышающее a.

H.265

H.265 (HEVC) – алгоритм сжатия видео, разработанный рабочей группой ISO / IEC MPEG (Moving Picture Experts Group) и ITU-T VCEG (Video Coding Experts Group) [6]. Он был создан с целью значительно повысить эффективность сжатия по сравнению с существующими стандартами, в частности H.264[6], снизив требуемую битовую скорость на 50% без потери качества видео. HEVC имеет область применения, идентичную H.264/MPEG-4 AVC [7], и ориентирован на две ключевые проблемы: увеличение разрешения видео и расширение использования архитектур параллельной обработки. В первую очередь, алгоритм направлен на потребительские приложения, так как форматы ограничены: 4:2:0 8 бит и 4:2:0 10 бит. Следующая модификация алгоритма поддерживает форматы 4:2:2 и 4:4:4 с глубиной цвета больше 10 бит, как показано на рис. 3.

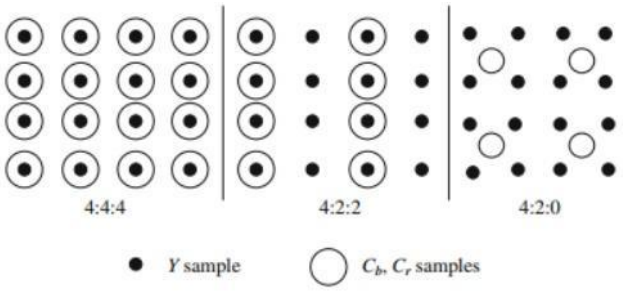


Рис. 3. YC_bC_r в форматах субдискретизации – 4:4:4, 4:2:2 и 4:2:0

Видеокодер H.265 следует описанным ниже шагам:

1. Разбиение каждого кадра на множество блоков.

2. Интерполяция каждого блока и вычитание предсказанной части из блока.

3. Преобразование и квантование остатка (разницы между исходным блоком изображения и предсказанным).

4. Вывод результата энтропийного кодирования, информации по предсказанию, информации о режиме и заголовков.

Декодер алгоритма выполняет следующие действия:

1. Энтропийное декодирование и извлечение элементов кодированной последовательности.

2. Масштабирование и инверсия этапа преобразования.

3. Интерполяция каждого блока и добавление предсказанной части к результату обратного преобразования.

4. Восстановление декодированного видеоизображения.

На этапе преобразования остаточные данные после интерполяции преобразуются с помощью блочного преобразования на основе дискретного косинусного преобразования. К остаточным данным в каждом блоке применяется только яркость 4x4.

Выбор критериев сравнительного анализа

Решение задачи мониторинга предполагает работу с изображениями высокого качества, что в контексте алгоритмов сжатия видео неразрывно связано с критерием отношения пикового сигнала к шуму (PSNR)[8].

При взаимодействии БЛА с объектами в режиме реального времени временные показатели имеют более высокий приоритет по сравнению с показателями качества кадров. Соответственно, вторым критерием сравнения была выбрана временная задержка (Latency), отражающая время, затрачиваемое видеокодеком на обработку данных (предполагается, что время передачи информации по радиоканалу намного меньше).

В результате проведенного в работах [8–11] сравнительного анализа алгоритмов H.265, MJPEG и MJPEG2000 по критериям качества и временной задержки с точки зрения программной реализации было установлено, что основным преимуществом кодека MJPEG является простота алгоритма сжатия, что не требует высокопроизводительного процессора.

К недостаткам кодека MJPEG можно отнести:

1. Высокие требования к размерам дискового пространства для хранения информации.

2. Нерациональное использование пропускного канала связи при удаленном доступе к видеоданным. При сжатии отдельных кадров не учитываются изменения в последовательности кадров, что приводит к отправке лишней (одинаковой) информации.

Таким образом, кодек MJPEG актуален для бюджетных программно-аппаратных систем, так как не предъявляет высоких требований к техническим характеристикам системы.

Кодек MJPEG2000 имеет отличительную особенность в виде областей интереса (Regions of interest), что позволяет снизить нагрузку на ресурсы системы и обрабатывать только необходимые фрагменты изображения. Кроме того, наличие многоуровнего дискретного вейвлет-преобразования в составе алгоритма позволяет получать на выходе кодека копии исходного изображения в малых разрешениях, что широко используется при загрузке изображений на вебстраницах.

В алгоритме H.265 применяется межкадровое сжатие, при котором генерируется меньшее количество трафика в сети, что позволяет в некоторой степени снизить пропускную способность канала связи системы. Направленность алгоритма на распараллеливание является его преимуществом в силу развития технологий неспециализированных вычислений на графических процессорах (General-purpose computing on graphics processing units – GPGPU).

В качестве инструментов программной реализации и модификации рассматриваемых кодеков могут быть использованы следующие библиотеки:

1. MJPEG: JPEG baseline reference software [9].
2. MJPEG2000: JasPer [10].
3. HEVC: HM 16.9 [11].

Проведя анализ этих библиотек, можно получить набор возможных вариантов реализации видеокодеков. На рис. 4 представлена наиболее простая версия архитектуры программного обеспечения, которое реализует работу рассматриваемых в настоящей статье алгоритмов сжатия видеоданных, для оценки величин задержки процесса сжатия/восстановления.

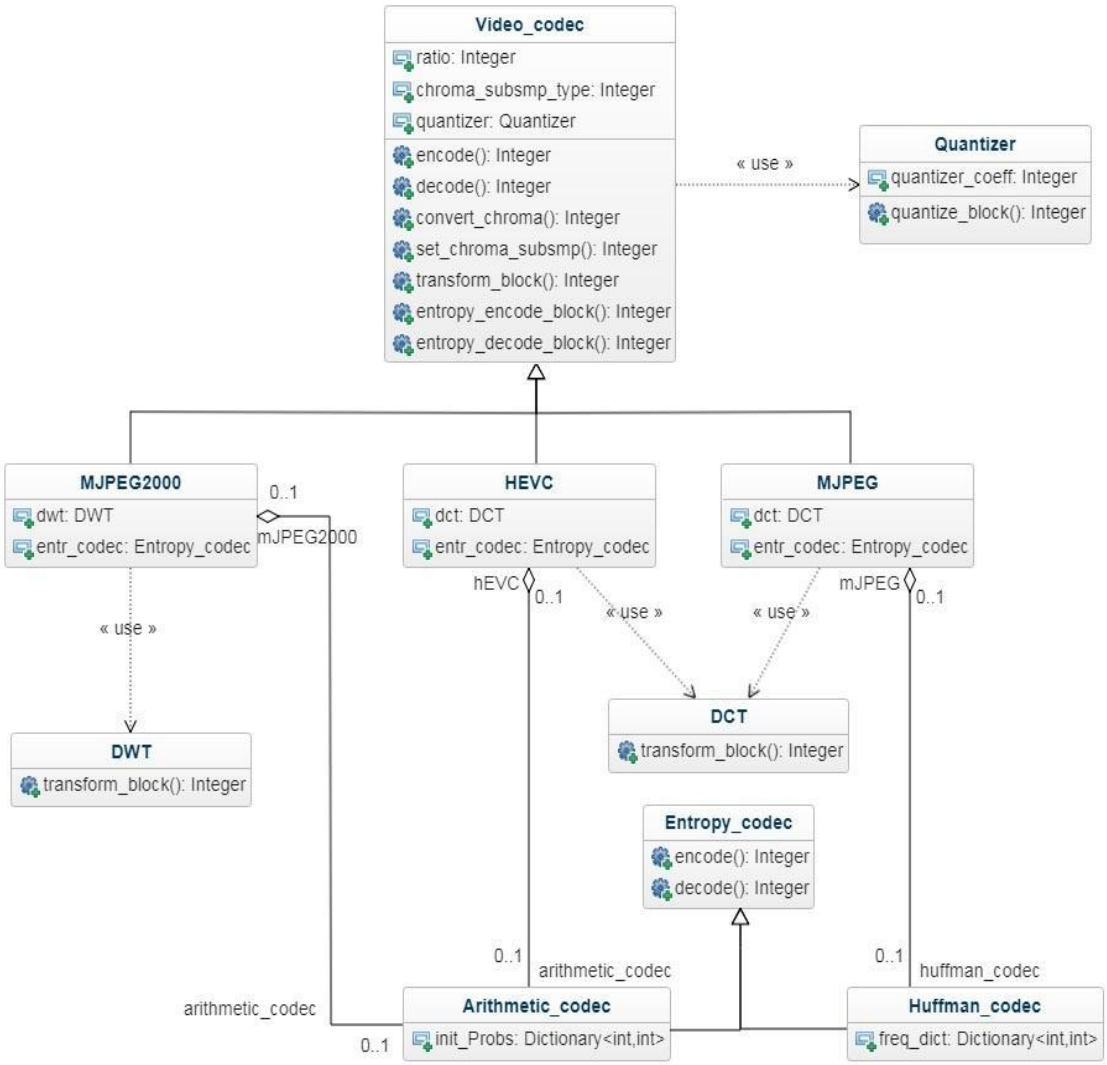


Рис. 4. Диаграмма классов ПО, реализующего рассматриваемые алгоритмы компрессии

Архитектура программного обеспечения представлена в виде диаграммы классов и основана на принципах объектно-ориентированного программирования. Классы, реализующие логику работы кодеков (*MJPEG, MJPEG2000, HEVC*), являются наследниками общего абстрактного класса *Video_codec*. Присутствуют классы, которые реализуют логику дискретно-косинусного преобразования (*DCT*), дискретного вейвлет-преобразования (*DWT*), квантования (*Quantizer*), а также энтропийного кодирования: базовый класс *Entropy_codec*, производные классы *Arithmetic_codec* и *Huffman_codec*. Программное обеспечение, построенное на основе данной архитектуры, позволило более точно провести измерение временных задержек в процессе сравнительного анализа рассматриваемых алгоритмов компрессии.

Заключение

В целях определения наиболее оптимальных видеокодеков, осуществляющих сжатие/восстановление видеоинформации на БЛА как для задач видеомониторинга земной поверхности, так и для воздействия (взаимодействия) БЛА на наземные подвижные объекты, рассмотрены три наиболее часто применяемых алгоритма сжатия видеоданных, а также проведен сравнительный анализ видеокодеков на основе определенного набора критериев. Результаты анализа позволяют сделать следующие выводы:

1. Для решения задач видеомониторинга БЛА кодек H.265 наиболее оптимален, так как анализ алгоритмов по критерию отношения пикового значения сигнала к шуму показал высокую эффективность кодека H.265. Однако данный кодек затрачивает большое количество времени на кодирование (имеет максимальную за-

держку в качестве одного из выбранных критериев видеокомпрессии).

2. Для кодирования видеоданных с применением MJPEG2000 затрачивается значительно меньше времени по сравнению с H.265, что даже при худшем качестве видеоизображения является существенным преимуществом для бортовых систем БЛА, решающих задачи взаимодействия с наземными объектами в режиме реального времени (минимальная задержка).

3. Для реализации задач как видеомониторинга земной поверхности, так и активного взаимодействия (воздействия) с подвижными наземными объектами в состав аппаратуры БЛА должны входить оба предложенных видеокодека и устройство их переключения в зависимости от решаемой задачи.

Литература

1. *Гончаров А.* Беспилотники России // Армейский сборник: журнал. Февраль 2015. Т. 248, № 2. С. 39.

2. *Wallace G.K.* The JPEG still picture compression standard // Communication of the ACM. April 1991. No. 4. Pp. 31–44.

3. *Ватолин Д.* и др. Методы сжатия данных: Устройство архиваторов, сжатие изображений и видео. М.: Диалог-МИФИ, 2003. 381 с.

4. JPEG Standard (JPEG ISO/IEC 10918-1 ITU-T Recommendation T.81).

5. *Topivala P.* Performance comparison of JPEG2000 and H.264/AVC high profile intra-frame coding on HD video sequences // Proc. SPIE International Symposium, Digital Image Processing. August 2006. Pp. 67–72.

6. *Sullivan G.J.* Overview of the high efficiency video coding (HEVC) standard // IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology. December 2012. No. 12. Pp. 1649–1668.

7. JVT Draft ITU-T recommendation and final draft international standard of joint video specification (ITU-T Rec. H.264-ISO/IEC 14496-10 AVC), March 2003, JVT-G050

8. *Лукин В.В., Пономаренко Н.Н., Кривенко С.С.* Анализ эффективности методов сжатия изображений в соответствии с различными критериями качества // Радиоэлектроника и информатика. 2007. № 2.

9. HM 16.9 Reference Software [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://hevc.hhi.fraunhofer.de/

10. JPEG reference software [Электронный ресурс]. Режим доступа: ftp://ftp.simtel.net/pub/simtelnet/msdos/graphics/jpegsr6.zip

11. JPEG2000 latest reference software [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.ece.uvic.ca/~mdadams/jasper/

Статья поступила в редакцию 22 апреля 2019 года

УДК 621.391.1

ВЕРОЯТНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СЛУЧАЙНОГО ПРОЦЕССА НА ВХОДЕ И ВЫХОДЕ ЛОГАРИФМИЧЕСКОГО ОГРАНИЧИТЕЛЯ

© Авторы, 2019

А.С. Ситников, начальник отдела, e-mail: starvs@rambler.ru
А.И. Сергиенко, к.т.н., в.н.с., e-mail: a.sergienko_53@mail.ru
М.С. Трибунских, начальник сектора, e-mail: tribunal13111987@gmail.com
М.А. Тютюнников, консультант, e-mail: maxim-tyutyunnikov@yandex.ru
АО «Концерн «Созвездие»

Выполнен анализ статистических характеристик процесса в виде аддитивной смеси полезного гармонического колебания, гауссовского шума и квазигармонической помехи на входе и выходе логарифмического ограничителя. Получены законы распределения процесса на входе и выходе данного устройства и проведена оценка поведения отношения сигнал–шум на выходе ограничителя в зависимости от отношения сигнал–шум на его входе.

Ключевые слова: *функция распределения, плотность вероятности, моменты распределения, корреляционная и характеристическая функция случайного процесса, мягкое и жесткое управление динамическим диапазоном входного сигнала.*

PROBABILISTIC CHARACTERISTICS OF STOCHASTIC PROCESS AT THE AMPLITUDE LOGARITHMIC LIMITER INPUT AND OUTPUT

© Authors, 2019

A.S. Sitnikov, head of department, e-mail: starvs@rambler.ru
A.I. Sergienko, Ph.D. in Engineering Sciences, leading research fellow, e-mail: a.sergienko_53@mail.ru
M.S. Tribunskikh, head of sector, e-mail: tribunal13111987@gmail.com
M.A. Tyutyunnikov, consultant, e-mail: maxim-tyutyunnikov@yandex.ru
JSC «Sozvezdie» Concern»

An analysis of statistical process characteristics in the form additive composition of valid harmonic oscillation, Gaussian noise and quasi-harmonic interference at the input and output of amplitude logarithmic limiter (ALL) is performed. Distribution laws of the process occurring at the input and output of the given device are obtained and an assessment of SNR behavior at the ALL output depending on input SNR is made.

Keywords*: distribution function, probability density, moments of distribution, correlation and characteristic function of stochastic process, soft and hard control of input signal dynamic range.*

Одной из важных функций, выполняемых радиотехническими системами в процессе их работы, является поддержание обрабатываемого сигнала на заданном уровне. Для реализации этой функции широкое применение находят различные функциональные преобразователи и ограничители. В связи с этим возникает задача выбора оптимальных параметров передаточных характеристик данных устройств с учетом ограниченного динамического диапазона исследуемой системы.

Следует отметить**,** что возможность управления уровнем сигнала особенно важна при решении задачи аналого-цифрового преобразования (АЦП) при цифровой обработке сигнала (ЦОС) – для обеспечения требуемой точности и адекватного представления аналогового сигнала в цифровом виде.

С другой стороны, применение схем ограничителей в тракте обработки широкополосных сигналов (ШПС) [1] целесообразно для подавления аддитивных импульсных и мультипликативных помех.

Обычно при анализе статистических характеристик любого устройства важным фактором является учет воздействия на его вход случайного сигнала. Так, при цифровой обработке в системах широкополосной связи это смесь квазигармонического полезного сигнала, флуктуационного гауссова шума и квазигармонических помех [2].

 ISSN 1995-7009

В настоящей работе выполнено исследование статистических характеристик входного и выходного сигнала безынерционного логарифмического ограничителя. В результате получены законы распределения исследуемого сигнала на входе и выходе устройства и оценено поведение отношения сигнал-шум на выходе ограничителя в зависимости от отношения сигнал–шум на его входе.

1. Предварительно получим выражение для плотности вероятности случайного процесса $\eta(t)$ на выходе логарифмического ограничителя, на вход которого поступает гауссовский процесс $\xi(t)$, одномерная плотность вероятности значений которого для любого момента времени имеет вид

$$W_{\text{вх}}(\xi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}\exp\left[-\frac{(\xi - m)^2}{2\sigma^2}\right], \qquad (1)$$

где m и σ^2 – соответственно математическое ожидание и дисперсия процесса $\xi(t)$. При этом значение выходной функции $\eta(t)$ определяется значением входной функции $\xi(t)$ в тот же момент времени (безынерционное преобразование)

$$\eta(t) = g\left(\xi(t)\right). \qquad (2)$$

В рассматриваемом случае передаточная характеристика безынерционного нелинейного элемента имеет вид

$$g(\xi(t)) = sign(\xi(t))\ln(1 + \alpha|\xi(t)|). \qquad (3)$$

Здесь $\alpha > 0$ – крутизна характеристики логарифмического ограничителя, $sign(*)$ – знаковая функция [3]:

$$sign(x) = \begin{cases} 1, & x \geq 0, \\ -1, & x < 0. \end{cases} \qquad (4)$$

Обратную однозначную функцию $h(\eta(t))$ можно записать следующим образом:

$$\xi(t) = h(\eta(t)) = sign(\eta(t))\frac{\exp(|\eta(t)|) - 1}{\alpha}. \qquad (5)$$

Согласно [4] для нелинейного безынерционного преобразования (3) была получена функция плотности вероятности выходного процесса $\eta(t)$

$$W(\eta) = \begin{cases} \dfrac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma\alpha}\exp\left[-\dfrac{((\exp(\eta) - 1)/\alpha - m)^2}{2\sigma^2} + \eta\right], \eta \geq 0; \\ \dfrac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma\alpha}\exp\left[-\dfrac{((\exp(-\eta) - 1)/\alpha + m)^2}{2\sigma^2} - \eta\right], \eta < 0. \end{cases} \qquad (6)$$

В соответствии с выражениями (1) – (6) для значений $m = 0$ и $\sigma = 1$ (симметричный случай) выполнены расчеты. Полученные для анализа результаты представлены на рис. 1–3.

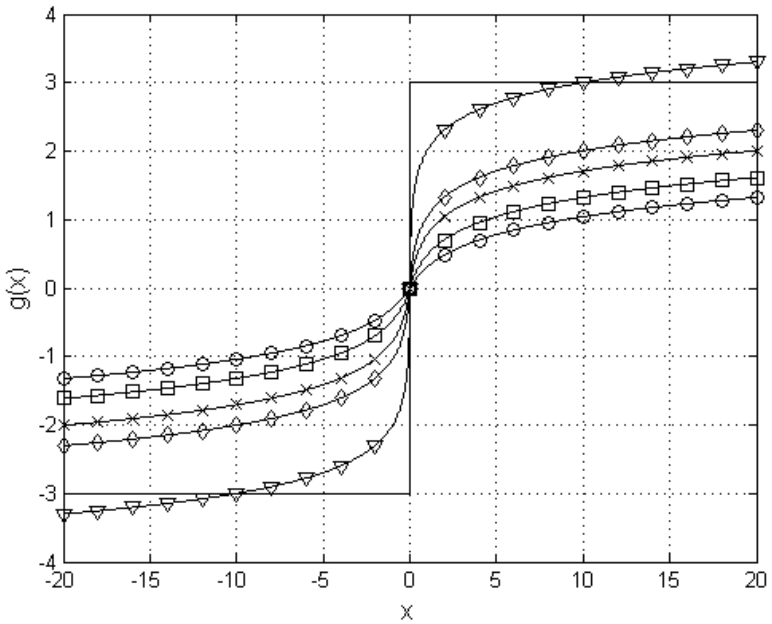


Рис. 1. Передаточная характеристика логарифмического ограничителя

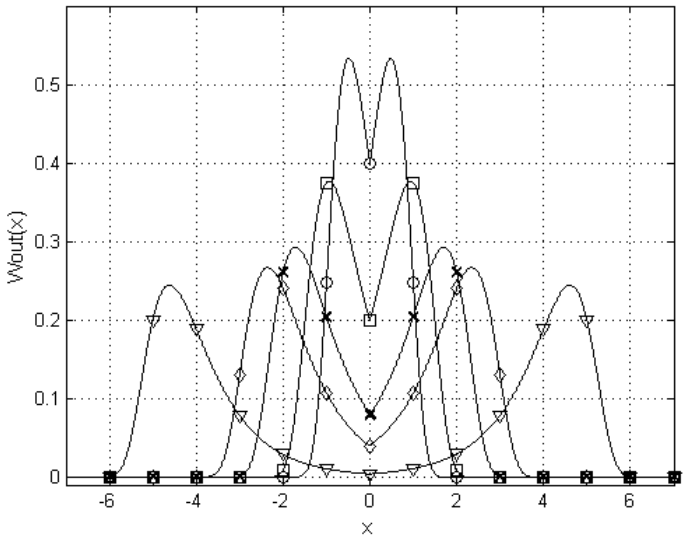


Рис. 2. Плотность вероятности процесса на выходе логарифмического ограничителя

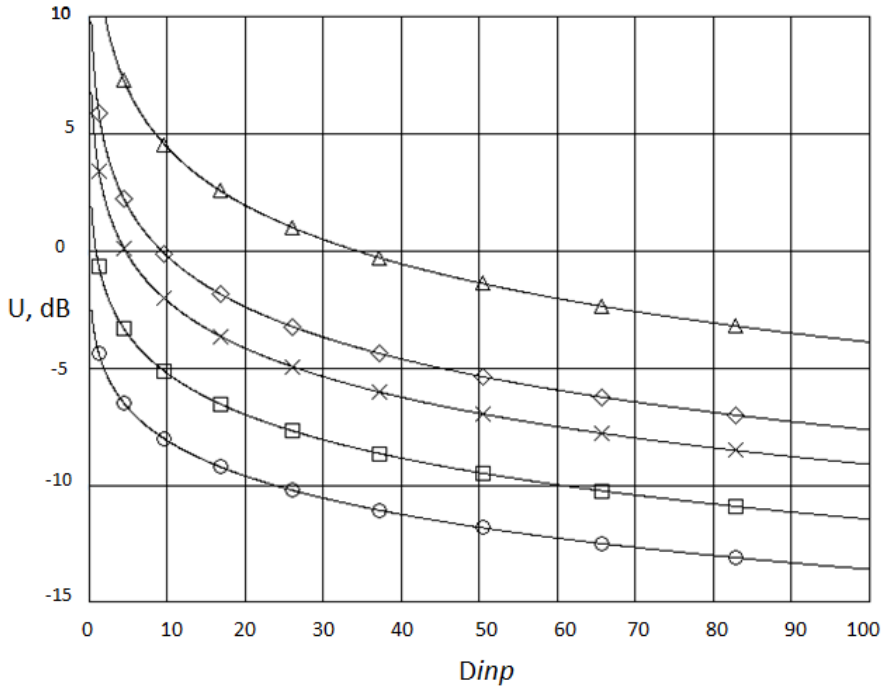


Рис. 3. Кривые отношения дисперсии процесса на выходе логарифмического ограничителя к дисперсии процесса на его входе в децибелах

На рис. 1 приведена передаточная характеристика логарифмического ограничителя (3) и передаточная характеристика идеального (жесткого) ограничителя [1]; на рис. 2 представлена плотность вероятности выходного процесса $\eta(t)$ (6); на рис. 3 построено семейство кривых отношения дисперсии процесса на выходе логарифмического ограничителя к дисперсии входного процесса в децибелах (дБ). Семейство представленных характеристик получено для различных значений крутизны передаточной характеристики α. Кривые для α = 1, 2, 5, 10, 100 обозначены на рисунках маркерами – соответственно кружками, квадратами, крестиками, ромбами и треугольниками. Передаточная характеристика идеального (жесткого) ограничителя со значениями уровней порогов ограничения ± 3 единицы представлена на рис. 1 сплошной линией. При этом текущее значение дисперсии процесса на входе ограничителя $D_{inp} = \sigma^2$ задается непосредственно как исходный параметр.

Значения дисперсии процесса на выходе ограничителя $\sigma^2_{\text{вых}} = D_{out}$ рассчитаны в соответствии со стандартными выражениями [5] с использованием функции плотности вероятности выходного процесса $\eta(t)$ (6):

$$\sigma^2_{\text{вых}} = \int_{-\infty}^{\infty} \left[x - m_{\text{вых}}\right]^2 W(x)\, dx,$$

$$\text{где } m_{\text{вых}} = \int_{-\infty}^{\infty} x\, W(x)\, dx. \qquad (7)$$

Следует отметить, что плотность вероятности процесса на выходе идеального (жесткого) ограничителя ($\alpha = \infty$) [6] имеет вид $W_{\text{ИД}}(x) = 0{,}5\,\delta(x+\beta_1) + 0{,}5\,\delta(x-\beta_2)$, где β_1 и β_2 – значения уровней порогов ограничения, $\delta(*)$ – дельта-функция. При этом для идеального симметричного ограничителя $\beta_1 = \beta_2$.

На рис. 3 используется обозначение $U = 10\log\frac{\sigma^2_{\text{вых}}}{\sigma^2}$. Из данного рисунка следует, что в результате преобразования в логарифмическом ограничителе входного гауссовского процесса $\xi(t)$ (1) существуют интервалы ограничения значений дисперсии входного процесса $D_{inp} = \sigma^2$, для которых дисперсия процесса на выходе $D_{out} = \sigma^2_{\text{вых}}$ преобразуется до значений меньших, чем входная дисперсия. При этом размеры этих интервалов и значения граничной дисперсии входного процесса их возникновения зависят от крутизны передаточной характеристики α.

В соответствии с характером поведения кривых семейства можно сделать вывод, что при увеличении значения крутизны передаточной характеристики α наблюдается уменьшение интервала ограничения. При этом нижняя граница интервала ограничения возникает для больших значений дисперсии входного процесса.

2. Весьма часто необходимо решать задачу, когда на входе радиотехнического устройства обработки сигналов присутствуют коррелированные негауссовские помехи, содержащие гауссовский шум и паразитные квазидетерминированные гармонические помехи.

В данном случае квазидетерминированное гармоническое колебание является достаточно хорошей моделью паразитных излучений, содержащих перекрестные помехи при приеме полезного сигнала. При суммировании такого колебания с гауссовским шумом на входе радиотехнического устройства образуется негауссовская помеха [7], которую можно представить в виде аддитивной смеси

$$x(t) = y(t) + n(t), \qquad (8)$$

где $y(t) = A_0 \cos\left[\omega_0 t + \theta\right]$ – квазидетерминированная гармоническая составляющая с постоянной амплитудой A_0, частотой ω_0 и случайной фазой θ, равномерно распределенной в интервале $\left[0, 2\pi\right]$; $n(t)$ – гауссовский шум с нулевым средним, дисперсией $\sigma^2_{\text{ш}}$ и коэффициентом автокорреляции $R(\tau)$. Далее считается, что случайные процессы $y(t)$ и $n(t)$ стационарны и статистически независимы.

Используя метод двухмерной характеристической функции [8], для системы случайных величин $x_1 = x(t_1)/A_0$, $x_2 = x(t_2)/A_0$ процесса (8) можно записать совместную двухмерную плотность вероятности

$$w_2(x_1, x_2, \tau, \lambda, \omega_0) = \sum_{k,\,m=0}^{\infty} \varepsilon_k\, F_k(\tau)\cos(k\omega_0\tau)\,\frac{R^m(\tau)}{m!} \times D_{k,\,m}(x_1, \lambda)\, D_{k,\,m}(x_2, \lambda), \qquad (9)$$

где $\varepsilon_0 = 1, \varepsilon_k = 2$ при $k \ge 1; \tau = t_2 - t_1$; $F_k(\tau) = \left[F_1(\tau)\right]^{k^2}$; $F_1(\tau)$ – огибающая коэффициента автокорреляции процесса $y(t)$;

$$D_{k,\,m}(x, \lambda) = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{\lambda}{\pi}} \int_{-\pi}^{\pi} \exp\left[-\lambda(x - \cos\varphi)^2\right] \times \cos k\varphi \times H_m\left[\sqrt{2\lambda}(x - \cos\varphi)\right] d\varphi; \qquad (10)$$

$\lambda = A_0^2 / 2\,\sigma^2_{\text{ш}}$ – отношение мощности составляющей $y(t)$ к мощности гауссовского шума; $H_m(x)$ – полиномы Эрмита [3]. Следует заметить, что любое конечное число членов ряда (9) удовлетворяет условию нормировки, а функция (10) при $k = m = 0$ представляет собой одномерную плотность вероятности $w_1(x, \lambda) = D_{00}(x, \lambda)$ процесса (8), зависящую от параметра λ [8]. Согласно [3] выражение для одномерной плотности вероятности $D_{00}(x, \lambda)$ может быть представлено в виде

$$w_1(x,\lambda)=\sqrt{\frac{\lambda}{\pi}}\,e^{-\lambda x^2}\;e^{-\lambda/2}\times$$

$$\times\sum_{k=0}^{\infty}\varepsilon_k\,(-1)^k\;I_k(\lambda/2)\,I_{2k}(2\lambda x), \qquad (11)$$

где $I_k(*)$ – модифицированная функция Бесселя k-го порядка.

Общее выражение для смешанного момента порядка (p,q) распределения (9) [8] имеет вид

$$M_{p\,q}(\tau,\lambda,\omega_0)=$$

$$=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}x_1^p x_2^q\;w_2(x_1,x_2,\tau,\lambda,\omega_0)dx_1\,dx_2,$$

$$p,q=0,1,2\ldots. \qquad (12)$$

Используя (12), можно определить функцию корреляции входной негауссовой помехи $x(t)$ (8) как смешанный момент при $p=q=1$, $B_x(\tau,\lambda,\omega_0)=M_{11}(\tau,\lambda,\omega_0)$.

Корреляционная функция входного процесса (8), полученная в [8] и нормированная к A_0^2, может быть представлена как

$$B_x(\tau,\lambda)/A_0^2=M_{11}/A_0^2=$$

$$=F_1(\tau)B_y(\tau)+R(\tau)/(2\lambda). \qquad (13)$$

Вместе с тем, так как аддитивные компоненты $y(t)$ и $n(t)$ входной негауссовой помехи статистически независимы, корреляционная функция суммарного колебания $x(t)$ (8) равна сумме автокорреляционных функций его слагаемых

$$B_x(\tau)=M_{11}=B_y(\tau)+B_n(\tau), \qquad (14)$$

где $B_y(\tau)=\frac{1}{2}A_0^2\cos\omega_0\tau$ и $B_n(\tau)=\sigma_{\text{ш}}^2R(\tau)$ [4, 9]. При этом коэффициент автокорреляции случайного процесса $y(t)$ равен $K_y(\tau)=B_y(\tau)/\sigma_y^2$, а дисперсия этого процесса $\sigma_y^2=A_0^2/2$. Поэтому $K_y(\tau)=B_y(\tau)/\sigma_y^2=\cos\omega_0\tau$, а огибающая коэффициента автокорреляции $F_1(\tau)=1$. Данный случай соответствует условиям немодулированного по амплитуде сигнала $y(t)$. В то же время корреляционная функция входного суммарного колебания $x(t)$ (8) имеет вид

$$B_x(\tau,\lambda,\omega_0)=M_{11}=\frac{A_0^2}{2}\left[\cos(\omega_0\tau)+R(\tau)/\lambda\right]. \qquad (15)$$

Корреляционная функция процесса $\eta(t)$ на выходе нелинейной системы с характеристикой $g(x(t))$ в общем случае имеет вид [5]

$$B_{\text{вых}}(t_1,t_2,\lambda,\omega_0)=M_{\text{вых}11}=$$

$$=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}g(x_1)\,g(x_2)\,w_2(x_1,x_2,t_1,t_2,\lambda,\omega_0)\,dx_1\,dx_2. \qquad (16)$$

Для стационарного процесса на выходе нелинейной системы выражение (16) можно записать как

$$B_{\text{вых}}(\tau,\lambda,\omega_0)=M_{\text{вых}\,11}=$$

$$=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}g(x_1)\,g(x_2)\,w_2(x_1,x_2,\tau,\lambda,\omega_0)\,dx_1\,dx_2. \qquad (17)$$

При этом процесс $g(x(t))$ на выходе нелинейной системы стационарен по причине стационарности входного процесса $x(t)$ (8). Следует отметить, что при $\tau\to\infty$ выражение $w_2(x_1,x_2,\tau,\lambda,\omega_0)$ в (17) можно заменить на $w_1(x_1,\lambda,\omega_0)\cdot w_1(x_2,\lambda,\omega_0)$, а для $\tau=0$ – на $w_1(x_1,\lambda,\omega_0)\delta(x_1-x_2)$. В результате замены получим соответственно выражения для среднего значения и второго момента стационарного процесса на выходе нелинейной системы [5].

Выражения для вычисления дисперсии шума на входе $\sigma_{\text{вх}}^2$ (14) и дисперсии шума на выходе ограничителя $\sigma_{\text{вых}}^2(\lambda,\omega_0)$ (17) имеют вид $\sigma_{\text{вх}}^2=B_x(\tau=0)$ и $\sigma_{\text{вых}}^2(\lambda,\omega_0)=B_{\text{вых}}(\tau=0,\lambda,\omega_0)$.

К сожалению, в аналитическом виде выражения для вычисления и анализа дисперсии шума на выходе ограничителя $\sigma_{\text{вых}}^2(\lambda,\omega_0)$ (17) получить не удалось. По этой причине данная характеристика была получена численно. При этом рассмотрен упрощенный вариант представления двумерной плотности вероятности (9) в точке $\tau=0$ в виде $w_1(x_1,\lambda,\omega_0)\delta(x_1-x_2)$:

$$w_2(x_1,x_2,\tau=0,\lambda)=$$

$$=\sum_{k=0}^{\infty}\varepsilon_k\sum_{m=0}^{\infty}\frac{1}{m!}D_{k,m}(x_1,\lambda)\,D_{k,m}(x_2,\lambda). \qquad (18)$$

Отметим, что функция (18) не зависит от параметров t и ω_0. Тогда для рассматриваемой передаточной характеристики (3)

$$\sigma_{\text{вых}}^2(\lambda)=$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} g(x_1)\, g(x_2)\, w_2(x_1, x_2, \tau = 0, \lambda)\, dx_1\, dx_2 =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} g^2(x_1) w_1(x_1, \lambda) dx_1 . \qquad (19)$$

В соответствии с (9) – (19) получено семейство кривых. На рис. 4 приведена одномерная плотность вероятности смеси гауссовского шума и паразитной квазидетерминированной гармонической помехи на входе логарифмического ограничителя для различных значений параметра λ (10).

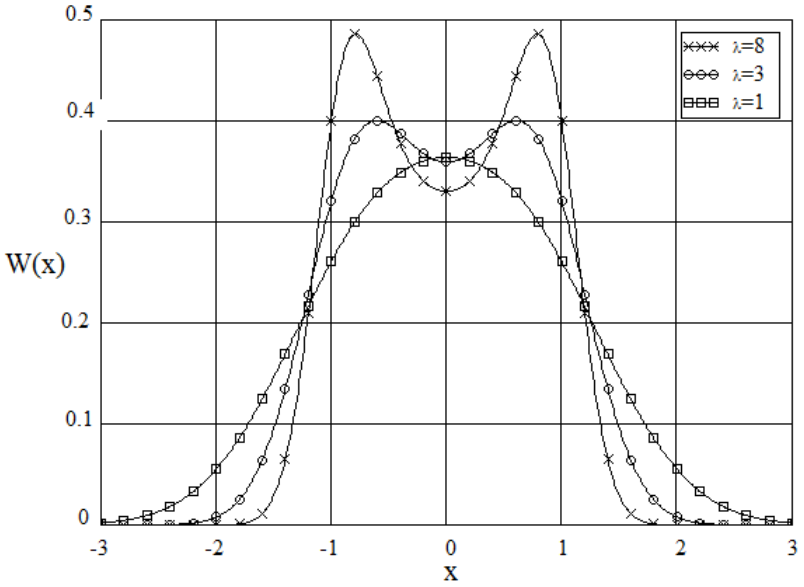


Рис. 4. Одномерная плотность вероятности процесса на входе логарифмического ограничителя

На рис. 5 построены кривые отношения дисперсии процесса на выходе ограничителя (19) к дисперсии процесса на его входе (15) в децибелах ($U = 10 \log \frac{\sigma^2_{\text{вых}}}{\sigma^2_{\text{вх}}}$), где использованы ранее выбранные обозначения для α = 1, 2, 5, 10, 100.

Величина дисперсии процесса на входе ограничителя рассчитывалась согласно выражению $\sigma^2_{\text{вх}} = D_{inp} = \sigma^2_{\text{ш}}(\lambda + 1)$. При этом текущие значения параметра λ использовались из интервала, удобного для получения наглядных результатов.

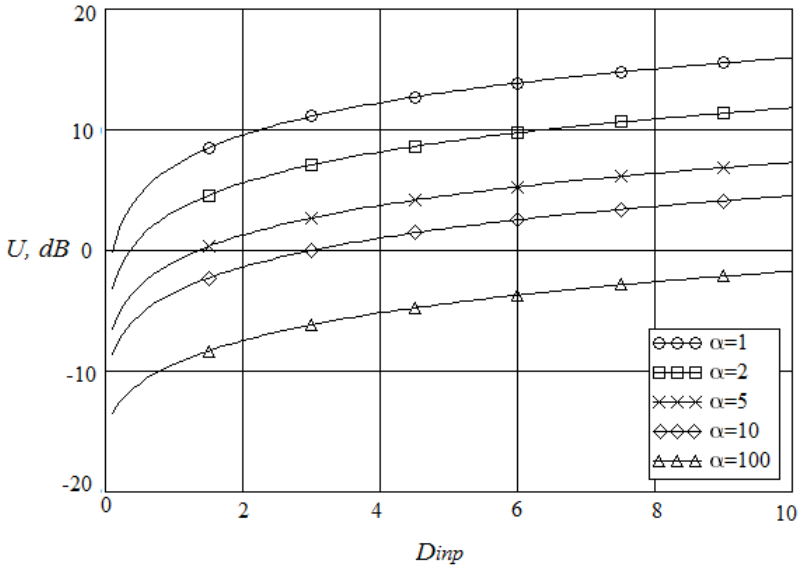


Рис. 5. Кривые отношения дисперсии процесса на выходе логарифмического ограничителя к дисперсии процесса на его входе в децибелах

Полученные результаты свидетельствуют о том, что вследствие преобразования аддитивной смеси паразитной квазидетерминированной гармонической помехи и гауссовского шума (8) на выходе логарифмического ограничителя существуют области, в которых значение дисперсии процесса на выходе $D_{out} = \sigma^2_{\text{вых}}$ меньше дисперсии входного процесса $D_{inp} = \sigma^2_{\text{вх}}$. Размеры этих областей и значения граничной дисперсии их возникновения и окончания зависят от крутизны передаточной характеристики ограничителя α. Так, при возрастании значения крутизны α наблюдается расширение данной области.

3. Далее рассмотрим преобразование входного случайного процесса $\xi(t)$ безынерционным нелинейным элементом с характеристикой (3), который состоит из аддитивной смеси радиосигнала и шума:

$$\xi(t) = s(t) + n(t), \qquad (20)$$

где в терминах [10] $s(t) = a(t)\cos\left[\omega_0 t + \vartheta(t)\right]$ – узкополосный полезный радиосигнал, модулированный по амплитуде и фазе; $n(t) = A(t)\cos\left[\omega_0 t + \varphi(t)\right]$ – независимый от сигнала $s(t)$ узкополосный гауссовский стационарный шум с нулевым математическим ожиданием, корреляционной функцией вида

$$R(\tau) = D\rho(\tau)\cos\omega_0\tau, \qquad (21)$$

дисперсией $D = \sigma^2_{\text{ш}}$ и коэффициентом корреляции $\rho(\tau)$.

При анализе нелинейного преобразования суммы узкополосного полезного сигнала и узкополосного шума применимы прямой метод и метод характеристических функций, изложенные в [10].

Известно [4, 11], что сигнал суммы (20) можно представить в виде

$$\xi(t) = V(t)\cos\left[\omega_0 t + \vartheta(t) + \psi(t)\right], \qquad (22)$$

где $V(t) = \left\{\left[A_c(t) + a(t)\right]^2 + A_s^2(t)\right\}^{1/2}$,

$$tg\ \psi(t) = \frac{A_s(t)}{A_c(t) + a(t)}; \qquad (23)$$

$$A_c(t) = A(t)\cos\left[\varphi(t) - \vartheta(t)\right],$$

$$A_s(t) = A(t)\sin\left[\varphi(t) - \vartheta(t)\right]. \qquad (24)$$

Здесь $V(t)$ – случайная огибающая и $\psi(t)$ – случайная фаза.

Совместная плотность вероятности огибающей $V(t)$ и фазы $\psi(t)$ в один и тот же момент времени при фиксированных значениях амплитуды радиосигнала $a(t)$ и его фазы $\vartheta(t)$ [10] определяется выражением

$$p\left(V, \psi \middle| a, \vartheta\right) = \\ = \frac{V}{2\pi D}\exp\left(-\frac{a^2 - 2aV\cos\psi + V^2}{2D}\right). \qquad (25)$$

Тогда плотность вероятности огибающей имеет вид

$$p\left(V \middle| a\right) = \int_{-\pi}^{\pi} p\left(V, \psi \middle| a, \vartheta\right) d\psi = \\ = \frac{V}{D}\exp\left(-\frac{a^2 + V^2}{2D}\right) I_0\left(\frac{aV}{D}\right), \qquad (26)$$

где $I_0(x)$ – функция Бесселя нулевого порядка от мнимого аргумента. При этом k-й момент огибающей равен

$$M\left\{V^k\right\} = \int_0^{\infty} V^k\, p\left(V \middle| a\right) dV = \\ \left(2D\right)^{k/2}\Gamma\left(\frac{k}{2} + 1\right) \times {}_1F_1\left(-\frac{k}{2};\ 1;\ -a^2/2D\right), \qquad (27)$$

где $\Gamma(n)$ – гамма-функция, ${}_1F_1(\alpha;\ \beta;\ -x)$ – вырожденная гипергеометрическая функция [3], $k = 1, 2, \ldots$.

Выходное колебание безынерционного элемента с характеристикой (3) $\eta = g(V\cos\theta)$ [10] есть четная, периодическая функция результирующей фазы $\theta = \omega_0 t + \vartheta + \psi$. Поэтому для любого значения θ выходное колебание может быть представлено рядом Фурье [12]:

$$\eta = g(V\cos\theta) = \frac{1}{2}g_0(V) + g_1(V)\cos(\omega_0 t + \vartheta + \psi) + \\ + g_2(V)\cos(2\omega_0 t + 2\vartheta + 2\psi) + \ldots, \qquad (28)$$

где $g_k(V) = \frac{1}{\pi}\int_{-\pi}^{\pi} g(V\cos\theta)\cos k\theta\, d\theta$. (29)

Второй член в сумме (28) $g_1(V)\cos(\omega_0 t + \vartheta + \psi)$ является составляющей выходного колебания, спектр которого расположен в окрестности часто-

ты входного сигнала $f_0 = \omega_0 / 2\pi$. Остальные слагаемые в (28) представляют собой составляющие разложения в ряд Фурье, спектр которых сосредоточен в окрестности соответствующих гармоник входного сигнала $s(t)$. Если за нелинейным элементом следует узкополосный фильтр, пропускающий гармонические составляющие в окрестности частоты $k f_0 = k\omega_0 / 2\pi, \quad (k = 0, 1, 2, ...)$, то процесс на выходе этого фильтра будет обусловлен слагаемым $g_k(V)\cos k(\omega_0 t + \vartheta + \psi)$. Согласно [10] колебание на выходе безынерционного элемента определим как условное математическое ожидание $\mathbf{M}_{V,\psi}\{\eta|a, \vartheta\}$ процесса $\eta(t)$ при заданных амплитуде $a(t)$ и фазе $\vartheta(t)$ входного полезного сигнала $s(t)$ в один и тот же момент времени. Для вычисления математического ожидания $\mathbf{M}_{V,\psi}\{\eta|a, \vartheta\}$ выполним вероятностное осреднение процесса $\eta(t)$ по огибающей V и случайной фазе ψ. Зависимость от времени математического ожидания может осуществляться через $a(t)$ и $\vartheta(t)$ входного сигнала (20). В общем случае полный выходной сигнал $\mathbf{M}_{V,\psi}\{\eta|a, \vartheta\}$ состоит из постоянной составляющей, низкочастотной компоненты и гармонических составляющих. Для анализа часто необходимо рассматривать отдельные компоненты разложения (28). При этом k-я гармоника выходного сигнала $\mathbf{M}_{V,\psi}\{g_k(V)\cos k(\omega_0 t + \vartheta + \psi)|a, \vartheta\}$ является детерминированной функцией амплитуды $a(t)$ и фазы $\vartheta(t)$ входного сигнала. Флуктуационная составляющая выходного сигнала (выходной шум) имеет вид $\eta_0(t) = \eta(t) - \mathbf{M}_{V,\psi}\{\eta(t)|a(t), \vartheta(t)\}$. Поэтому дисперсия выходного шума $\tilde{D}_n$ и «мощность» выходного сигнала $\tilde{D}_s$ определяются из следующих выражений:

$$\tilde{D}_n = \mathbf{M}\left\{\left[\eta - \mathbf{M}_{V,\psi}\{\eta|a, \vartheta\}\right]^2\right\} = \mathbf{M}\{\eta^2\} - \tilde{D}_s,$$

$$\tilde{D}_s = \mathbf{M}_{a,\vartheta}\left\{\left[\mathbf{M}_{V,\psi}\{\eta|a, \vartheta\}\right]^2\right\}. \qquad (30)$$

Здесь индексы указывают, по каким случайным параметрам сигнала и шума должно выполняться вероятностное осреднение. Отношение сигнал–шум по мощности на выходе устройства [10] равно отношению мощности выходного полезного сигнала к дисперсии выходного шума:

$$\rho_0^2 = \frac{\tilde{D}_s}{\tilde{D}_n} = \frac{\mathbf{M}_{a,\vartheta}\left\{\left[\mathbf{M}_{V,\psi}\{\eta|a, \vartheta\}\right]^2\right\}}{\mathbf{M}\{\eta^2\} - \mathbf{M}_{a,\vartheta}\left\{\left[\mathbf{M}_{V,\psi}\{\eta|a, \vartheta\}\right]^2\right\}}. \qquad (31)$$

Получим выражение для отношения сигнал–шум на выходе идеального полосового фильтра, который без искажения выделяет k-ю составляющую выходного сигнала (28). В данном случае k-я составляющая выходного сигнала равна условному математическому ожиданию слагаемого $g_k(V)\cos k(\omega_0 t + \vartheta + \psi)$ при фиксированных значениях амплитуды и фазы входного радиосигнала:

$$\eta_{s,k}(t) = \int_0^\infty dV \int_{-\pi}^{\pi} g_k(V)\cos(k\omega_0 t + k\vartheta + k\psi) \times$$
$$\times p(V, \psi|a, \vartheta)\, d\psi. \qquad (32)$$

Подставим сюда в явном виде выражение $p(V, \psi|a, \vartheta)$ (25) и, выполнив интегрирование по ψ, получим

$$\eta_{s,k}(t) = A_{s,k}\cos k(\omega_0 t + \vartheta), \qquad (33)$$

где
$$A_{s,k} = \frac{\exp(-\rho_i^2)}{D} \times$$
$$\times \int_0^\infty V\, g_k(V)\, I_k\left(\frac{aV}{D}\right) e^{-V^2/2D}\, dV; \qquad (34)$$

$I_k(x)$ – функция Бесселя k-го порядка от мнимого аргумента;

$$\rho_i^2 = a^2 / 2D \qquad (35)$$

– отношение сигнал–шум по мощности на входе при фиксированной амплитуде радиосигнала, равной a.

Мощность k-й составляющей выходного полезного сигнала равна

$$\tilde{D}_{s,k} = A_{s,k}^2 / 2. \qquad (36)$$

Полная мощность k-го слагаемого выходного процесса (28)

$$\tilde{D}_k = \mathbf{M}\left\{g_k^2(V)\cos^2(\omega_0 t + \vartheta + \psi)\right\} =$$
$$= \mathbf{M}\left\{g_k^2(V)/2\right\}. \qquad (37)$$

Учитывая явный вид плотности вероятности (26), получим

$$\tilde{D}_k = \frac{\exp\left(-\rho_i^2\right)}{2D}\int_0^\infty V g_k^2(V)\, I_0\left(\frac{aV}{D}\right) e^{-V^2/2D}\, dV \quad (38)$$

Дисперсия шума в k -й спектральной зоне

$$\tilde{D}_{n,k} = \tilde{D}_k - \tilde{D}_{s,k}. \quad (39)$$

Тогда отношение сигнал–шум по мощности на выходе

$$\rho_0^2 = \frac{\tilde{D}_{s,k}}{\tilde{D}_{n,k}} = \frac{1}{\left(2\tilde{D}_k / A_{s,k}^2\right) - 1}. \quad (40)$$

В свою очередь, при преобразовании входного процесса (20) безынерционным элементом с характеристикой (3) отношение сигнал–шум на выходе (40) к отношению сигнал–шум на входе (35) изменяется в q_k раз:

$$q_k = \frac{\rho_0^2}{\rho_i^2} = \rho_i^{-2} / \left(2\tilde{D}_k A_{s,k}^{-2} - 1\right). \quad (41)$$

В данном случае для получения количественных значений ρ_0^2 (40) были рассчитаны требуемые коэффициенты $g_k(V)$ (29) разложения в ряд Фурье функции (3) и выполнено интегрирование (34), (38).

К сожалению, выражения для интегралов (34), (38) получить в аналитическом виде не удалось, поэтому расчет этих интегралов и значений отношения ρ_0^2 (40) и q_k (41) был выполнен численными методами.

Результаты расчетов отношения сигнал–шум по мощности на выходе безынерционного элемента с характеристикой (3) $D_{out} = \rho_0^2$ как функции от отношения сигнал–шум на входе $D_{inp} = \rho_i^2$ получены для первой гармоники $(k = 1)$ разложения в ряд Фурье (28) и крутизны характеристики логарифмического ограничителя $\alpha = 1,\ 2,\ 5,\ 10,\ 100$. Семейство соответствующих кривых представлено на рис. 6, каждая из которых обозначена выбранными ранее маркерами. На рис. 7 для идентичных условий показано семейство кривых изменения отношения сигнал–шум на выходе ограничителя к отношению сигнал–шум на его входе q_1 (41) в децибелах.

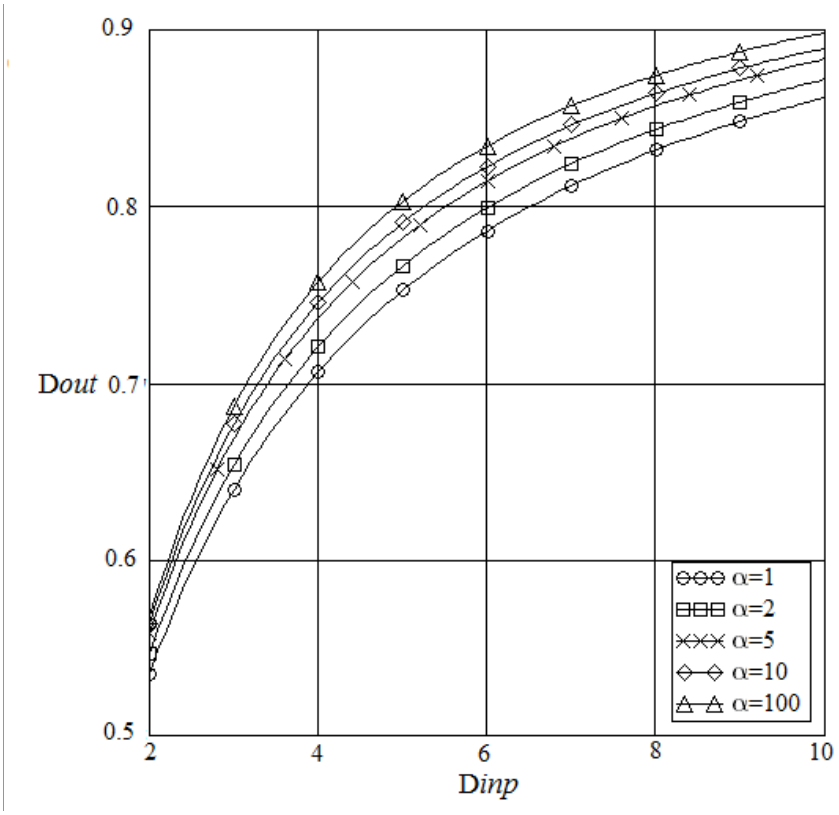


Рис. 6. Кривые отношения сигнал–шум на выходе ограничителя как функция отношения сигнал–шум на его входе

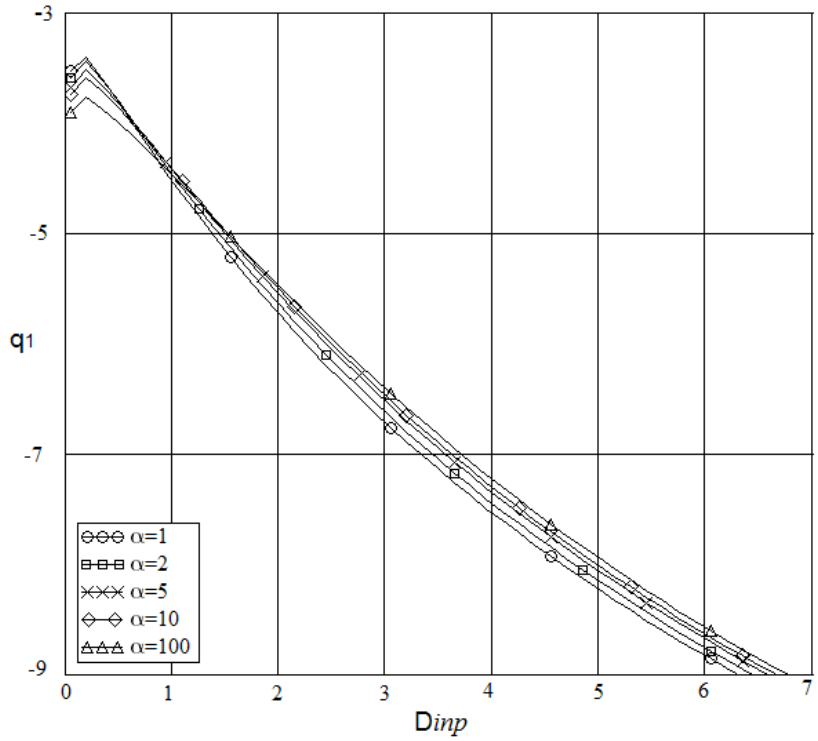


Рис. 7. Изменение отношения сигнал–шум на выходе ограничителя к отношению сигнал–шум на его входе в децибелах

Поведение процесса на выходе логарифмического ограничителя свидетельствует о том, что в результате преобразования рассматриваемого входного процесса имеют место области, для которых дисперсия процесса на выходе $\sigma^2_{\text{вых}} = D_{out}$ преобразуется до значений меньших, чем входная дисперсия D_{inp}. При этом размер области ограничения и значение граничной дисперсии ее возникновения непосредственно зависят от крутизны передаточной характеристики α.

4. В данном разделе рассмотрен случай преобразования безынерционным нелинейным логарифмическим ограничителем с характеристикой (3) входного сигнала $\xi(t)$, который состоит из аддитивной смеси узкополосного полезного радиосигнала $s(t)$, модулированного по амплитуде и фазе, синхронной по частоте узкополосной квазигармонической помехи $s_{\Pi}(t)$ и узкополосного гауссовского стационарного шума $n(t)$ с нулевым математическим ожиданием и корреляционной функцией вида $R(\tau) = D\rho(\tau)\cos\omega_0\tau$. Здесь $D = \sigma^2_{\text{ш}}$ – дисперсия и $\rho(\tau)$ – коэффициент корреляции шумовой составляющей $n(t)$.

В данном случае математическая модель входного сигнала $\xi(t)$ [13]

$$\xi(t) = s(t) + s_{\Pi}(t) + n(t), \qquad (42)$$

где

$$s(t) = a(t)\cos\left[\omega_0 t + \vartheta(t)\right], \qquad (43)$$

$$s_{\Pi}(t) = A_{\Pi}(t)\cos\left[\omega_0 t + \varphi_{\Pi}(t)\right], \qquad (44)$$

$$n(t) = A(t)\cos\left[\omega_0 t - \varphi(t)\right] = \\ = A_c(t)\cos(\omega_0 t) + A_s(t)\sin(\omega_0 t), \qquad (45)$$

$$A_c(t) = A(t)\cos\left[\varphi(t)\right], \quad A_s(t) = A(t)\sin\left[\varphi(t)\right]. \qquad (46)$$

При этом считаем, что компоненты входной смеси $\xi(t)$ являются взаимно независимыми и узкополосными. Этот факт позволяет упростить процедуру анализа преобразования сигнала $\xi(t)$ безынерционным нелинейным логарифмическим ограничителем, используя методику огибающей [4], которая была применена в предыдущем разделе.

Суммарный трехкомпонентный процесс $\xi(t)$ (42) можно представить следующим образом:

$$\xi(t) = V_{\Sigma}(t)\cos\left[\omega_0 t + \beta(t)\right], \qquad (47)$$

где $V_\Sigma(t)$ – огибающая и $\beta(t)$ – случайная фаза,

$$V_\Sigma(t)=\left\{\left[V(t)\cos\psi(t)+A_\Pi(t)\cos\varphi_\Pi(t)\right]^2+\left[V(t)\sin\psi(t)+A_\Pi(t)\sin\varphi_\Pi(t)\right]^2\right\}^{1/2}, \quad (48)$$

$$V(t)=\left\{\left[a(t)\cos\vartheta(t)+A_c(t)\right]^2+\left[a(t)\sin\vartheta(t)-A_s(t)\right]^2\right\}^{1/2}, \quad (49)$$

$$tg\,\beta(t)=\frac{V(t)\sin\psi(t)+A_\Pi(t)\sin\varphi_\Pi(t)}{V(t)\cos\psi(t)+A_\Pi(t)\cos\varphi_\Pi(t)}, \quad (50)$$

$$tg\,\psi(t)=\frac{a(t)\sin\vartheta(t)-A_s(t)}{a(t)\cos\vartheta(t)+A_c(t)}. \quad (51)$$

Выходное колебание безынерционного элемента с характеристикой (3) $\eta=g(V_\Sigma\cos\theta)$ [10] есть четная периодическая функция результирующей фазы $\theta=\omega_0 t+\beta(t)$.

Поэтому при фиксированных значениях амплитуды V_Σ и фазы θ входного радиосигнала (47) выходное колебание безынерционного элемента может быть представлено рядом Фурье [12] (28), (29).

Отношение сигнал–шум по мощности на выходе устройства [10] ρ_0^2 равно отношению мощности выходного полезного сигнала $\tilde{D}_s$ и дисперсии выходного шума $\tilde{D}_n$. Флуктуационная составляющая выходного сигнала (выходной шум) имеет вид $\eta_0(t)=\eta(t)-\mathbf{M}_{V_\Sigma,\beta}\{\eta(t)|a(t),\vartheta(t)\}$. Поэтому дисперсия выходного шума $\tilde{D}_n$ и «мощность» выходного сигнала $\tilde{D}_s$ определяются аналогично (30) из следующих выражений:

$$\tilde{D}_n=\mathbf{M}\left\{\left[\eta-\mathbf{M}_{V_\Sigma,\beta}\{\eta|a,\vartheta\}\right]^2\right\}=\mathbf{M}\{\eta^2\}-\tilde{D}_s,$$

$$\tilde{D}_s=\mathbf{M}_{a,\vartheta}\left\{\left[\mathbf{M}_{V_\Sigma,\beta}\{\eta|a,\vartheta\}\right]^2\right\}. \quad (52)$$

Подстрочные индексы указывают, по каким параметрам сигнала и шума должно выполняться вероятностное осреднение.

Далее аналогично предыдущему разделу получено выражение для отношения сигнал–шум на выходе идеального полосового фильтра, настроенного на основную частоту ω_0 выходного сигнала, которое соответствует случаю, когда $k=1$. В данном случае составляющая выходного сигнала равна условному математическому ожиданию слагаемого ряда Фурье $g_1(V_\Sigma)\cos(\omega_0 t+\beta(t))$ при фиксированных значениях амплитуды и фазы входного радиосигнала:

$$\eta_{s,1}(t)=$$

$$=\int_0^\infty dV_\Sigma\int_{-\pi}^{\pi} g_1(V_\Sigma)\cos(\omega_0 t+\beta)\;p(V_\Sigma,\beta|a,\vartheta)\,d\beta. \quad (53)$$

Подставим в (53) выражение $p(V_\Sigma,\beta|a,\vartheta)$ (25) и, выполнив интегрирование по переменной β, получим

$$\eta_{s,1}(t)=A_{s,1}\cos(\omega_0 t+\vartheta), \quad (54)$$

где $$A_{s,1}=\frac{\exp(-\rho_i^2)}{D}\times$$

$$\int_0^\infty V_\Sigma\, g_1(V_\Sigma)\, I_1\left(\frac{a\,V_\Sigma}{D}\right)e^{-V_\Sigma^2/2D}\,dV_\Sigma; \quad (55)$$

$I_1(x)$ – функция Бесселя первого порядка от мнимого аргумента;

$$\rho_i^2=a^2/2D \quad (56)$$

– отношение сигнал–шум по мощности на входе ограничителя при фиксированной амплитуде радиосигнала, равной a. Мощность выходного полезного сигнала ограничителя на основной частоте ω_0 равна

$$\tilde{D}_{s,1}=A_{s,1}^2/2. \quad (57)$$

Полная мощность 1-го слагаемого выходного процесса равна

$$\tilde{D}_1=\mathbf{M}\left\{g_1^2(V_\Sigma)\cos^2(\omega_0 t+\beta)\right\}=$$

$$=\mathbf{M}\left\{g_1^2(V_\Sigma)/2\right\}. \quad (58)$$

Учитывая явный вид плотности вероятности (25), получим

$$\tilde{D}_1=\frac{\exp\left(-\rho_i^2\right)}{2D}\times$$

$$\times\int_0^\infty V_\Sigma g_1^2(V_\Sigma)\, I_0\left(\frac{aV_\Sigma}{D}\right)e^{-V_\Sigma^2/2D}\,dV_\Sigma. \quad (59)$$

Дисперсия выходного шума в 1-й спектральной зоне

$$\tilde{D}_{n,1} = \tilde{D}_1 - \tilde{D}_{s,1}. \qquad (60)$$

Тогда отношение сигнал–шум по мощности на выходе ограничителя в 1-й спектральной зоне равно

$$\rho_0^2 = \frac{\tilde{D}_{s,1}}{\tilde{D}_{n,1}} = \frac{1}{\left(2\tilde{D}_1 / A_{s,1}^2\right) - 1}. \qquad (61)$$

При этом отношение сигнал–шум на выходе (61) изменяется по сравнению с отношением сигнал–шум на входе (56) в q_1 раз:

$$q_1 = \frac{\rho_0^2}{\rho_i^2} = \rho_i^{-2} / \left(2\tilde{D}_1 A_{s,1}^{-2} - 1\right). \qquad (62)$$

В аналитическом виде выражения (55), (59), (61), (62) получить не удалось. По этой причине расчёты данных выражений могут быть выполнены численными методами, в том числе с учетом важных для анализа и практического использования соотношений между параметрами компонентов входного сигнала.

Таким образом, полученные в настоящей статье результаты позволяют выполнить анализ и сделать обоснованные выводы о поведении процессов на выходе логарифмического ограничителя для рассмотренных практически важных типов входных процессов.

Литература

1. *Варакин Л.Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.

2. Оптимальный прием сигналов на фоне помех и шумов / Под ред. докт. техн. наук, проф. Ю.И. Савватеева. М.: Радиотехника, 2011. 424 с.

3. *Градштейн И.С., Рыжик И.М.* Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М.: Наука, 1971. 1100 с.

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

5. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. 3-е изд. перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.

6. *Горяинов В.Т., Журавлев А.Г., Тихонов В.И.* Статистическая радиотехника: Примеры и задачи. Учеб. пособие для вузов / Под ред. В. И. Тихонова. – 2-е изд., перераб. и доп. М.: Сов. радио, 1980. 544 с.

7. *Данилов В.А., Жабинский Ю.В.* Оптимальное обнаружение сигналов в присутствии гармонических помех // Радиотехника. 2006. № 1. С. 17–21.

8. *Данилов В.А.* Вероятностные характеристики гармонического колебания с амплитудно-угловой модуляцией // Радиотехника и электроника. 1990. Т. 35, № 1. С. 208–211.

9. *Баскаков С.И.* Радиотехнические цепи и сигналы: учебник. М.: Высш. школа, 1983. 536 с.

10. *Тихонов В.И.* Статистическая радиотехника. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1982. 624 с.

11. *Шахтарин Б.И.* Случайные процессы в радиотехнике. 5-е изд., перераб. и доп. М.: Горячая линия – Телеком, 2017. 398 с.

12. *Blachman N.M.* Noise and its effect on communication. New York: McGraw Hill, 1966. 212 p.

13. *Шахтарин Б.И.* Анализ систем синхронизации при наличии помех. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Горячая линия – Телеком, 2016. 360 с.

Статья поступила в редакцию 1 апреля 2019 года

УДК 621.396

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГНСС С КОГЕРЕНТНОЙ ОБРАБОТКОЙ В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ СИГНАЛОПОДОБНЫХ ПОМЕХ

© Авторы, 2019

В.В. Цитиридис, адъюнкт, e-mail: tsi.w@yandex.ru
В.В. Неровный, доцент, e-mail: val.nerownyj@yandex.ru
ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)
А.В. Смолин, заместитель начальника отдела, АО НВП «Протек»

Проведена оценка помехоустойчивости навигационной аппаратуры потребителей ГНСС при воздействии на неё сигналоподобных помех. Получены зависимости вероятности срыва слежения за фазой от соотношения мощностей помехи и сигнала.

Ключевые слова: *сигналоподобная помеха, навигационный BPSK сигнал, помехоустойчивость.*

NOISE IMMUNITY OF USER GNSS EQUIPMENT WITH COHERENT SIGNAL PROCESSING IN CONDITIONS OF SIGNAL LIKE NOISE

© Authors, 2019

V.V. Tsitiridis, Postgraduate, e-mail: tsi.w@yandex.ru
V.V. Nerovniy, Associate Professor, e-mail: val.nerownyj@yandex.ru
Military Ait Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh)
A.V. Smolin, Deputy Head of department, OJSC «PROTEK»

The estimation of noise immunity of GNSS navigation equipment under the influence of signal-like noise is carried out. The dependences of phase tracking system failure probability on the ratio of noise and signal power are obtained.

Keywords: *signal like noise, navigation BPSK signal, noise immunity*.

Глобальные навигационные спутниковые системы (ГНСС) имеют ряд преимуществ перед другими навигационными системами. Они обладают высокой точностью, непрерывностью и глобальностью навигационного обеспечения.

Однако ГНСС имеют и серьезный недостаток: навигационная аппаратура потребителя (НАП) в условиях плотной городской застройки не всегда может обнаружить сигналы от необходимого количества навигационных космических аппаратов (НКА).

Одним из направлений развития навигации является разработка локальных навигационных систем (ЛНС). Данные системы разворачиваются в зонах, где необходимы высокие точность и стабильность навигации: как правило, в условиях плотной городской застройки. Такие системы в настоящее время уже существуют – работают за рубежом (LocataNet – ЛНС, развернутая в австралийском Сиднее) и разрабатываются в России (проект «Псевдоспутник» ООО «Веда-Проект») [1, 2].

Локальная навигационная система LocataNet разработана в Австралии фирмой Locata Corporation [1]. Данная система использует те же сигналы, что и Navstar GPS – код С/А с частотой следования кодовых символов 10,23 МГц при частоте следования кодовых символов 1,023 МГц в GPS. Местоположение пользователя определяется посредством вычисления дальности до нескольких (как минимум трех) синхронизированных по времени базовых станций (передатчиков), излучающих навигационные сигналы. В Сиднее развернуто восемь таких станций. Передатчики LocataNet – стационарные объекты, их координаты известны. Мощность передатчика LocataNet составляет около 1 Вт. Мощность передатчиков НКА системы GPS – до 50 Вт [1].

Локальная навигационная система «Псевдоспутник» разрабатывается как функциональное дополнение к ГНСС ГЛОНАСС, GPS с применением сети наземных псевдоспутников [2]. Наземные псевдоспутники излучают навигационные сигналы на частотах L1, L2 ГЛОНАСС, L1 GPS, подобные сигналам НКА, которые мо-

 ISSN 1995-7009

гут быть приняты существующей НАП с минимальными программными модификациями. Также аппаратура данной системы позволяет доработать передатчики для работы на частотах 2400, 5000 и 6000 МГц.

Мощность сигнала ЛНС на входе приемника НАП значительно превышает мощность сигнала НКА, что может привести к срыву навигационно-временных определений (НВО) в НАП. Представляет интерес оценка помехоустойчивости аппаратуры потребителя в условиях воздействия сигналоподобных помех, источниками которых могут быть вышеперечисленные системы.

Навигационная аппаратура состоит из двух взаимосвязанных схем слежения: схема слежения за задержкой (ССЗ) и схема слежения за фазой (ССФ). Помехоустойчивость НАП в когерентном режиме определяется помехоустойчивостью ССФ [3]. Таким образом, для оценки помехоустойчивости аппаратуры потребителя ГНСС в целом достаточно оценить помехоустойчивость ССФ.

В работах [4, 5] приведено сравнение помехоустойчивости НАП при обработке навигационных сигналов с навигационной информацией (НИ) и без неё в условиях воздействия гауссовской помехи. В [4, 5] указано, что наличие НИ в сигнале ухудшает помехоустойчивость НАП. В монографии [6] исследовалось воздействие на НАП сигналоподобных помех. В ней получены характеристики помехоустойчивости для НАП, работающей с сигналами без модуляции навигационной информацией.

Целью настоящей статьи является исследование и получение количественных характеристик помехоустойчивости НАП, работающей с навигационными сигналами типа *BPSK*, содержащими НИ, в условиях воздействия сигналоподобной помехи, а также сравнение этих характеристик для каждого из сигналов.

Синтез дискриминатора фазы для НАП ГНСС проведен в ряде работ [3, 6, 7].

При синтезе наблюдаемый процесс на входе приемника НАП представлен в виде

$$y(t) = S(t) + n(t), \qquad (1)$$

где $S(t)$ – сигнал штатных НКА; $n(t)$ – белый гауссовский шум (БГШ).

Модель сигнала штатных космических аппаратов на входе устройства обработки информации НАП представлена выражением

$$S(t) = A_1 G_{\text{ДК1}}(t-\tau_1) G_{\text{НИ1}}(t-\tau_1)\cos(\omega_0 t + \varphi_1), \qquad (2)$$

где A_1 – амплитуда сигнала; $G_{\text{ДК1}}(t-\tau_1)$ – дальномерный код; $G_{\text{НИ1}}(t-\tau_1)$ – кодовая последовательность, содержащая навигационную информацию; ω_0 – несущая частота; φ_1 – начальная фаза сигнала; τ_1 – время задержки сигнала.

В выражении (2) и далее $G_{\text{ДК}}(t-\tau_1)$, $G_{\text{НИ}}(t-\tau_1)$ – кодовые последовательности, которые могут с течением времени принимать фиксированные значения ±1, посредством чего осуществляется фазовая манипуляция. Параметр $G_{\text{НИ}}(t-\tau_1)$ в данном случае является неизвестным, случайным и неинформативным. На интервале наблюдения он является постоянным, т.е. $G_{\text{НИ}}(t-\tau_2) = G_{\text{НИ2}}$.

Для оценки помехоустойчивости ССФ воспользуемся методикой определения статистических характеристик оптимальных дискриминаторов следящих систем, приведенной в работе [7]. В соответствии с данной методикой для оценки помехоустойчивости дискриминаторов необходимо определить их дискриминационные и флуктуационные характеристики.

За модель сигнала псевдоспутников ЛНС, который при моделировании используется в качестве сигналоподобной помехи, примем выражение

$$S_{\text{ЛНС}}(t_{k-1,i}) = A_2 G_{\text{ДК2}}(t_{k-1,i}-\tau_2) G_{\text{НИ2}}(t_{k-1,i}-\tau_2)\cos(\omega_0 t_{k-1,i} + \varphi_2), \qquad (3)$$

где $S_{\text{ЛНС}}(t_{k-1,i})$ – сигнал псевдоспутника ЛНС; A_2 – амплитуда сигнала; $G_{\text{ДК2}}(t_{k-1,i}-\tau_2)$ – дальномерный код; $G_{\text{НИ2}}(t_{k-1,i}-\tau_2)$ – кодовая последовательность, содержащая навигационную информацию; ω_0 – несущая частота; φ_2 – начальная фаза сигнала; τ_2 – временная задержка сигнала псевдоспутника ЛНС.

Для исследования помехоустойчивости аппаратуры потребителей ГНСС в когерентном режиме была разработана модель в программной среде MATLAB/Simulink, имитирующая работу дискриминатора фазы в НАП ГНСС в условиях

воздействия сигналоподобных помех. Напряжение на выходе дискриминатора фазы описывается выражением

$$U_{\text{д,j}} \approx -\text{I} \cdot Q\,, \tag{4}$$

где

$$I = \frac{A}{N_0}\sum_{i=1}^{N} y\left(t_{k-1,i}\right) G_{\text{ДК1}}\left(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k\right)\cos\left(\omega_0 t_{k-1,i} + \tilde{\varphi}\right), \tag{5}$$

$$Q = \frac{A}{N_0}\sum_{i=1}^{N} y\left(t_{k-1,i}\right) G_{\text{ДК1}}\left(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k\right)\sin\left(\omega_0 t_{k-1,i} + \tilde{\varphi}\right). \tag{6}$$

Формулы (5), (6) описывают синфазный и квадратурный корреляторы [8].

Разработанная модель представлена на рис. 1. В модели наблюдаемая реализация на входе дискриминатора фазы имеет вид

$$y\left(t_{k-1,i}\right) = S\left(t_{k-1,i}\right) + S_{\text{ЛНС}}\left(t_{k-1,i}\right). \tag{7}$$

В выражении (7) отсутствует БГШ $n(t)$, т.к. мощность помехового сигнала $S_{\text{ЛНС}}\left(t_{k-1,i}\right)$ на входе приемника на несколько порядков больше мощности шумов, которые на этапе синтеза дискриминатора представляются в виде БГШ.

Структура модели включает в себя:

– блок формирования навигационного сигнала;

– блок формирования сигналоподобной помехи;

– дискриминатор задержки;

– блок вычисления отношения помеха/сигнал;

– блок вычисления вероятности срыва слежения.

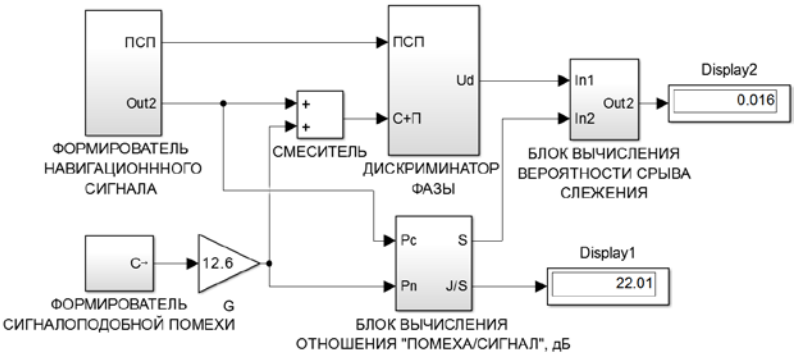


Рис. 1. Модель дискриминатора фазы

Блок формирования навигационного сигнала формирует фазоманипулированный псевдослучайной последовательностью сигнал с заданным значением амплитуды, частоты, начальной фазы и задержки. Закон фазовой манипуляции соответствует структуре навигационного сигнала. Скриншот модели данного блока представлен на рис. 2.

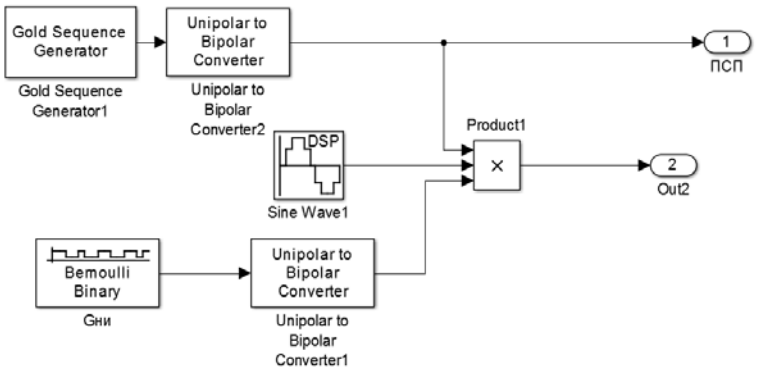


Рис. 2. Блок формирования навигационного сигнала

Блок формирования сигналоподобной помехи (рис. 3) формирует фазоманипулированный случайной последовательностью сигнал с заданным значением амплитуды и частоты. Начальная фаза сигнала меняется в начале каждого испытания, после чего в смесителе формируется аддитивная смесь навигационного сигнала и помехи, которая поступает на вход дискриминатора фазы.

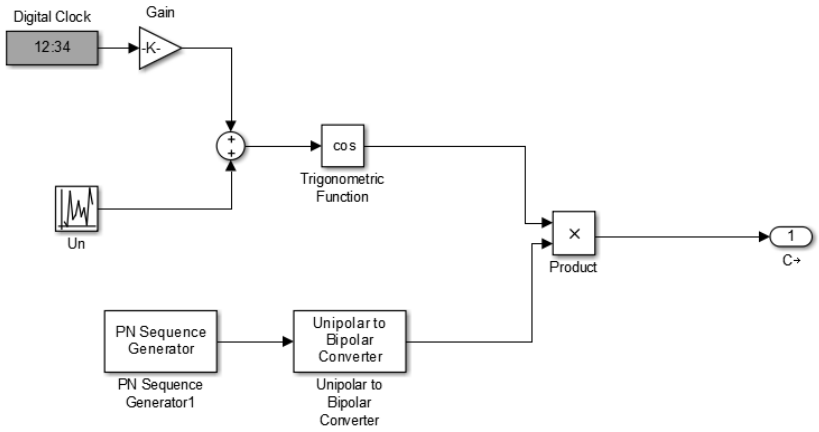


Рис. 3. Блок формирования сигналоподобной помехи

Дискриминатор фазы формирует заданную дискриминационную характеристику в соответствии с выражением (4). С выхода дискриминатора фазы напряжение поступает на вход блока вычисления вероятности срыва слежения. Схема дискриминатора фазы представлена на рис. 4.

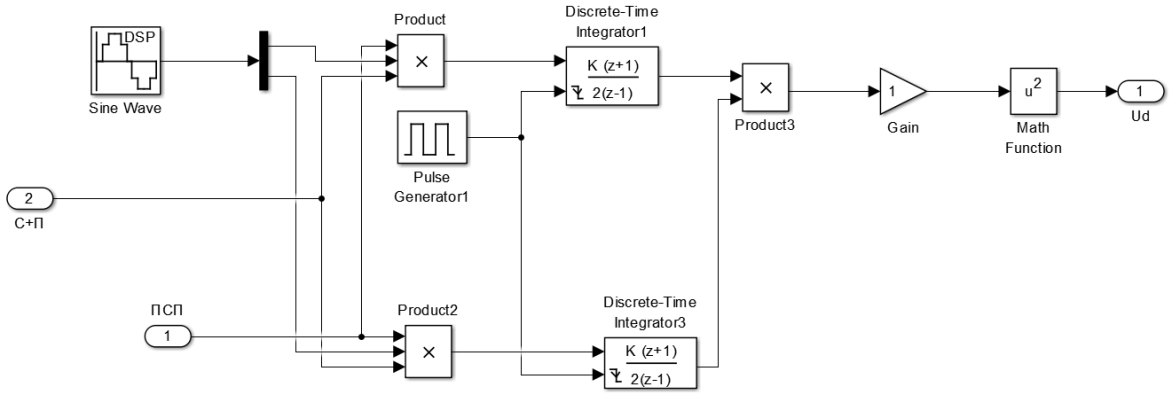


Рис. 4. Дискриминатор фазы

При каждом новом испытании изменяется значение коэффициента усиления G усилителя, который определяет соотношение помеха/сигнал.

При проведении оценки помехоустойчивости НАП для модели сигналоподобной помехи (3) были выбраны параметры сигнала *BPSK* (10). Подобный сигнал излучают псевдоспутники в ЛНС LocataNet [1]. Исследование проводилось для НАП, на вход которой поступают несущие навигационную информацию сигналы *BPSK* (1), *BPSK* (5), *BPSK* (10).

В качестве показателя эффективности функционирования ССФ в условиях помех используется вероятность срыва слежения за заданное время (время длительности навигационного сигнала) [6]. Под срывом слежения в данном случае понимается выход мгновенного значения ошибки слежения за фазой за пределы апертуры дискриминационной характеристики дискриминатора ССФ.

Наиболее простым методом вычисления вероятности срыва слежения является использование метода статистических испытаний (метод Монте-Карло).

Тогда вероятность срыва слежения можно определить как [9]

$$P_c = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}\delta_k\left(\sigma_{\varphi k}\right), \qquad (8)$$

где P_c – вероятность срыва слежения; N – общее количество опытов; $\sigma_{\varphi k}$ – значение статистики, пересчитанной к входу фазового дискриминатора в опыте k; δ_k – индикаторная переменная, причём $\delta_k\left(\sigma_{\varphi k}\right)=1$, если $\sigma_{\varphi k} \geq A_{\text{дх}}$, и $\delta_k\left(\sigma_{\varphi k}\right)=0$, если $\sigma_{\varphi k} < A_{\text{дх}}$; $A_{\text{дх}}$ – раскрыв апертуры дискриминационной характеристики.

На рис. 5 представлены полученные в результате моделирования на ЭВМ зависимости вероятности срыва слежения от соотношения мощности помехи и мощности сигнала $q = 10 \cdot \lg\left(P_{\text{ЛНС}}/P_S\right)$ для НАП, работающей по навигационным сигналам типа *BPSK* (1), *BPSK* (5), *BPSK* (10).

Как указано в работе [10], при вероятности срыва слежения 0,5 и выше осуществление НВО в аппаратуре потребителя невозможно.

В таблице приведены пороговые отношения «помеха/сигнал» q для НАП, работающей в условиях сигналоподобных помех.

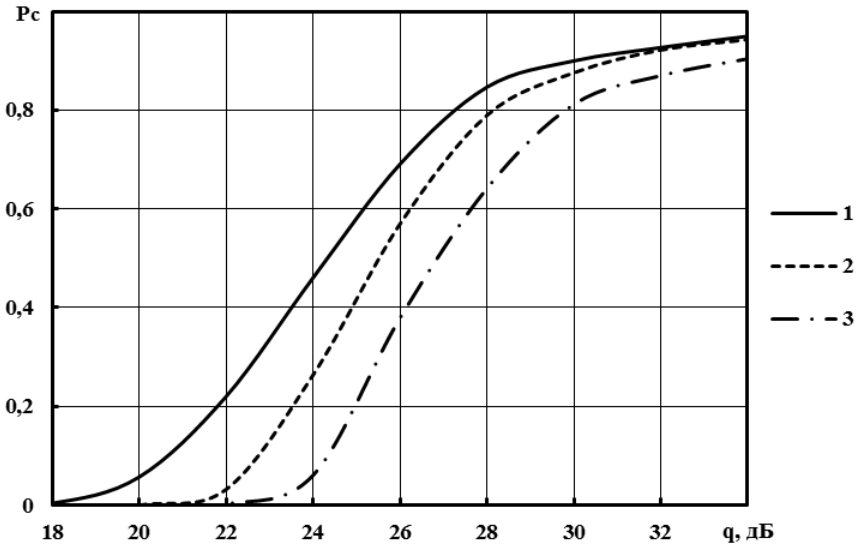


Рис. 5. Зависимости вероятности срыва слежения от соотношения q при работе НАП с навигационными сигналами: 1 – *BPSK* (1), 2 – *BPSK* (5), 3 – *BPSK* (10)

Выводы

По графику (рис. 5) видно, что при воздействии сигналоподобной помехи наилучший показатель помехоустойчивости имеет НАП, работающая по навигационному сигналу *BPSK* (10), – срыв слежения наблюдается при $q \approx 27$ дБ. В сравнении с обработкой двух других навигационных сигналов в тех же условиях помехоустойчивость НАП выше на 1…3 дБ.

Критериальные отношения «помеха/сигнал» ССФ при обработке сигналов, не содержащих навигационную информацию, в условиях сигналоподобных помех получены в работе [6] и приведены в таблице. Там же приведены результаты, полученные авторами статьи для сигналов с навигационной информацией. Ухудшение помехоустойчивости для различных типов сигналов составляет 9…11 дБ.

Таблица

Сравнение помехоустойчивости НАП при обработке сигналов с навигационной информацией и без неё в условиях сигналоподобных помех

Вид навигационного сигнала	Значения q для НАП, работающей с сигналом, промодулированным НИ [6]	Значения q для НАП, работающей с сигналом без НИ
BPSK (1)	24	33
BPSK (5)	26	36
BPSK (10)	27	38

В работах [3, 4, 5] указано, что наличие навигационной информации ухудшает помехоустойчивость приема на 4…7 дБ при воздействии гауссовской помехи.

Результаты, полученные при проведении исследований, могут быть полезны разработчикам НАП ГНСС при выработке мер, направленных на обеспечение электромагнитной совместимости аппаратуры потребителей ГНСС и ЛНС.

Литература

1. Locata-ICD-100E Locata Signal Interface Control Document. Locata Corporation Pty Ltd. Canberra. 2014. 105 с.

2. Проект «Псевдоспутник» [Эл. ресурс]. Режим доступа: http://www.vedapro.ru/pseudo.php (дата обращения: 04.12.2018).

3. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования // Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.

4. *Ефименко В.С., Харисов В.Н.* Влияние цифровой информации в навигационных сигналах на помехоустойчивость их приема // Радиотехника, 2013. №2. С. 17–20.

5. *Миронов В.А., Радзиевский В.Г.* Особенности навигационно-временного обеспечения радиоэлектронных систем в условиях информационного конфликта // Радиотехника. 1998. №6. С. 4–9.

6. *Неровный В.В.* Помехоустойчивость мультисистемной аппаратуры потребителей ГНСС: монография. Воронеж: Издательско-полиграфический центр «Научная книга», 2018. 230 с.

7. *Неровный В.В.* Математическая модель оценки помехоустойчивости системы слежения за частотой аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных систем, использующей *BPSK* сигналы // Теория и техника радиосвязи. 2013. № 2. С. 46–50.

8. *Перов А.И.* Методы и алгоритмы оптимального приема сигналов в аппаратуре потребителей спутниковых радионавигационных систем: учеб. пособие для вузов. М.: Радиотехника, 2012. 240 с.

9. *Вентцель Е.С.* Теория вероятностей. М.: Высшая школа, 2001. 315 с.

10. *Шатилов А.Ю.* Использование критерия срыва слежения при оценке помехоустойчивости следящих систем // Радиотехника, 2010. № 11. С. 29–33.

Статья поступила в редакцию 12 марта 2019 года

УДК 621.596.6

ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ КАНАЛОВ СВЯЗИ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ ЦИКЛИЧЕСКИЕ КОДЫ

© Автор, 2019

А.С. Щеголеватых, к.т.н., вед. инженер, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: pshchegolevatykh@gmail.com

Предложен способ повышения помехозащищенности каналов связи при передаче сообщений по зашумленным каналам связи, основанный на использовании циклического кода.

Ключевые слова: *конечное поле, характеристика поля, кодовое слово, проверочная матрица, декодирующее устройство, регистр сдвига.*

INCREASING TO NOISEPROOF FACTOR COMMUNICATION CHANNEL, USING CYCLIC CODES

© Author, 2019

A.S. Schegolevatykh, leading engineer, JSC «Concern «Sozvezdie»

In the article it is suppose the way of increasing the communication channel noiseproof relationship at transmissions of the messages on noise channels, founded on use cyclic code.

Keywords: *final field, field characteristic, code word, checking matrix, decoding device, shift register.*

Большое значение в настоящее время приобрели проблемы передачи информации, в частности вопросы кодирования и декодирования информации в целях ее надежной передачи по зашумленным каналам [1]. Обычно бывает необходимо передать сообщение, состоящее из конечной последовательности символов, являющихся элементами некоторого конечного алфавита. В системах телекоммуникации обычно алфавит состоит из символов 0 и 1. В этом случае передаваемое сообщение можно рассматривать как некоторое двоичное число. В общем случае предполагается, что алфавит представляет некоторое конечное поле $GF\left(2^m\right)$, $m \in Z$.

Одной из основных задач кодирования сообщения является снижение до минимума количества ошибок в принятом сообщении, обусловленных шумом в канале связи. Методы повышения надежности передачи сообщений в основном базируются на свойствах конечных полей [2].

Повышение помехозащищенности при передаче сигналов основывается на использовании избыточной информации вместе с сообщением, которое необходимо передать. Это означает, что последовательность символов, составляющая передаваемое сообщение, преобразуется в более длинную последовательность. Предполагается, что символы, составляющие исходное сообщение, и символы, составляющие закодированное сообщение, являются элементами одного и того же конечного поля характеристики 2. Кодирование означает, что блок из k символов передаваемого сообщения $a_1a_2...a_k$, $a_i \in GF(2^k)$, заменяется кодовым словом $c_1c_2...c_m$, $c_i \in GF(2^n)$, где $n > k$.

Простая схема кодирования получается в случае, когда в сообщении каждый блок из k символов сообщения $a_1a_2...a_k$ превращается в кодовое слово вида $a_1a_2...a_kc_{k+1}...c_n$, где первые k символов совпадают с k символами исходного сообщения и называются информационными, а дополнительные $n-k$ символов называются проверочными (контрольными) символами [3]. Такую схему кодирования представляют в виде

$$H(x)\cdot c' = 0,$$

где c' – транспонированный вектор кодового слова; $H(x)$ – проверочная матрица размера $(n-k)\times m$; $n = 2^m - 1$ – длина кодового слова.

В данном случае используется циклический код $C(n,k)$, получаемый умножением каждого слова сообщения, содержащего k информационных символов, которые отождествляются с многочленом степени меньшей, чем k, на фиксированный многочлен $g(x)$ степени $n-k$, где $g(x)$ является делителем многочлена $x^n - 1$.

ISSN 1995-7009

Для того чтобы в принятом сообщении можно было исправить t ошибок, циклический код с проверочной матрицей $H(x)$ должен иметь минимальное расстояние (по Хеммингу) $d \geq 2t+1$. А для этого необходимо, чтобы любые $d-1$ столбцов проверочной матрицы $H(x)$ были линейно независимы [2].

При реализации алгоритма декодирования по синдрому составляют таблицу, в которой указываются синдромы s_i и лидеры e_i соответствующих им смежных классов. Алгоритм декодирования заключается в следующем:

1. Вычисляют синдром $s(u)$ принятого вектора u.

2. По синдрому $s(u) = s_i$ определяют лидер e_i соответствующего смежного класса.

3. Определяют посланный вектор v как разность $v = u - e_i$.

При всей простоте и наглядности алгоритм синдромного декодирования обладает серьезным недостатком, заключающимся в том, что устройство, реализующее этот способ декодирования, должно хранить информацию о лидерах и синдромах. Объем этой информации оказывается очень большим даже при умеренных длинах кодовых слов (порядка нескольких десятков). Для двоичного (50, 40)-кода получится 1024 лидеров и столько же синдромов, а для кода C (50, 30) их количество превзойдет миллион [3].

Предлагается новый алгоритм синдромного декодирования, который состоит в следующем [4].

Пусть по каналу связи, подверженному влиянию помех, передается кодовое слово, состоящее из k информационных бит и представимое многочленом $c_0(x)$:

$$c_0(x) = d_0x^0 + d_1x^1 + d_2x^2 + ... + d_{k-1}x^{k-1},$$

$$\text{где } d_i \in 0,1. \qquad (1)$$

Для циклического кода, имеющего длину $q = 2^m - 1$, формируется многочлен вида

$$A(x) = a(x) + c_0(x) \cdot x^m = a(x) + c(x),$$

$$\text{где } a(x) = \sum_{i=0}^{m-1} f_i x^i \quad (f_i \in 0,1) \qquad (2)$$

– проверочный многочлен, получающийся от деления многочлена $c(x) = c(x) \cdot x^m$ на неприводимый многочлен

$$g(x) = \sum_{i=0}^{m} \eta_i x^i \quad (\eta_i \in 0,1), \qquad (3)$$

который является порождающим для данного циклического кода.

Неприводимый многочлен $g(x)$ можно получить на основе обобщённой матрицы Фибоначчи Q_m [5], которая представляет собой квадратную матрицу порядка m следующего вида:

$$Q_m = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 1 \\ 1 & 0 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \end{bmatrix}. \qquad (4)$$

Характеристический многочлен матрицы Q_m имеет вид $q(x) = x^m - x^{m-1} - 1$. Для конечного поля характеристики 2 характеристический многочлен будет иметь вид $g_1(x) = x^m + x^{m-1} + 1$. Этот многочлен можно использовать в качестве порождающего для данного циклического кода, так как он неприводим. Неприводимым будет и обратный многочлен $g_2(x) = x^m + x + 1$. Следовательно, получены два неприводимых многочлена степени m, которые предполагается использовать в качестве порождающих.

Многочлен $a(x)$ (2) также может быть получен с помощью проверочной матрицы размера $(q \times m)$

$$H(\alpha) = \left[\alpha^0, \alpha^1, ..., \alpha^{n-1}\right], \qquad (5)$$

где $\alpha(x) = \sum_{i=0}^{m-1} \mu_i x^i \quad (\mu_i \in 0,1)$ – примитивный элемент конечного поля Галуа $GF\left(2^m\right)$ по модулю $g(x)$.

Определим дополнительные контрольные символы

$$b(x) = \sum_{i=0}^{m-1} \beta_i x^i \quad (\beta_i \in 0,1) \qquad (6)$$

как остаток от деления многочлена $c(x)$ на неприводимый многочлен $g_1(x)$.

Заметим, что многочлен $b(x)$ может быть получен также с помощью проверочной матрицы $H_1(x)$

$$H_1(\alpha)=\left[\alpha_1^0,\alpha_1^1,...,\alpha_1^{n-1}\right]\neq H(\alpha), \qquad (7)$$

где $\alpha_1(x)=\sum_{i=0}^{m}\zeta_i x^i$ $(\zeta_i\in 0,1)$ – примитивный элемент конечного поля Галуа $GF\left(2^m\right)$ по модулю $g_1(x)$.

Далее сформируем кодовый многочлен вида

$$D(x)=b(x)+A(x)\cdot x^m=b(x)+A(x). \qquad (8)$$

Согласно принятым условиям наличия помех в канале связи отличным от нуля будет многочлен ошибок

$$E(x)=x^i+x^j, \qquad (9)$$

причем $i\neq j$.

Тогда принятый многочлен $D_1(x)$ будет иметь следующий вид:

$$D_1(x)=D(x)+E(x). \qquad (10)$$

Нахождение и исправление двух ошибок в принятом многочлене $D_1(x)$ осуществляется следующим образом [4].

В приемном устройстве предполагается наличие трех регистров, осуществляющих сдвиг и запоминание поступающих символов. Последовательность символов, представляющая собой принятый многочлен $D_1(x)$, поступает в первый из трех упомянутых регистров. Во второй регистр поступает последовательность $F(x)=$ $=a(x)+c(x)+E(x)$, содержащая информационный многочлен $c(x)$, многочлен ошибок $E(x)$ и проверочный многочлен $a(x)$, сформированные с помощью проверочной матрицы $H(x)$. В третий регистр поступает последовательность, представляющая кодовый многочлен $F_1(x)=$ $=b(x)+c(x)+E(x)$, где содержатся проверочные символы $b(x)$, полученные с помощью проверочной матрицы $H_1(x)$.

Во втором регистре будет находиться остаток от деления многочлена $F(x)$ на неприводимый многочлен $g(x)$ вида

$$r(x)=x^i+x^j, \qquad (11)$$

где i и j – номера искаженных бит кодового многочлена $F(x)$.

В третьем регистре будет находиться остаток от деления многочлена $F_1(x)$ на неприводимый многочлен $g_1(x)$ в виде многочлена

$$r_1(x)=x_1^i+x_1^j, \qquad (12)$$

где i и j – номера искаженных бит кодового многочлена $F_1(x)$.

В зависимости от вариантов искажения принятых символов возможны следующие состояния многочлена ошибок: $E(x)=0$, $E(x)=x^i$, $E(x)=x^i+x^j$. Разберем эти случаи.

1. $E(x)=0$. Тогда можно записать

$$F(x)=a(x)+c(x),$$

$$F_1(x)=b(x)+c(x). \qquad (13)$$

При этом будем иметь $r(x)=r_1(x)=0$.

2. $E(x)=x^i$. При этом возможны 2 варианта:

а) $2m\le i\le(2m+k-1)$. Тогда $r(\alpha)=\alpha^i$ и $r_1(\alpha_1)=\alpha_1^i$. Степени α и α_1 будут равны, указывая на местоположение ошибочного бита.

б) $m\le i\le(2m-1)$. Тогда получим

$$F(x)=a(x)+c(x)+E(x),$$

$$F_1(x)=b(x)+c(x). \qquad (14)$$

Для определения ошибочного символа используются следующие выражения $r_1(\alpha_1)=\alpha_1^i$ при $0\le i\le(m-1)$:

3. $E(x)=x^i+x^j$ при $i\neq j$. При этом возможны четыре варианта:

а) $m\le i\le(2m-1)$ и $2m\le j\le(2m+k-1)$. Тогда из выражений (11) и (12) определим местоположения искаженных бит:

$$r(\alpha)=\alpha^i+\alpha^j,$$

$$r_1(\alpha)=\alpha_1^j. \qquad (15)$$

Местоположение одного (первого) ошибочного бита можно определить из последнего выражения. С помощью матрицы $H(\alpha)$ найдем многочлен α^j. Определить местоположение второго ошибочного бита можно из уравнения

$$r(\alpha)-\alpha^j=\alpha^j. \qquad (16)$$

б) $2m \le i \le 2m+k-1$ и $0 \le j \le m-1$. Рассуждая аналогичным образом, получим

$$r(\alpha) = \alpha^j,$$

$$r_1(\alpha) = \alpha_1^i + \alpha_1^j. \qquad (17)$$

в) $2m \le i \le 2m+k-1$ и $2m \le j \le 2m+k-1$. Тогда для определения местоположения ошибочных бит воспользуемся выражениями (11) и (12). Умножим обе части этих выражений на x^S, что соответствует циклическому сдвигу многочленов $r(\alpha)$ и $r_1(\alpha_1)$ на s позиций. В результате получим

$$x^S \cdot r(\alpha) = \alpha^{i+S} + \alpha^{j+S},$$

$$x^S \cdot r_1(\alpha) = \alpha_1^{j+S} + \alpha_1^{j+S}. \qquad (18)$$

При $m \le i+s \le m-1$ выполняется условие $\alpha^{i+S} = \alpha_1^{i+S}$ согласно определению проверочных матриц $H(\alpha)$ и $H_1(\alpha)$.

Рассмотрим случай $i+s=0$. Тогда система уравнений (11)–(12) преобразуется к виду

$$x^S \cdot r(\alpha) = 1 + \alpha^{j_1},$$

$$x^S \cdot r_1(\alpha) = 1 + \alpha^{j_1}. \qquad (19)$$

где $j_1 = j+s$. (20)

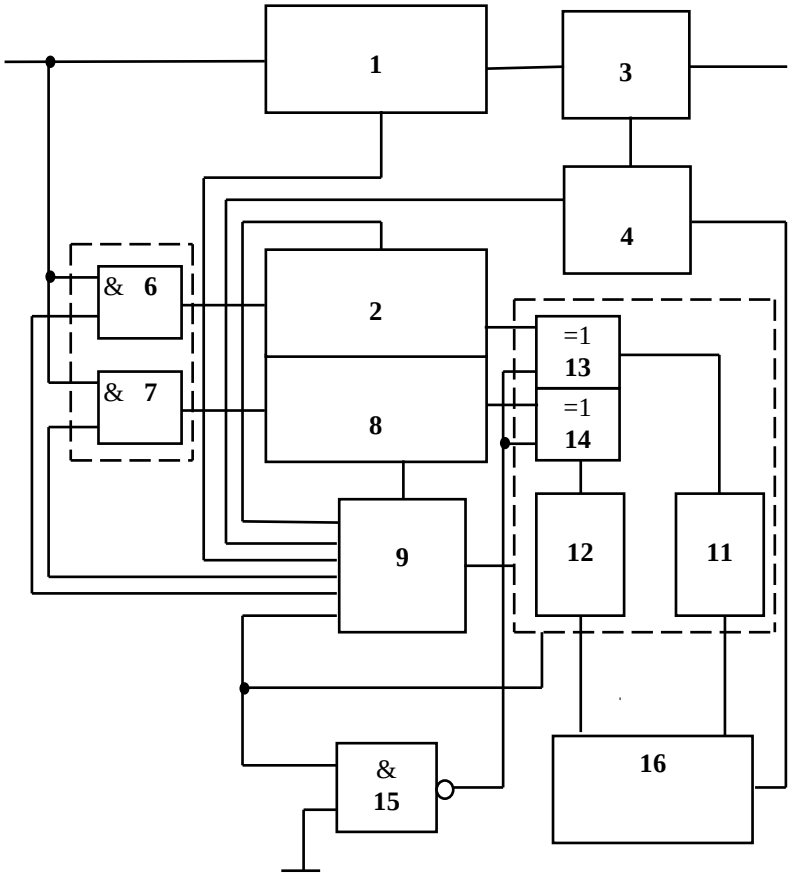
Из уравнения (19) можно определить положение одного ошибочного бита. Положение второго ошибочного бита позволяет определить равенство

$$i+s=0. \qquad (21)$$

г) $0 \le i \le m-1$ и $m \le j \le 2m-1$. Согласно принятому условию в этом случае либо отсутствуют ошибки, либо их количество превосходит установленный предел. В этом случае определить положение ошибочных бит невозможно.

Таким образом, при декодировании многочлена $D_1(x)$ в нем могут быть определены местоположения любых ошибочных одиночных бит и любые два ошибочных бита при условии, что хотя бы один из них находится в информационных битах.

Описанный способ определения местоположения двух ошибок [4] в принимаемом коде может быть реализован в декодирующем устройстве, представленном на рисунке [5].



Структурная схема декодирующего устройства

Декодирующее устройство содержит запоминающий регистр 1, вход которого является входом устройства; первый регистр порождающего многочлена 2; блок исправления ошибок 3, первый вход которого соединен с выходом запоминающего регистра 1, а второй вход связан с выходом блока определения ошибок 4, выход которого является выходом устройства; в декодирующее устройство дополнительно введен блок переключения 5, содержащий две схемы «И» 6 и 7, первые входы которых объединены с входом устройства, а их выходы подключены к информационным входам первого 2 и второго 8 регистров порождающего многочлена, а управляющие входы первого 2 и второго 8 регистров порождающего многочлена связаны с первым и вторым выходами процессора 9, соответственно, третий выход процессора 9 подсоединен к управляющему входу программируемой логической матрицы 10, содержащему два дешифратора 11 и 12, которые соединены с выходами первого 2 и второго 8 регистров порождающего многочлена через первые входы сумматоров по модулю два – 13 и 14 соответственно, а вторые входы сумматоров по модулю два 13 и 14 объединены с выходом формирователя логической единицы 15, вход которого соединен с управляющим входом программируемой логической матрицы 10; выходы дешифраторов 11 и 12 подключены к первому и второму входу программируемой логической матрицы 10 и к первому и второму входам схемы сравнения 16, выход которой соединен с первым входом блока определения ошибок 4; четвертый и пятый выходы процессора 9 подсоединены к вторым входам схемы «И» 6 и 7 соответственно, а шестой выход процессора 9 соединен с управляющим входом запоминающего регистра 1; седьмой выход процессора 9 связан с вторым входом блока определения ошибок 4.

Декодирующее устройство при наличии в принятом коде двух независимых ошибочных бит работает следующим образом.

В отличие от известных устройств [3] в предлагаемом декодирующем устройстве (см. рис. 1) кодовая последовательность бит поступает сразу в три регистра: запоминающий регистр 1, где сохраняется информационная часть кодовой последовательности, первый 2 и второй 8 регистры порождающих многочленов. Принятую последовательность бит в виде кодового многочлена делят на порождающие многочлены $g(x)$ и $g_1(x)$ соответственно. Полученные остатки от деления поступают на соответствующие входы программируемой логической матрицы 10, где определяются номера столбцов с ошибочными битами с помощью проверочных матриц $H(x)$ и $H_1(x)$ подстановкой в них полученных остатков от деления и взаимного сравнения. Определение номеров столбцов с ошибочными битами осуществляют с помощью дешифраторов 11, 12, а сравнение их осуществляется в схеме сравнения 16. Результаты сравнения и содержимое первого дешифратора 11 поступают в блок определения ошибок 4, где осуществляется формирование корректирующих импульсов, которые поступают в блок исправления ошибок 3, на выходе которого будут формироваться исправленные информационные биты принятой кодовой последовательности.

Условно в работе декодирующего устройства можно выделить два этапа: подготовка принятой последовательности к декодированию и поиск возможных ошибок в принятых битах с последующим их исправлением. Прохождение последовательности бит по блокам устройства обеспечивает процессор 9, который в зависимости от результата сравнения вычисленных номеров столбцов проверочных матриц $H(x)$ и $H_1(x)$ под управлением программируемой логической матрицы 10 и блока определения ошибок 4 обеспечивает выполнение второго этапа работы декодирующего устройства.

Описанный алгоритм выявления и исправления до двух ошибочных позиций принятого кодового слова обеспечивает в большинстве практических применений надежную передачу сообщений по зашумленным каналам связи, когда вероятность ошибки на бит не превосходит 10^{-4}. В качестве неприводимых многочленов предполагается использование характеристических многочленов матриц Фибоначчи. При этом структура декодирующего устройства оказывается проще, чем у известных аналогов, что позволяет существенно сократить объём запоминающего устройства и время исправления ошибок. Исправление двух ошибок в принимаемом кодовом слове возможно в реальном времени.

Литература

1. *Чаркин Д.Ю., Алехин С.Ю., Григорьев Е.В., Лимарев А.Е., Прохоров В.Е.* Гибридные ППРЧ\ШПС системы связи. Ч. 2. Вариант реализации // Теория и техника радиосвязи, 2017. № 3. С. 52–58.

2. *Мак-Вильямс Ф.Дж., Слоэн Н.Дж.А.* Теория кодов, исправляющих ошибки: пер. с англ. М.: Связь, 1979. 744 с.

3. *Шварцман В.О., Емельянов Г.А.* Теория передачи дискретной информации. М.: Связь, 1979. 424 с.

4. Патент 2336559 РФ. Способ и декодирующее устройство исправления двух ошибок в принимаемом коде / Овчинников С.Ф., Провоторов Г.Ф., Щеголеватых А.С.; заявитель и патентообладатель АО «Концерн «Созвездие». Бюл. № 27, 2007 г.

5. *Уфимцева В.Б.* Метод и алгоритмы хеширования информации на основе обобщённых матриц Фибоначчи // Научно-технический сборник «Коммунальное хозяйство городов». Киев: Техника, 2003. Вып. 53. С. 275–279.

Статья поступила в редакцию 22 апреля 2019 года

УДК 681.5.01+681.51

К ВОПРОСУ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО АНАЛИЗА ИНФОРМАЦИОННЫХ РЕСУРСОВ

© Авторы, 2019

И.Н. Малышева, к.т.н., руководитель проекта, АО «Концерн «Созвездие», e-mail irina_mal07@mail.ru
В.Ф. Свердел, начальник войск связи ЗВО

Рассматриваются практические аспекты анализа прикладного программного обеспечения для инфокоммуникационных систем. Предлагаются методики, основанные на автоматизации метрик проверки качества программного обеспечения.

Ключевые слова: *информационные ресурсы, прикладное программное обеспечение, оценка качества программной продукции, рефакторинг.*

ON THE ISSUE OF INFORMATION RESOURCES AUTOMATED ANALYSIS

© Authors, 2019

I.N. Malysheva, Ph.D. in Engineering Science, Project Director, JSC «Concern «Sozvezdie»
V.F. Sverdel, Head of the Western Command Signal Corps

Practical aspects of the application software analysis for information and communications systems are considered, the techniques based on automation of software quality check metrics are offered.

Keywords: *information resources, application software, estimation of software product quality, refactoring.*

Для современных систем связи и управления одной из наиболее важных и актуальных проблем, решение которой влияет на надежность процесса функционирования этих систем, является проблема анализа устойчивости информационных ресурсов. Особенно важно обеспечение устойчивости информационных ресурсов в условиях влияния интенсивных информационных воздействий, что является основной особенностью функционирования любой системы военного или государственного управления.

Очевидно, обеспечение и повышение устойчивости информационных ресурсов, к которым относятся такие показатели инфокоммуникационной системы, как ее способность безотказно принимать и обрабатывать объемы информации в течение всего времени функционирования, связано с оценкой качества программных продуктов. В международных стандартах, регламентирующих оценку характеристик качества программных продуктов [1–3], предлагается учитывать три комплексных показателя качества, влияющих на надежность и устойчивость информационных ресурсов. Это внешние метрики, основанные на требованиях к аттестации исполняемого программного обеспечения (ПО), внутренние метрики, отражающие требования к разработке кода ПО, и метрики, основанные на требованиях пользователей конечного приложения.

В данной работе предлагаются к рассмотрению способы формирования метрик для аттестации исполняемого приложения и для оценки кода программного обеспечения, а также предлагаются методы для реализации проверки и оптимизации программного кода. Способы основаны на принципах определения оценочных характеристик, изложенных в [1–3], а методы оптимизации – на принципах, изложенных в [4, 5].

Для решения задачи оценки качества программного продукта и определения уровня его возможностей была разработана программа, выполняющая специализированные расчеты на основе методики, изложенной в ГОСТ Р ИСО/МЭК 33020-2017 [6], что позволяет объективно представить степень соответствия ПО техническому заданию и определить необходимость улучшения его функциональности.

Предлагается оценивать степень соответствия программного продукта каждому показателю числом от 0 (полностью не соответствует) до 10 (полностью соответствует). Отдельные показатели группируются в категории с формированием взвешенного рейтинга по данной категории, вес каждого показателя назначается экспертным методом. Максимальное численное значение рейтинга по категории, т.е. взвешенное значение при выставлении по всем входящим в категорию показателям максимальных оценок,

 ISSN 1995-7009

также задается экспертным методом и является весом рейтинга по категории в общем интегральном рейтинге. Максимальное значение общего рейтинга задается исходя из условий исследования и, соответственно, требуемой шкалы измерения. В тестовом примере оценки рейтинга ПО был взят показатель 100%.

Алгоритм формирования оценки, реализованный в программе, заключается в следующих действиях. Вначале производится вычисление рейтинговой оценки по каждой категории по формуле

$$R_K = W_K \frac{\sum_i O_i}{\sum_i W_i}, \quad (1)$$

где R_K – рейтинг по категории K; W_K – вес рейтинга по категории K в общем рейтинге, O_i – оценка по показателю i, входящему в категорию K; W_i – вес оценки по показателю i в рейтинге по категории K.

Затем проводится вычисление общего рейтинга по формуле

$$R = M \frac{\sum_K R_K}{\sum_K W_K}, \quad (2)$$

где R – общий рейтинг, M – заданное максимальное значение общего рейтинга.

Предложенный алгоритм оценки свойств ПО далее можно усовершенствовать путем добавления метода обобщения свойств по нескольким измерениям на основе преобразования значений порядковых рейтингов в значения интервалов.

Интерфейс программы, реализующей расчет рейтинга исследуемого ПО на основе характеристик, заявленных в заранее подготовленном XML-файле, представлен на рис. 1. Исходные данные, представляющие собой набор рейтинговых показателей, формируются в виде XML-файлов, что дает возможность динамически менять параметры оценки в соответствии с требуемой задачей.

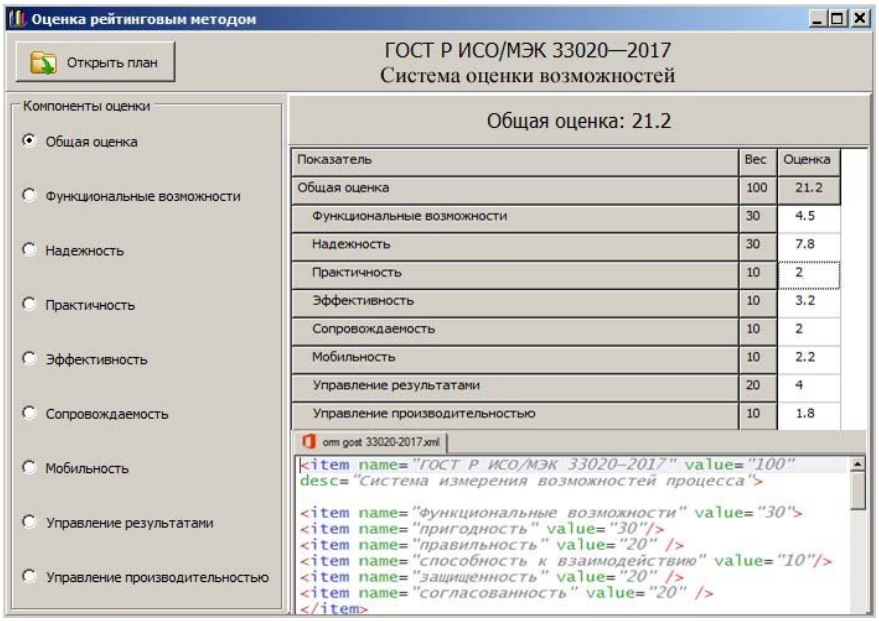


Рис. 1. Интерфейс программы для оценки ПО рейтинговым методом

Далее на основе объектно-ориентированных метрик были разработаны алгоритмы и программы для анализа и проверки качества программного кода. Для оценки свойств кода программного продукта предлагается использовать метрики, позволяющие получать некоторые специфические численные характеристики качества.

Одна из количественных метрик структурного программирования – ABC-метрика, позволяющая оценивать сравнительную сложность кода по формуле

$$ABC = \sqrt{A^2 + B^2 + C^2}, \quad (3)$$

где A – количество присваиваний (Assignment), B – количество вызовов функций (Branch), C – количество логических проверок (Condition).

Нулевой или низкий результат вычисления АВС-метрики, которая чаще применяется для оценки фрагментов программы (процедур или функций), может свидетельствовать о наличии в коде специального запутывания (обфускации), неиспользуемых или тривиальных функций.

Одно из достоинств данной метрики – возможность ее использования для оценки кода, написанного на языках типа Assembler, которые ориентированы на архитектуру конкретного контроллера или процессора. Подобные программы не всегда допускают возможность анализа исходного кода с участием неспециалистов, однако автоматизация проверок структуры и сложности кода с учетом конкретной архитектуры предоставила бы инструмент для решения этой задачи.

Для реализации задачи была разработана программа, автоматизирующая проверки по методике АВС-метрики. Данная метрика была конкретизирована для программного кода типа Assembler и проверена на фрагментах кода. Интерфейс программы представлен на рис. 2.

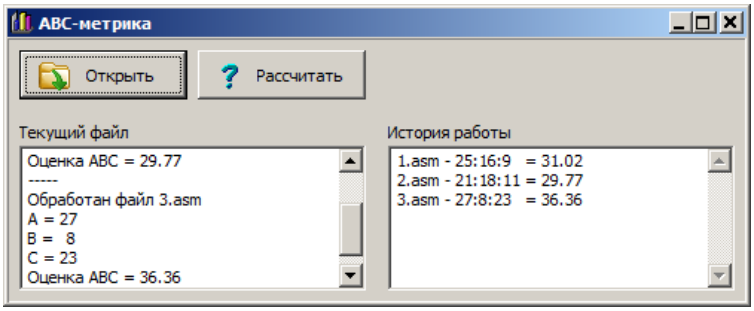


Рис. 2. Интерфейс программы для оценки ПО на основе АВС-метрики

Очевидно, что для сравнительного анализа частных показателей качества различных программ удобно визуализировать параметры <*A*, *B*, *C*> в виде трехмерных векторов. Далее, используя количественные меры сложности, принятые для данного вида приложений, можно принимать решение о необходимости улучшения или предпочтительном использовании программы.

Также было разработано приложение для анализа и оценки функциональной стабильности ПО микроконтроллеров, использующее сведения о его ключевых полях и характеристиках. Приложение функционирует на основе использования данных об аппаратных ресурсах и структуре в соответствии с заданными шаблонами модели функционирования микроконтроллеров. Результатом работы программы являются файлы отчетов, представленные на рис. 3.

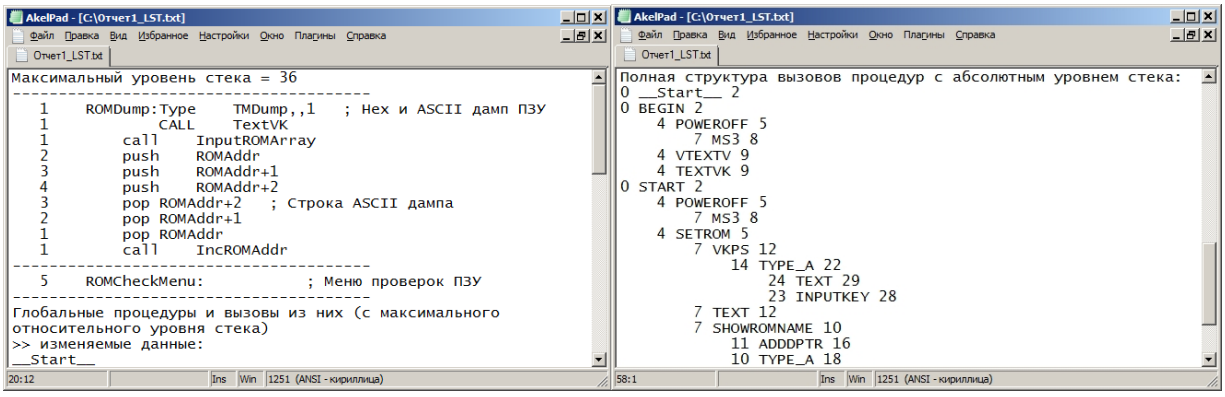


Рис. 3. Интерфейсы отчетов для оценки уровней стека и оценки структуры процедур ПО

В процессе функционирования приложения производятся следующие действия:

– загрузка файлов программы в соответствии с выбранным типом микроконтроллера;

– поиск и анализ данных, отвечающих за распределение оперативной памяти;

– поиск и анализ данных, отвечающих за распределение динамической памяти;

– поиск и анализ данных, отвечающих за использование стека;

– создание файлов отчетов, содержащих сведения о степени использования ресурсов микроконтроллера;

– вывод сообщений о критичности использования аппаратных ресурсов.

В ходе анализа загруженных данных производится построение иерархической структуры (дерева) вызовов, определяется используемый объем стека, формируются оценки достаточности доступных и реально выделенных объемов оперативной памяти и других ресурсов микроконтроллера.

Неадекватные, т.е. неоправданно низкие или высокие оценки, полученные при использовании прикладных методик анализа программного кода на основе метрик объектно-ориентированных подходов, как правило, свидетельствуют о необходимости проведения рефакторинга. Правильно проведенный рефакторинг позволяет легко добавить новую функциональность, изменить поведение программы без глобальных преобразований ее структуры, упрощает процесс сопровождения кода и поддержания его в рабочем состоянии при изменениях функциональности приложения. Очевидно, что автоматизированная проверка программного кода с целью последующего рефакторинга существенно ускорила бы процесс оптимизации кода и позволила бы выявить возможные проблемные объекты и компоненты.

Причины необходимости проведения рефакторинга, которые выявляются с помощью метрик объектно-ориентированного и структурного программирования, вполне очевидны. Это плохо структурированный код и/или дублирование кода, избыточное количество временных переменных и нетипизированных параметров, несгруппированные в классы данные. Также, по мнению авторов, поводом для проведения рефакторинга должны являться неименованные константы, отсутствие реакции программы на недокументированные события или на сочетание нескольких известных событий.

В известной литературе [4, 5] приводится более полный список причин переформирования программного кода, из которых наиболее значимыми и часто встречающимися являются следующие причины:

– наличие сложной логики поведения программы;

– наличие неиспользуемых фрагментов кода, «лишних» переменных, функций, классов;

– слишком большие классы;

– присутствие альтернативных классов с разными интерфейсами;

– отсутствие класса, выполняющего необходимые действия;

– длинные цепочки сообщений или последовательностей вызовов;

– неполнота библиотечного класса, не допускающая модификации его действий.

Наиболее простые из методов рефакторинга для языков высокого уровня уже реализованы непосредственно в среде программирования (например, в среде Visual Studio 2017), и разработчику ПО вполне достаточно только следовать рекомендациям среды. Однако не все из методов легко формализуются и при этом являются пригодными для улучшения структуры программ, используемых в устройствах управления (УУ) средствами радиосвязи. Из 72 методов, предлагаемых в [4, 5], условно пригодными для автоматизации можно считать методы рефакторинга, относящиеся к группам методов организации данных, упрощения условных выражений, перемещения функций между объектами и собственно управления методами. Очевидно, что методы крупного рефакторинга (такие, как разделение наследования, отделение предметной области от представления, выделение иерархии) являются неформализуемыми, что не позволяет автоматизировать их использование.

На диаграмме рис. 4 представлены результаты обобщения экспертных оценок формализуемости наиболее часто используемых в УУ методов рефакторинга, сформированные на основе метода ранговой корреляции. Для количественной оценки степени согласованности экспертов использовался ранговый коэффициент конкордации в виде

$$W = \frac{12S}{m^2\left(n^3 - n\right)},$$

$$S = \sum_{i=1}^{n} s_i^2 = \sum_{i=1}^{n}\left[\sum_{j=2}^{m} r_{ij} - 0.5m(n+1)\right]^2, \qquad (4)$$

где m – количество экспертов, n – количество рассматриваемых свойств, s_i – отклонение суммы рангов по i-му свойству от среднего арифметического сумм рангов по n свойствам, r_{ij} – место, которое заняло i-е свойство в ранжировке j-м экспертом.

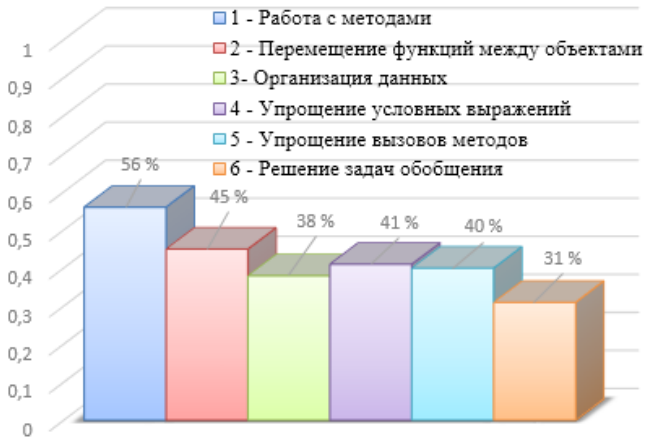


Рис. 4. Экспертная оценка формализуемости методов рефакторинга по группам

Полученная величина коэффициента для разных групп рефакторинга W = (0,63 – 0,89) свидетельствует о достаточной согласованности мнений экспертов по вопросам автоматизации методов рефакторинга, создание которых позволит качественно улучшить средства проверки и управления программными продуктами.

Например, задача автоматизации метода рефакторинга «Выделение метода» (Extract Method), относящегося к группе «Работа с методами», может быть организована на основе проверки следующих фактов:

– оценка размера блока, занимаемого функцией или методом;

– проверка наличия абсолютно идентичных повторяющихся фрагментов;

– проверка наличия повторяющихся фрагментов, отличающихся параметрами;

– проверка наличия локальных переменных в повторяющихся фрагментах;

поиск переменных, используемых только в теле фрагмента.

Далее представляется логичным сформулировать систему правил на основе принципов ситуационного управления, как было предложено в работе [7]:

– если размер блока велик, то рефакторинг требуется;

– если размер блока мал и не существуют идентичные повторяющиеся фрагменты, то рефакторинг не требуется;

– если размер блока близок к оптимальному и не существуют идентичные повторяющиеся фрагменты или повторяющиеся фрагменты, отличающиеся параметрами, то рефакторинг возможен;

– если размер блока мал и существуют повторяющиеся фрагменты, отличающиеся параметрами, то рефакторинг возможен;

– если размер блока близок к оптимальному и существуют идентичные повторяющиеся фрагменты, то рефакторинг требуется;

– если размер блока близок к оптимальному и существуют повторяющиеся фрагменты, отличающиеся параметрами, то рефакторинг возможен.

Далее система правил может быть модифицирована и дополнена для случаев отсутствия или наличия локальных переменных. Например, если значения локальных переменных модифицируются и используются далее, то методу следует назначить параметр-переменную, а затем удалить эти переменные из основного блока функции или метода.

Заключение

Одним из путей возможной реализации задачи повышения качества ПО является автоматизация метрик проверки качества и методов рефакторинга существующих программных ресурсов с учетом их адаптации к архитектуре аппаратной части. Поскольку совершенствование инфокоммуникационных систем связи и управления невозможно без добавления новой функциональности существующему ПО, то первым шагом должна быть проверка ПО на соответствие допустимым критериям и переформирование структуры (рефакторинг) с условием его последующего тестирования.

Применение ситуационного подхода для расчета условий применимости в алгоритмах автоматизации обеспечивает возможность существенного упрощения принятия решений на ос-

нове сравнительно небольшого объема исходной информации.

Адаптация существующих методик применительно к задачам анализа низкоуровневого ПО, наиболее часто используемого в системах связи и управления, способствует уменьшению времени обнаружения и идентификации участков кода, подлежащих преобразованию.

Таким образом, реализация автоматизированных методов улучшения качества программных ресурсов систем связи и управления может повысить надежность и эффективность их функционирования.

Литература

1. IEEE Standard 1012-2004 for Software Verification and Validation / IEEE. New York, 2005.

2. Technical Report ISO/IEC TR 9126-3 Software engineering – Product quality. Part 3: Internal metrics. Geneva, 2003.

3. Technical Report ISO/IEC TR 9126-4 Software engineering – Product quality. Part 4: Quality in use metrics. Geneva, 2004.

4. *Фаулер М.* Рефакторинг: улучшение существующего кода: пер. с англ. СПб.: Символ-Плюс, 2003. 432 с.

5. *Бек К.* Экстремальное программирование: разработка через тестирование. СПб.: Питер, 2003. 224 с.

6. ГОСТ Р ИСО/МЭК 33020-2017. Информационные технологии. Оценка процесса. Система измерения процесса для оценки возможностей процесса. М.: Стандартинформ, 2017. 20 с.

7. *Асосков А.Н., Малышева И.Н., Плахотнюк Ю.А.* К вопросу применения принципов ситуационного управления в радиотехнических системах // Теория и техника радиосвязи. 2012. № 3. С. 5–10.

Статья поступила в редакцию 14 декабря 2019 года

УДК 001.895.658

ПРОБЛЕМЫ СТРАТЕГИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ПРОМЫШЛЕННЫМИ ПРЕДПРИЯТИЯМИ, КОМПЛЕКСАМИ

© Авторы, 2019

Л.И. Чуриков, д.э.н., профессор, в.н.с.
В.Ю. Падалкин, д.э.н., профессор, советник ген. директора, e-mail: office@sozvezdie.su
АО «Концерн «Созвездие»

Рассматриваются вопросы перехода от оперативного управления на уровне производства на управление, осуществляемое на высшем уровне первичных и агрегированных звеньях промышленности, с целью оперативного реагирования на вызовы, брошенные внешней средой. Такое управление называется стратегическим. Оно опирается на человеческий и инвестиционный потенциал, что позволяет добиваться конкурентных преимуществ и достигать своей цели в долгосрочной перспективе. Стратегическое управление рассматривается как динамическая совокупность пяти взаимосвязанных управленческих процессов. Приводится схематическая структура стратегического управления предприятием.

Ключевые слова: *стратегическое управление, оперативное управление, инвестиционная деятельность, миссия и цели фирмы, внутренняя среда, внешняя среда, выбор стратегии, выполнение стратегии.*

PROBLEMS IN STRATEGIC MANAGEMENT OF INDUSTRIAL ENTERPRISES AND COMPLEXES

© Authors, 2019

L.I. Churikov, D.Sc. in Economics, Professor, Lead Research Engineer
V.Yu. Padalkin, D.Sc. in Economics, Professor, Advisor to the Director General, e-mail: office@sozvezdie.su
JSC «Concern «Sozvezdie»

The article deals with the transition from operational management at the production level to management at the highest level of primary and aggregate levels of industry in order to respond quickly to the challenges posed by the external environment. We refer to this as «strategic». It is based on human and investment potential, which allows you to achieve competitive advantages and achieve your goals in the long term. Strategic management is considered as a dynamic set of five interrelated management processes. The schematic structure of strategic management of the enterprise is given.

Keywords: *strategic management, operational management, investment activity, mission and goals of the company, internal environment, external environment, strategy choice, strategy execution.*

Термин «стратегическое управление» был введен в обиход на стыке 60–70-х гг. прошлого века для того, чтобы отражать отличие управления, осуществляемого на высшем уровне, от текущего управления на уровне производства. Необходимость проведения такого различия была вызвана в первую очередь изменениями в условиях осуществления бизнеса. В качестве ведущей идеи, отражающей сущность перехода от оперативного управления к стратегическому, явилась идея необходимости переноса центра внимания высшего руководства на окружение, для того чтобы соответствующим образом и своевременно реагировать на происходящие в нем изменения и отвечать на вызовы, брошенные внешней средой.

Стратегическое управление – это такое управление, которое опирается на человеческий и инвестиционный потенциал как основу организации, ориентирует производственную деятельность на запросы потребителей, осуществляет гибкое регулирование, своевременные изменения в организации, отвечающие вызову со стороны окружения и позволяющие добиваться конкурентных преимуществ (рис. 1). Это в совокупности позволяет организации выживать и достигать своей цели в долгосрочной перспективе.

Стратегическое управление можно рассматривать как динамическую совокупность пяти взаимосвязанных управленческих процессов. Эти процессы логически вытекают один из другого. Однако существует устойчивая обратная

 ISSN 1995-7009

связь и, соответственно, обратное влияние каждого процесса на остальные и на всю их совокупность, что является важной особенностью системы стратегического управления. Схематически структура стратегического управления изображена на рис. 2.

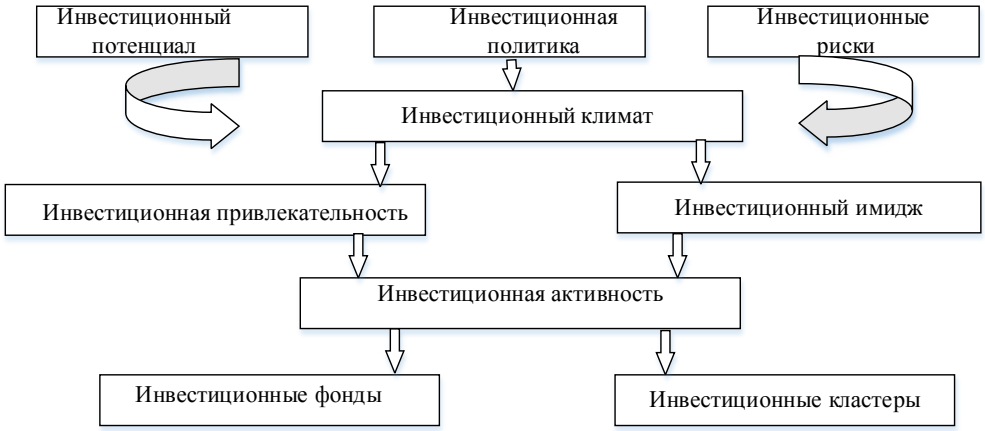


Рис. 1. Взаимосвязи элементов системы инвестиционной деятельности

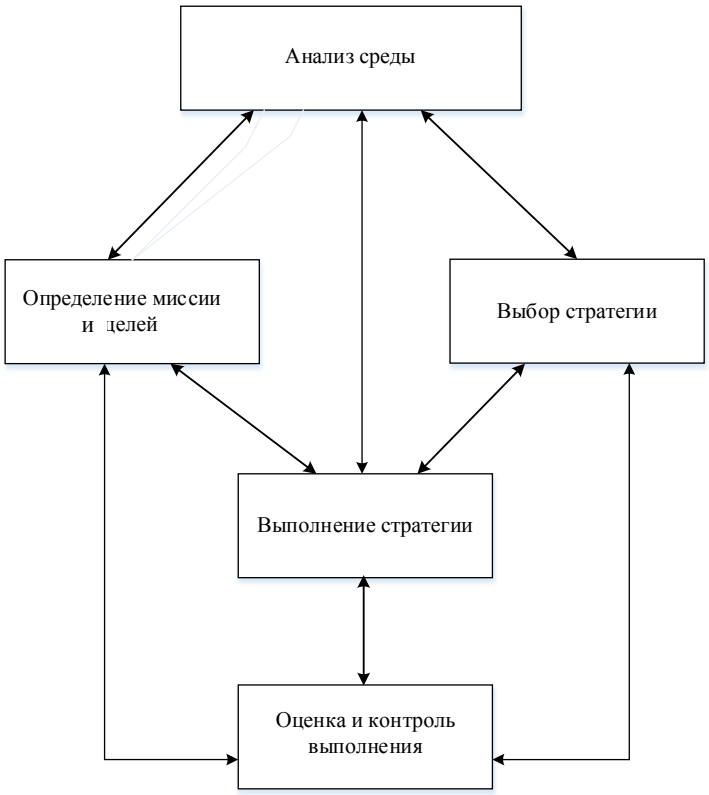


Рис. 2. Структура стратегического управления предприятием

Анализ среды обычно считается исходным процессом стратегического управления, так как он обеспечивает базу для определения миссии и целей фирмы и для выработки стратегий поведения, позволяющих фирме выполнить миссию и достичь своих целей. Анализ среды предполагает изучение трех ее частей: макроокружения, непосредственного окружения, внутренней среды, позволяющих выявить возможности фирмы и угрозы, которые могут ее ожидать.

Анализ макроокружения включает в себя изучение влияния таких компонентов среды, как состояние экономики, правовое регулирование и управление, политические процессы, природная среда и ресурсы, социальная и культурная составляющие общества, научно-техническое и

технологическое развитие общества, инфраструктура и т.п.

Непосредственное окружение анализируется по следующим основным компонентам: покупатели, поставщики, конкуренты, рынок рабочей силы.

Анализ внутренней среды вскрывает те внутренние возможности и тот потенциал, на которые может рассчитывать фирма в конкурентной борьбе в процессе достижения своих целей, а также позволяет более верно сформулировать миссию и лучше уяснить цели организации. Исключительно важно всегда помнить, что организация не только производит продукцию для окружения, но и обеспечивает возможность существования своим сотрудникам, предоставляя им работу, возможность участия в прибылях, создавая для них социальные условия и т.п.

Внутренняя среда предприятия анализируется по следующим направлениям: кадры фирмы, их потенциал, квалификация, интересы и т.п.; организация управления; производство, включающее организационные, операционные и технико-технологические характеристики, научные исследования и разработки; финансы фирмы; маркетинг, культура производства.

Определение миссии и целей, рассматриваемое как один из процессов стратегического управления, состоит из трех подпроцессов, каждый из которых требует большой и исключительно ответственной работы. Первый подпроцесс состоит в определении миссии фирмы, которая в концентрированной форме выражает смысл существования фирмы и ее предназначение. Далее идет подпроцесс определения долгосрочных целей. Завершается эта часть стратегического управления подпроцессом определения краткосрочных целей. Определение миссии и целей фирмы приводит к ясному пониманию того, зачем функционирует фирма и к чему она стремится. А зная это, можно выбрать наиболее эффективную стратегию поведения.

После того как определены миссия и цели, наступает этап анализа и выбора стратегии. Этот процесс по праву считается «сердцевиной» стратегического управления. С помощью специальных приемов организация определяет, как она будет достигать своих целей и реализовывать свою миссию.

Выполнение стратегии является критическим процессом, так как именно он в случае успешного осуществления приводит фирму к достижению поставленных целей. Очень часто наблюдаются случаи, когда фирмы оказываются не в состоянии осуществить выбранную стратегию. Это бывает либо потому, что неверно был проведен анализ и сделаны неправильные выводы, либо потому, что произошли непредвиденные изменения во внешней среде. Однако часто стратегия не выполняется и потому, что управление не может должным образом вовлечь имеющийся у фирмы потенциал для реализации стратегии. В особенности это относится к использованию трудового потенциала.

Оценка и контроль выполнения стратегий является логически последним процессом, осуществляемым в стратегическом управлении. Данный процесс обеспечивает устойчивую обратную связь между тем, как идет процесс достижения целей, и собственно целями организации. Основными задачами любого контроля являются: определение того, что и по каким показателям проверять; осуществление оценки состояния контролируемого объекта в соответствии с принятыми стандартами, нормативами или другими эталонными показателями; выяснение причин отклонений, если таковые вскрываются в результате проведенной оценки; осуществление корректировки, если она необходима и возможна.

В случае контроля и выполнения стратегий эти задачи приобретают вполне определенную специфику, обусловленную тем, что стратегический контроль направлен на выяснение того, в какой мере реализация стратегии приводит к достижению целей фирмы. Это принципиально отличает стратегический контроль от управленческого или оперативного контроля, так как его не интересует правильность выполнения стратегического плана, правильность осуществления стратегии или правильность выполнения отдельных работ, функций и операций. Стратегический контроль сфокусирован на том, возможно ли в дальнейшем реализовывать принятые стратегии, и приведет ли их реализация к достижению поставленных целей. Корректировка по результатам стратегического контроля может касаться как стратегии, так и целей фирмы (см. таблицу).

Любая организация находится и функционирует в определенной среде. Каждое действие всех без исключения организаций возможно только в том случае, если среда допускает его осуществление. Внутренняя среда организации является источником ее жизненной силы. Она заключает в себе тот потенциал, который дает возможность организации функционировать, а следовательно, существовать и выживать в определенном промежутке времени. Но внутренняя среда может также быть и источником проблем и даже гибели организации в том случае, если она не обеспечивает необходимого функционирования организации.

Таблица

Элементы улучшения стратегической деятельности фирмы

Элементы деятельности	Особенности и ключевые факторы успеха	Функции элементов	Цель
Основные ценности фирмы	Ответственность руководителей Бизнеса перед обществом и потребителями Деловые убеждения руководства фирмы (честность, вера, успех и т.д.) Передача ценностей персоналу и участникам рынка	Изменение поведения персонала Определение миссии фирмы в настоящем и будущем Объединение ценностей с практическим поведением руководства фирмы	Обоснование миссии фирмы – что хотим, за что выступаем Получение прибыли и удовлетворение потребности покупателей
Внутрифирменная стратегия	Обоснование продукции с низкими затратами и большой скоростью внедрения новых товаров Дружелюбие и внимание к покупателю Тесное взаимодействие с потребителями, удовлетворение их нужд	Создание и поддержание ценностей Определение приоритетов Концентрация энергии персонала на приоритетных направлениях деятельности	Отвечать сегодняшним и будущим потребностям рынка Получать то, что хочет фирма
Организационные и деловые процессы	Наличие множества гибких и относительно стабильных групп Быстродействие и гибкость оргструктур Взаимодействие персонала при решении приоритетных задач Решение любых проблем на месте их возникновения	Разделение функций, полномочий и ответственности по текущим и перспективным направлениям деятельности Поиск оригинальных идей и методов решения проблем Борьба за рынки	Создание эффективной оргструктуры Быстрая реакция на изменения внешней среды
Стимуляторы улучшения деятельности	Признание и поощрение хорошей работы персонала Самоконтроль и ответственность за выполнение заданий Обеспечение обратной связи с персоналом фирмы и покупателями	Эффективное управление информацией и контроль за выполнением решений руководства Решение вопросов клиентов каждым сотрудником фирмы	Достижение успеха в определенных видах деятельности Самоутверждение фирмы
Квалификация персонала	Интеграция отдельных квалификаций и технологий, не подвластных конкурентам Квалификационные преимущества в производстве и сбыте конкурирующих товаров и услуг	Обеспечение финансовых ресурсов для получения квалификации и реализации способностей Обучение и развитие персонала для создания уникальных преимуществ фирмы Работа на выживание фирмы в настоящем и будущем	Создание конкурентных преимуществ товаров и услуг Набор компетенции персонала, отвечающих требованиям рынка
Культура организации	Общие взгляды и убеждения персонала в ценностных установках фирмы История фирмы, групповой опыт и традиции фирмы	Формирование стиля и новых способов выполнения работ Выработка культурного ландшафта, то есть способа принятия решений, манер поведения, методов разрешения конфликтов и развития мотиваций	Выработка желательного для фирмы поведения персонала

Внешняя среда является источником, питающим организацию ресурсами, необходимыми для поддержания ее внутреннего потенциала на должном уровне. Организация находится в состоянии постоянного обмена с внешней средой, обеспечивая тем самым себе возможность выживания. Но ресурсы внешней среды не безграничны. И на них претендуют многие другие организации, находящиеся в этой же среде. Поэтому всегда существует возможность того, что организация не сможет получить нужные ресурсы из внешней среды. Это может ослабить ее потенциал и привести ко многим негативным для организации последствиям. Задача стратегического управления состоит в обеспечении такого взаимодействия организации со средой, которое позволяло бы ей поддерживать ее потенциал на уровне, необходимом для достижения ее целей, и тем самым давало бы ей возможность выживать в долгосрочной перспективе.

Для того чтобы определить стратегию поведения организации и провести эту стратегию в жизнь, руководство должно иметь углубленное представление как о внутренней среде организации, ее потенциале и тенденциях развития, так и о внешней среде, тенденциях ее развития и месте, занимаемом в ней организацией. При этом и внутренняя среда, и внешнее окружение изучаются стратегическим управлением в первую очередь для того, чтобы вскрыть те угрозы и возможности, которые организация должна учитывать при определении своих целей и при их достижении [1–6].

Литература

1. *Житенев С.Л., Падалкин В.Ю., Штефан В.И.* Взаимоотношения участников рынка в современных условиях // Межвузовский сборник научных трудов: Выпуск 5, Часть 4. Воронеж: ВГТА, 2005. С. 31–44.

2. *Житенев С.Л., Падалкин В.Ю., Штефан В.И.* Задачи руководителей бизнеса на современном этапе // Межвузовский сборник научных трудов: Выпуск 5, Часть 5. Воронеж: ВГТА, 2006. С. 133–141.

3. *Аакер Д.* Стратегическое рыночное управление [текст] / 7-е изд. / Пер. с англ. под ред. С.Г. Божук. СПб.: Питер, 2007. 496 с.: ил. (серия «Теория менеджмента»).

4. *Аистова М.Д.* Реструктуризация предприятия. Вопросы управления. Стратегия, координация структурных параметров, снижение сопротивления преобразованиям [текст]. М.: Альпина Паблишер, 2002. 287 с.

5. Стратегическое планирование и развитие предприятий [текст]: материалы VII Всероссийского симпозиума // Проблемы теории и практики управления. 2005. № 15(48). С. 6–11.

6. *Воронцова Е.И., Падалкин В.Ю.* Формирование механизмов устойчивого развития интегрированных структур: монография. Воронеж: Издательство «Цифровая полиграфия», 2014. 181 с.

Статья поступила в редакцию 19 марта 2019 года

УДК 001.895.658

ОПРЕДЕЛЕНИЕ МИССИИ И ЦЕЛЕЙ КАК ВАЖНАЯ ЧАСТЬ СТРАТЕГИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ОРГАНИЗАЦИЕЙ

© Авторы, 2019

Л.И. Чуриков, д.э.н., профессор, в.н.с.
А.М. Прыгунков, к.э.н., зам. главного бухгалтера, e-mail: a.m.prigunkov@sozvezdie.su
АО «Концерн «Созвездие»

Рассматриваются вопросы формирования миссии, определяющей общие ориентиры, направления функционирования организации, отношение организации к процессам и явлениям, протекающим как внутри, так и за ее пределами, а также установления краткосрочных и долгосрочных целей – конкретных конечных состояний, к которым стремится организация. Выработка стратегии поведения, обеспечивающей выполнение миссии и достижение организацией своих целей, является одной из основных задач высшего руководства и, соответственно, составляет очень важную часть стратегического управления организацией.

Ключевые слова: *миссия и цели организации, стратегическое управление, стратегия поведения, внутренняя среда, внешняя среда.*

DEFINING MISSION AND TARGETS AS AN ESSENTIAL PART OF STRATEGIC COMPANY MANAGEMENT

© Authors, 2019

L.I. Churikov, D.Sc. in Economics, Professor, Lead Research Engineer
A.M. Prygunkov, Ph.D. in Economics, Deputy Chief Accountant, e-mail: a.m.prigunkov@sozvezdie.su
JSC «Concern «Sozvezdie»

This paper considers the issues of forming a mission that defines general points, organization operation directions, the organization's attitude to processes and events happening inside and outside it as well as defines short-term and long-term targets that are specific final state the organization aspires. Formation of the behavioral strategy providing mission completion and obtaining the organization's targets is one of the main responsibilities of senior executives and as a result constitutes a very important part in the strategic company management.

Keywords: *mission and targets of company, strategic management, behavioral strategy, internal environment, external environment.*

Никакая организация не может успешно выживать в конкурентной среде, если она не имеет четко определенных ориентиров, направлений, которые задают то, к чему она стремится, чего она хочет добиться в своей деятельности. Целевое начало в деятельности организации возникает отнюдь не только потому, что ей нужно иметь ориентиры, чтобы не погибнуть в изменяющемся окружении. В первую очередь, целевое начало в деятельности организации возникает потому, что организация – это объединение людей, преследующих определенные цели. Люди создают организации для того, чтобы с их помощью решать свои проблемы. Это значит, что с самого начала организации имеют определенную целевую ориентацию. Люди входят в организации для того, чтобы за счет этого получать для себя определенный результат. И это также придает организации определенную целевую ориентацию. Наконец, люди из внешнего окружения (покупатели, общественность, деловые партнеры и т.п.) так же, как и те, кто являются хозяевами организации или работают в организации, преследуя свои собственные цели при взаимодействии с организацией, придают ее существованию определенную направленность и тем самым развивают целевое начало в деятельности организации.

Когда идет речь о целевом начале в поведении организации и, соответственно, о ее управлении, то обычно говорят о двух составляющих: миссии и целях. Установление того и другого, а также выработка стратегии поведения, обеспечивающей выполнение миссии и достижение организацией своих целей, является одной из основных задач высшего руководства и, соот-

ветственно, составляет очень важную часть стратегического управления.

Существует широкое и узкое понимание миссии. В случае широкого понимания миссия рассматривается как констатация философии предназначения, смысла существования организации. Философия организации определяет ценности, убеждения и принципы, в соответствии с которыми организация намеревается осуществлять свою деятельность. Предназначение определяет действия, которые организация намеревается осуществить, и то, какого типа организацией она намеревается быть. Что касается второй части миссии, то она может меняться в зависимости от глубины изменений, которые могут происходить в организации и в среде ее функционирования. В случае узкого понимания миссии она рассматривается как сформулированное утверждение относительно того, для чего или по какой причине существует организация, т.е. миссия понимается как утверждение, раскрывающее смысл существования организации, в котором проявляется отличие данной организации от ей подобных. Правильно сформулированная миссия хотя и имеет всегда общий философский смысл, тем не менее обязательно несет в себе что-то, что делает ее уникальной в своем роде, характеризует именно ту организацию, в которой она была выработана. Далее в работе миссия будет пониматься в узком смысле.

Целевое начало в деятельности организации возникает как отражение целей и интересов различных групп людей, так или иначе связанных с деятельностью организации и вовлеченных в процесс ее функционирования. Основными группами людей, чьи интересы оказывают влияние на деятельность организации, а следовательно, должны быть учтены при определении ее предназначения, являются:

– собственники организации, создающие, приводящие в действие и развивающие организацию для того, чтобы за счет присвоения результатов деятельности организации решать свои жизненные проблемы;

– сотрудники организации, своим трудом непосредственно обеспечивающие деятельность организации, создание и реализацию продукта, а также продвижение ресурсов извне, получающие от организации за свой труд компенсацию и решающие с помощью этой компенсации свои жизненные проблемы;

– покупатели продукта организации, отдающие ей свои ресурсы (чаще всего деньги) в обмен на продукт, предлагаемый им организацией, и удовлетворяющие с помощью этого продукта свои потребности;

– деловые партнёры организации, находящиеся с ней в формальных и неформальных деловых отношениях, оказывающие организации коммерческие и некоммерческие услуги и получающие аналогичные услуги со стороны организации;

– местное сообщество, находящееся с организацией во взаимодействии, имеющее многогранное содержание, связанное, в первую очередь, с формированием социальной и экологической среды обитания организации;

– общество в целом, в первую очередь в лице государственных институтов, взаимодействующее с организацией в политической, правовой, экономической и других сферах макроокружения, получающее от организации часть создаваемого ею богатства для обеспечения общественного благополучия и развития, плодами которого наряду с другими членами общества также пользуется и организация.

Миссия организации в большей или меньшей мере должна отражать интересы всех шести вышеназванных субъектов. Степень проявления в миссии интересов каждого из данных субъектов принципиально зависит от того, какие размеры имеет организация, в каком она состоит бизнесе, где расположена и т.п. Наиболее устойчивое, сильное и специфичное влияние на миссию организации, независимо от того, что организация собой представляет, оказывают интересы собственников, сотрудников и покупателей. Поэтому миссия организации должна быть сформулирована таким образом, чтобы в ней обязательно находило отражение сочетание интересов всех групп людей.

Миссия должна вырабатываться с учетом следующих факторов: история фирмы, в процессе которой вырабатывалась философия фирмы, формировались ее профиль и стиль деятельности, место на рынке и т.п.; существующий стиль поведения и способ действия собственников и управленческого персонала; состояние среды обитания организации; ресурсы, которые она может привести в действие для достижения своих целей; отличительные особенности, которыми обладает организация.

Хорошо сформулированная миссия проясняет то, чем является организация и какой она стремится быть, а также показывает отличие организации от других ей подобных. Для этого

должны быть отражены следующие характеристики организации: целевые ориентиры организации, отражающие то, на решение каких задач направлена деятельность организации, и то, к чему стремится организация в своей деятельности в долгосрочной перспективе; сфера деятельности организации, отражающая то, какой продукт организация предлагает покупателям, и то, на каком рынке организация осуществляет реализацию своего продукта; философия организации, находящая отражение в тех ценностях и убеждениях, которые приняты в организации; возможности и способы осуществления деятельности организации, отражающие то, в чем сила организации, в чем ее отличительные особенности, обеспечивающие выживание в долгосрочной перспективе, какими способами и с помощью каких технологий организация выполняет свою работу, какие для этого имеются ноу-хау и передовые технологии.

Наряду с вышеперечисленными характеристиками организации при формировании миссии важным является отражение в содержании и форме изложения миссии имиджа, которым обладает организация. Миссия в большей или меньшей степени всегда отражает имидж организации. Однако при умелом подходе к формированию миссии можно добиться того, что в ней будет очень ясно отражен тот имидж, которым обладает организация.

Так для чего же все-таки формулируется миссия, что она дает для деятельности организации?

Во-первых, миссия дает субъектам внешней среды общее представление о том, что собой представляет организация, к чему она стремится, какие средства она готова использовать в своей деятельности, какова ее философия и т.п. Кроме этого, миссия способствует формированию и закреплению определенного имиджа организации в представлениях субъектов внешней среды.

Во-вторых, миссия способствует единению внутри организации и созданию корпоративного духа. Это проявляется в следующем:

– миссия делает ясными для сотрудников общую цель и предназначение организации. В результате сотрудники организации, осознавая ее миссию, как бы ориентируют свои действия в едином направлении;

– миссия способствует тому, что сотрудники могут легче идентифицировать свою персону с организацией. Для тех же сотрудников, которые идентифицируют себя с организацией, миссия выступает точкой концентрации их внимания при осуществлении своей деятельности;

– миссия способствует установлению определенного климата в организации, так как через нее до людей доводятся философия организации, ценности и принципы, которые лежат в основе построения и осуществления деятельности организации.

В-третьих, миссия создает возможность для более действенного управления организацией в силу того, что она является базой для установления целей организации, обеспечивает непротиворечивость набора целей, а также помогает выработке стратегии организации, устанавливая направленность и допустимые границы ее функционирования; обеспечивает стандарты для распределения ресурсов организации и создает базу для оценки использования ресурсов в процессе функционирования организации; расширяет для работника смысл и содержание его деятельности и тем самым позволяет применять более широкий набор приемов мотивирования.

Миссия не должна нести в себе конкретные указания относительно того, что, как и в какие сроки следует делать организации. Она задает основные направления движения организации и отношение организации к процессам и явлениям, протекающим внутри и вне ее.

Очень важно, чтобы миссия была сформулирована предельно ясно, чтобы она была понятна всем субъектам, взаимодействующим с организацией, в особенности всем членам организации. При этом миссия должна быть сформулирована таким образом, чтобы она исключала возможность разночтений, но в то же время оставляла простор для творческого развития организации.

Если миссия задает общие ориентиры, направления функционирования организации, выражающие смысл ее существования, то конкретные конечные состояния, к которым стремится организация, фиксируются в виде ее целей, т.е., говоря иначе, цели – это конкретное состояние отдельных характеристик организации, достижение которых является для нее желательным и на достижение которых направлена ее деятельность.

Невозможно переоценить значимость целей для организации, так как они являются исходной точкой планирования: цели лежат в основе построения организационных отношений; на целях базируется система мотивирования, используемая в организации; наконец, цели являются точ-

кой отсчета в процессе контроля и оценки результатов конкретных работников, подразделений и организации в целом.

По установившемуся мнению, существует два типа целей с той точки зрения, какой период времени требуется для их достижения. Это долгосрочные и краткосрочные цели. В принципе, в основе разделения целей на эти два типа лежит временной период, связанный с продолжительностью производственного цикла. Цели, достижение которых предполагается к концу производственного цикла, являются долгосрочными. Отсюда следует, что в различных отраслях должны быть различные промежутки для краткосрочных и долгосрочных целей. Однако на практике обычно краткосрочными считаются цели, которые достигаются в течение одного года, и, соответственно, долгосрочные цели достигаются через два–три года [1–5].

Литература

1. *Анисимова М.В., Удовиченко А.И., Житенев С.Л.* Современные концепции трудовых мотиваций // Международный сборник научных трудов: Экономика и обеспечение устойчивого развития хозяйственных структур / ВГТА. Вып. 3, ч. 3. Воронеж, 2003. С. 97–109.

2. *Анисимов Ю.П., Федорова Н.М.* Инновационно-инвестиционная политика научно-производственных комплексов: монография. Воронеж, 2014. 207 с.

3. *Баев И.А., Глазкова Ю.С.* Дорожные карты – инструмент инновационного планирования на предприятии // Вестник ЮУрГУ. 2010. № 39. С. 32–36.

4. *Житенев С.Л., Падалкин В.Ю, Штефан В.И.* Задачи руководителей бизнеса на современном этапе // Межвузовский сборник научных трудов / ВГТА. Вып. 5, ч. 5. Воронеж, 2006. С. 133–141.

5. Стратегия развития интегрированной структуры ОАО «Концерн «Созвездие» на период до 2020 года.

Статья поступила в редакцию 12 апреля 2019 года

Правила оформления рукописей, представляемых к публикации в научно-техническом журнале «Теория и техника радиосвязи»

1. Рукопись представляется в напечатанном (2 экземпляра 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 прилагаются экспертное заключение о возможности опубликования статьи в открытой печати, рецензия, а также на отдельном листе – сведения об авторах, включающие **фамилию, имя, отчество полностью**, ученую степень, ученое звание, область научных интересов, занимаемую должность, полное официальное наименование места работы, контактный телефон и адрес электронной почты.

3. **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 **на русском и английском языках**.

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 в индексах –
Sub-Symbol (малый символ)	13 pt	прямой шрифт, от английских – *курсив*

Формулы, на которые в тексте есть ссылки, должны быть набраны отдельной строкой и пронумерованы в круглых скобках. Расположение формул – по центру, номер располагается по правому краю.

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: n.n.tolstih@sozvezdie.su