ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 3/2017

Воронеж 2017

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.
Ю.С. СУХОРУКОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
Н.М. ТИХОМИРОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
Н.Н. ТОЛСТЫХ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
В.А. ЦИМБАЛ (г. Серпухов)

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 Каталоге российской прессы
№ 72972

Сайт в Интернете:
www.sozvezdie.su

Набор и верстка компьютерные
Формат 60×88 ⅛. Уч.-изд. л. –
Тираж 200 экз. Заказ №
Подписано в печать

© АО «Концерн «Созвездие», 2017

С О Д Е Р Ж А Н И Е

№ 3, 2017

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

К вопросу о модельном представлении хаотически функционирующих инфокоммуникационных систем
И.В. Дементьев, Д.Ю. Чаркин …….……..…….. 5

Оценка эффективности функционирования инфокоммуникационной системы в процессе управления конфликтом
С.А. Житенев, Ю.С. Сухоруков, А.Н. Голубинский ……... 11

К вопросу оценки устойчивости системы программно-определяемого радио в условиях информационного противоборства
М.П. Иванкин, Н.Н. Толстых ……..……..……..…..……..… 21

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Обобщенное уравнение динамики системы синхронизации каналов авиационно-космической радиосвязи
В.А. Васильев, А.А. Демчук, Г.А. Попов ……..……..……..… 28

Повышение точности определения координат воздушных целей в многопозиционной системе наблюдения с внешним подсветом сигналами глобальных навигационных спутниковых систем за счет использования сигналов псевдоспутников
В.В. Кирюшкин, Д.А. Черепанов, Е.А. Дьяконов ……..……. 32

Гибридные ППРЧ/ШПС системы связи. Ч. 1. Основы теории
Д.Ю. Чаркин, С.Ю. Алехин, Е.В. Григорьев, А.Е. Лимарев, В.Е. Прохоров …….. 42

Гибридные ППРЧ/ШПС системы связи. Ч. 2. Вариант реализации
Д.Ю. Чаркин, С.Ю. Алехин, Е.В. Григорьев, А.Е. Лимарев, В.Е. Прохоров ……..…… 52

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА РАДИОСВЯЗИ

Оценка эффективности применения метода цифровых предыскажений с алгоритмами уменьшения пик-фактора для сигналов с частотным мультиплексированием
Л.И. Аверина, А.С. Малев, Д.Ю. Чаркин ……..……..…… 59

Метод преобразования позиционного кода в код системы остаточных классов
А.В. Велигоша, В.В. Кургузов ……..…… 66

Фазовые и амплитудные нелинейные искажения передающего тракта
М.А. Евсеев ……... 72

Эффективность поиска навигационного *QPSK* сигнала при совместной обработке синфазной и квадратурной компонент в условиях сигналоподобной помехи
Ю.С. Левицкая …….. 81

Модель формирования сигналов с двукратной фазоразностной манипуляцией
А.И. Стиценко, Н.С. Терехов, Р.С. Яковлев …… 89

РАЗНОЕ

Модель совершенствования военно-технического сотрудничества с иностранными партнерами для предприятий интегрированной структуры Концерн «Созвездие»
Т.А. Макоев, Г.Ф. Гребенников ..……..……..…….. 98

УДК

К ВОПРОСУ О МОДЕЛЬНОМ ПРЕДСТАВЛЕНИИ ХАОТИЧЕСКИ ФУНКЦИОНИРУЮЩИХ ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

© Авторы, 2017

И.В. Дементьев, конструктор, e-mail: pochta_dem@mail.ru
Д.Ю. Чаркин, директор НТЦ, e-mail: office@sozvezdie.su
АО «Концерн «Созвездие»

Рассматривается модельное представление хаотически функционирующей системы на основе аттрактора Лоренца с воздействующим на его коэффициенты аддитивным и мультипликативным белым шумом.

***Ключевые слова**: фазовое пространство, аттрактор, кластер.*

ON MODELING CHAOTICALLY BEHAVING INFOCOMMUNICATION SYSTEMS

© Authors, 2017

I.V. Dementyev, Designer, e-mail: pochta_dem@mail.ru
D.Yu. Charkin, Director of Scientific and Technical Centre, e-mail: office@sozvezdie.su
JSC «Concern «Sozvezdie»

In this article the model of chaotically behaving infocommunication system based on the Lorenz attractor with additive and multiplicative white noise affecting its coefficients is presented.

***Keywords:** phase space, attractor, cluster.*

Необходимость обнаружения в инфокоммуникационных системах признаков аномального функционирования обусловлена развитием способов информационных воздействий на эти системы. Хотя инфокоммуникационная система в принципе имеет конечное количество состояний, в силу естественных и искусственных воздействий, а также циклического характера выполнения последовательностей определенных действий на ограниченном временном интервале функционирование инфокоммуникационной системы можно рассматривать как хаотическое. Для обнаружения признаков аномального функционирования таких систем предлагалось [1] использование комплекса подходов:

– квалиметрического подхода, объединяющего разрозненные частные показатели качества, характеризующие элемент системы, в единый комплексный показатель качества;

– бифуркационного подхода, предсказывающего особые точки на фазовой траектории системы;

– обучения с подкреплением – теории аниматов: каждому из узлов инфокоммуникационной системы соответствует анимат, реализуемый в виде отдельного программного модуля, вычисляющий комплексный показатель качества функционирования собственного узла, обменивающийся этими данными с соседними узлами и принимающий решение в части собственного узла и связи с соседними узлами.

Собственно, динамика состояния инфокоммуникационной системы (для анимата – собственного состояния и непосредственных связей) содержит в себе исходные данные для расчетов и принятия решения.

В настоящей работе рассматривается подход к моделированию хаотически функционирующей инфокоммуникационной системы и информационных воздействий на нее на примере аттрактора Лоренца и воздействующего на его коэффициенты аддитивного и мультипликативного шума.

Модель хаотически функционирующей системы

В качестве модели, характеризующей функционирование узла инфокоммуникационной системы, предлагается использовать аттрактор Лоренца как наиболее простой и наглядный случай нелинейной взаимной зависимости трех частных показателей качества, характеризующийся хаотическим функционированием.

Предполагается, что кибервоздействие в модели инфокоммуникационной системы либо модифицирует алгоритм функционирования си-

стемы, либо изменяет отдельные её состояния, сдвигая точку, соответствующую положению системы в фазовом пространстве, на величину шумового воздействия. Данную задачу предлагается решить одним из способов:

а) на каждом шаге моделирования положение системы дополнительно модифицируется по определенному закону посредством аддитивного шума (например, белого шума);

б) некоторым образом модифицировать на каждом шаге моделирования порядок взаимной зависимости частных показателей качества: в модели предлагается определить данный вид воздействия как мультипликативное шумовое воздействие, изменяющее закон отображения положения координат точки на каждом шаге моделирования (например, коэффициенты уравнения аттрактора).

Аддитивный и мультипликативный шумы в реальных системах тесно связаны друг с другом и присутствуют совместно, а раздельное их рассмотрение в рамках настоящей работы предполагается для оценки их качественного характера. Соотношение аддитивного и мультипликативного шумов, в целом, неизвестно.

Аддитивный и мультипликативный шумы в некотором смысле могут быть эквивалентны информационным конфликтам первого и второго рода соответственно [2].

Математически аддитивный и мультипликативный шумы в системе выражены следующим образом: исходное отображение вычисляет значения координат X, Y, Z на $n + 1$ шаге по значениям этих координат на предыдущем шаге:

$$X_{n+1} = X_n + dt \cdot \sigma \cdot (Y_n - X_n), \quad (1.1)$$

$$Y_{n+1} = Y_n + dt \cdot (X_n \cdot (r - Z_n) - Y_n), \quad (1.2)$$

$$Z_{n+1} = Z_n + dt \cdot (X_n \cdot Y_n - b \cdot Z_n); \quad (1.3)$$

аддитивный шум:

$$X_{n+1} = X_n + dt \cdot \sigma \cdot (Y_n - X_n) + noise, \quad (2.1)$$

$$Y_{n+1} = Y_n + dt \cdot (X_n \cdot (r - Z_n) - Y_n) + noise, \quad (2.2)$$

$$Z_{n+1} = Z_n + dt \cdot (X_n \cdot Y_n - b \cdot Z_n) + noise; \quad (2.3)$$

мультипликативный шум:

$$X_{n+1} = X_n + dt \cdot (\sigma + noise) \cdot (Y_n - X_n), \quad (3.1)$$

$$Y_{n+1} = Y_n + dt \cdot (X_n \cdot (r + noise - Z_n) - Y_n), \quad (3.2)$$

$$Z_{n+1} = Z_n + dt \cdot (X_n \cdot Y_n - (b + noise) \cdot Z_n), \quad (3.3)$$

где dt – шаг по времени в модели;

$\sigma = 10$, $r = 28$, $b = 8/3$ (классический аттрактор Лоренца),

$X_0 = 1$, $Y_0 = Z_0 = 0$ – начальное положение точки в фазовом пространстве для классического аттрактора Лоренца;

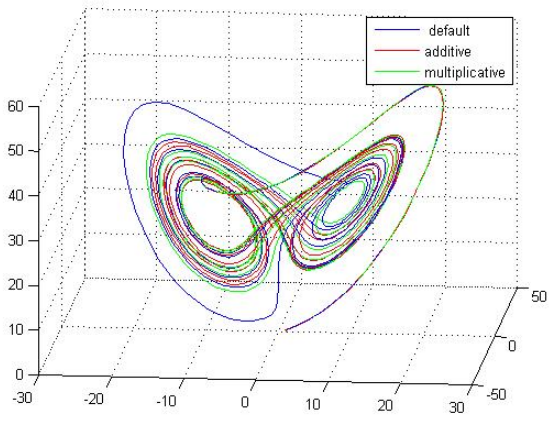
noise – шумовое воздействие на систему (случайная величина с определенными статистическими характеристиками).

Комплексный показатель качества $Q(t_n)$ в момент времени $t_n = dt \cdot n$ можно вычислять либо как сумму логарифмов частных показателей качества X_n, Y_n, Z_n (по методу Крылова [3]), либо как расстояние от начала координат в многомерном пространстве до точки положения системы (корень из суммы квадратов частных показателей качества – расстояние в многомерном пространстве от точки начала координат). Точка начала координат и масштаб для разных показателей могут быть выбраны произвольно (нормированные частные показатели качества). Нормирование можно осуществлять и более сложными преобразованиями частных показателей качества в зависимости от специфики требований к значениям (ограничение показателя сверху, снизу, двустороннее). Следует также отметить, что фазовое пространство в случае нормированных показателей остается тем же, просто меняется масштаб по его осям или точка начала координат (частные показатели могут характеризоваться различными единицами измерения или быть безразмерными (объем памяти, процент недоставленных пакетов, потребляемая мощность)).

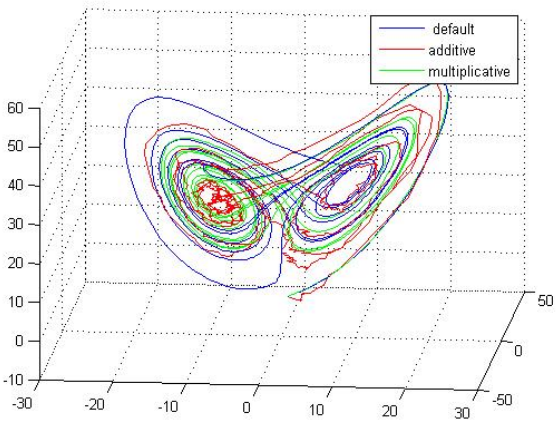
Для модели было принято решение использовать в качестве комплексного показателя расстояние от начала координат в многомерном пространстве до точки положения системы (увеличение каждого из параметров улучшает состояние системы).

Шумовое воздействие в модели предполагается сделать малым по абсолютной величине, постоянным по времени и знакопеременным. Естественно, если «мощность» шума сравнима с «мощностью» эталонного процесса, то оно будет аналогом не «информационного» воздействия, а «энергетического».

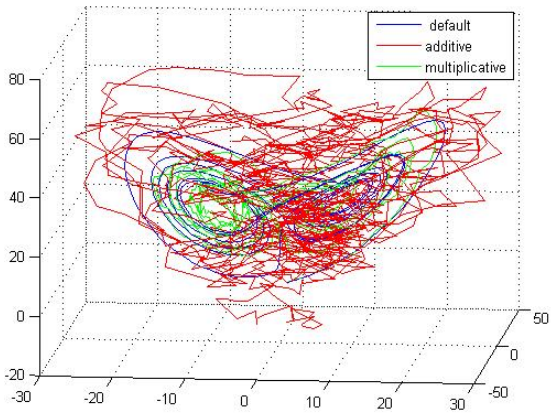
Результат моделирования данных систем приведен на рис. 1 и 2 для следующих исходных данных: *noise* – равномерно распределенная случайная величина; а – [–0.05, 0.05], б – [–0.5, 0.5], в – [–5, 5]; $dt = 0.01$, $N = 1000$.



а)

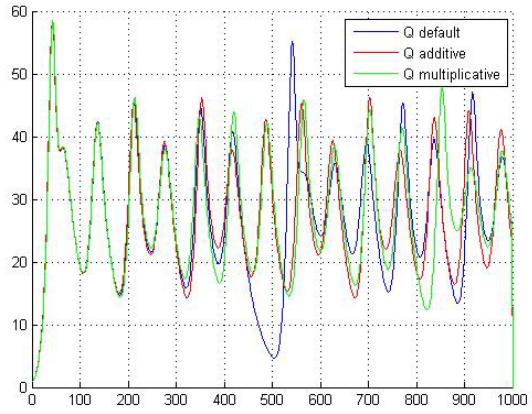


б)

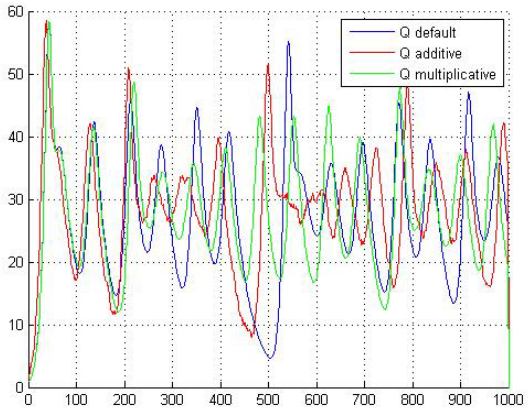


в)

Рис. 1. Временные зависимости частных показателей качества от модельного времени для исходной модели и моделей с аддитивным и мультипликативным шумом



а)



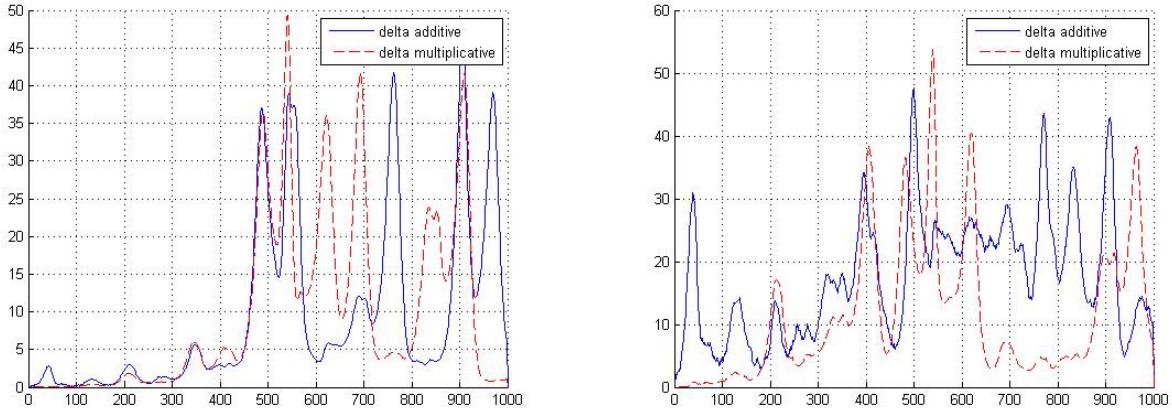
б)

Рис. 2. Комплексный показатель качества в модели исходной системы и моделях с аддитивным и мультипликативным шумами для *noise* [–0.05, 0.05] (а), [–0.5, 0.5] (б)

Из рис. 1 и 2 для одинаковых начальных условий траектории показателей качества расположились в весьма компактном пространстве состояний, а комплексные показатели качества

имеют характер, сходный с периодическим, но не являющийся им (амплитуда и период колебаний не подчиняются какой-либо закономерности).

Расхождение траекторий (в многомерном пространстве) исходной и модифицированных систем приведено на рис. 3.



а) б)

Рис. 3. Расхождение фазовых траекторий системы с аддитивным и мультипликативным шумом с исходной траекторией системы для шумовых воздействий

В модели все три модификации системы начинают свою траекторию из одной точки и на первых порах их траектории очень сходны. Со временем расстояние между состояниями систем нарастает. Скачок расстояния между положениями систем означает, скорее всего, движение «по разным орбитам». Максимальное расхождение не превышает определенного значения (расхождение может значительно уменьшаться со временем), поскольку ограничены в данном случае сами траектории систем (ни одна из них не покидает орбиты). Величина данного расхождения, возможно, зависит от шумового воздействия.

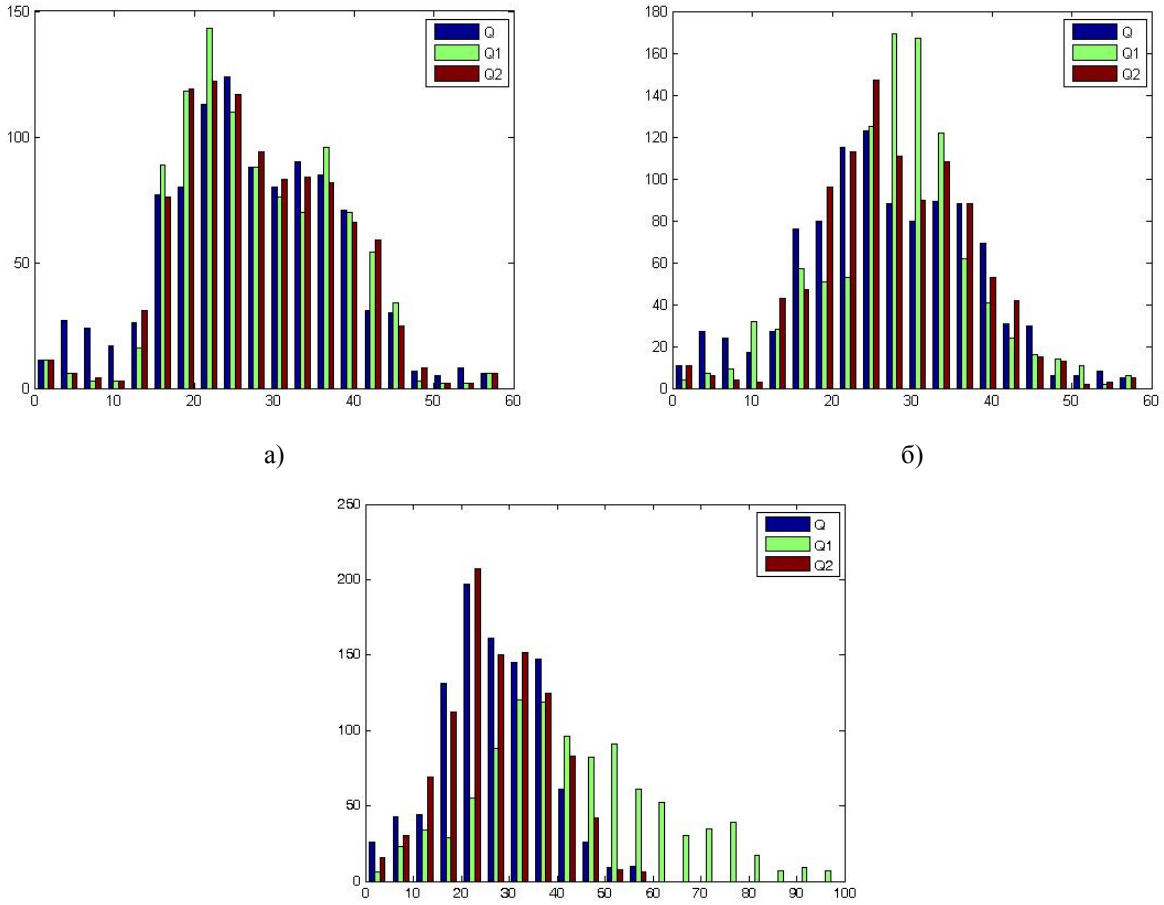
С ростом амплитуды шумового воздействия траектории модифицированных систем расходятся с исходной траекторией быстрее.

Статистические характеристики показателей качества для модели системы без шумов и систем с шумами приведены в таблице.

Таблица

Параметр	Исходный показатель	Система с аддитивным шумом	Система с мультипликативным шумом
а)	Амплитуда шумовой составляющей [–0.05, 0.05]		
Мат. ожидание	26.9598	27.7626	27.5915
Дисперсия	10.7507	9.5514	9.8592
б)	Амплитуда шумовой составляющей [–0.5, 0.5]		
Мат. ожидание		28.2043	27.4725
Дисперсия		9.2854	10.0917
в)	Амплитуда шумовой составляющей [–5, 5] (энергетическое воздействие)		
Мат. ожидание		43.4143	27.5840
Дисперсия		19.0500	10.5305

Для мультипликативного шума рост амплитуды шумовой составляющей приводит к незначительному увеличению дисперсии комплексного показателя качества (рис. 4).



а) б)

в)

Рис. 4. Гистограмма распределения значений комплексного показателя качества *Q* для аддитивного и мультипликативного шумов

Наиболее заметно появление «тяжелого хвоста» в распределении показателя *Q* для аддитивного шума при росте его амплитуды. Для мультипликативного шума данный эффект не был отмечен. Таким образом, для обнаружения информационного воздействия имеет смысл отслеживать слишком явное улучшение работы узла системы, сопровождающееся ростом дисперсии показателя качества. Кроме того, возрастает «объем» фазового пространства, занимаемого (закрываемого) аттрактором.

Обнаружение аномального функционирования по расхождению фактического функционирования системы и «образцового» процесса функционирования на практике будет проблематично реализовать – нужен эталонный процесс функционирования или нечто ему подобное.

Возможный вариант решения этой задачи – реконструкция области фазового пространства аттрактора как кластера в многомерном пространстве, постоянная оценка возможности выхода за его пределы в несколько последующих «ходов» и признание «аномальностью» выхода или возросшей вероятности выхода за пределы этого кластера (за пределы ранее очерченного «объема»).

Более того, данный подход применим и для частных показателей качества, не имеющих взаимной зависимости.

Обучение посредством подкреплений позволит сформировать образцовый кластер пространства состояний и, возможно, векторов направлений движения и актуализировать его в режиме, близком к режиму реального времени. Выход за этот кластер («объем» аттрактора) или движение на выход из него, приближение бифуркации – признак аномальности функционирования.

Уменьшение количества взаимозависимых показателей приводит к уменьшению размерности фазового пространства, в котором определен кластер положений и направлений движения

инфокоммуникационной системы. Изменение размерности фазового пространства – вполне аномальное явление (как отрыв показателя от других, так и появление зависимости там, где её не было).

Чем менее вероятно действие (положение системы в фазовом пространстве для системы взаимозависимых показателей или вероятность принятия показателем определенного значения для независимого показателя), тем вероятнее аномальное функционирование инфокоммуникационной системы.

Заключение

При анализе модели хаотически функционирующей инфокоммуникационной системы на примере аттрактора Лоренца при воздействии на нее аддитивного и мультипликативного белого шума обнаружено следующее:

1. Статистические показатели *X, Y, Z* компонент не изменяются с ростом амплитуды шумового воздействия. При росте шумовой составляющей до величины, характеризуемой не «информационным», а «энергетическим» воздействием, возрастает дисперсия комплексного показателя *Q* для случая аддитивного шума, что есть результат появления «тяжелого хвоста» в распределении *Q*.

2. «Объем» фазового пространства, в котором располагается аттрактор, с ростом интенсивности шумового воздействия возрастает для случая аддитивного шума. Данный объем является «виртуальным», что связано с различной размерностью по осям пространства и особенностями нормировки частных показателей качества. Данный «объем» предлагается считать с использованием методов кластерного анализа (динамической кластеризации).

Литература

1. *Дементьев И.В., Чаркин Д.Ю.* Обнаружение информационного воздействия на системы связи и управления // Теория и техника радиосвязи. 2016. № 4. С. 94–103.

2. *Толстых Н.Н.* Программно-аппаратные средства обеспечения информационной безопасности: учебное пособие. Воронеж: ВГТУ, 2013. 190 с.

3. *Федотов Ю.В., Хованов Н.В.* Методы построения сводных оценок эффективности деятельности сложных производственных систем // Научные доклады / НИИ менеджмента СПбГУ. № 25(R). СПб., 2006.

Статья поступила в редакцию 21 апреля 2017 года

УДК 623.61

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ В ПРОЦЕССЕ УПРАВЛЕНИЯ КОНФЛИКТОМ

© Авторы, 2017

С.А. Житенёв, ведущий инженер, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: szhitenev@yandex.ru
Ю.С. Сухоруков, д.т.н., профессор
А.Н. Голубинский, д.т.н., доцент, нач. отдела, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: annikgol@mail.ru

Разработаны математические модели, позволяющие учитывать влияние вероятностно-временных характеристик процессов управления на результаты конфликта с учётом протекающих в них информационных процессов, на основе аппроксимации его динамики ветвящимся полумарковским случайным процессом с дискретными состояниями.

***Ключевые слова**: инфокоммуникационная система, оценка эффективности, информационный процесс, процесс управления, конфликт.*

PERFORMANCE EVALUATION OF INFOCOMMUNICATION SYSTEM IN CONFLICT CONTROL

© Authors, 2017

S.A. Zhitenyov, Leading Engineer, JSC «Concern «Sozvezdie», e-mail: szhitenev@yandex.ru
Ju.S. Sukhorukov, Dr.Sci. (Eng.), Full Professor
A.N. Golubinsky, Dr.Sci. (Eng.), Associate Professor, Head of Department, JSC «Concern «Sozvezdie», e-mail: annikgol@mail.ru

Mathematical models which allow to take into account an effect made by control processes' probability-time characteristics (when also considering their information processes) on the results of a conflict, based on the operation's dynamics approximation by branching semi-Markov stochastic process with discrete states are developed.

***Keywords**: infocommunication system, efficiency estimation, information process, control process, conflict.*

В современных конфликтах различных типов успех одной из сторон во многом определяется эффективным управлением силами и средствами, которое на сегодняшний день является таким же важным фактором, как количество и качество сил и средств сторон.

Организационно-технической основой процесса управления является система управления, важнейший компонент которой – инфокоммуникационная система (ИКС). Развитие сетецентрических принципов управления, последние достижения в области информационных технологий предъявляют достаточно жесткие требования к разработке и применению ИКС.

В решении данной задачи одним из наиболее сложных вопросов является поддержка принятия решений (ППР) при построении ИКС на ранних этапах проектирования, то есть при разработке концептуального, эскизного и технического проектов, ошибки на которых приводят к значительным затратам времени и средств для их исправления на последующих этапах.

Важнейшее место в процессе проектирования занимает оценка эффективности принимаемых технических решений по построению ИКС, носящая в общем случае многоэтапный и итерационный характер. Указанные обстоятельства определяют актуальность настоящей работы.

Целью работы является разработка математических моделей для оценки эффективности функционирования ИКС в процессе управления конфликтом.

На основе ранее проведенных исследований в области моделирования антагонистических конфликтов [1] установлено, что конфликт состоит из чередующейся последовательности действий сторон и, как показано в [2], его можно представить как квазипериодический процесс, в котором комплекс взаимных действий осуществляется согласованно-синхронно. На основе синхронизма формируются соответствующие функциональные циклы, важное место в которых в ходе конфликта занимают циклы управления.

Эти действия локализуются в пространстве и во времени, являются «узловыми точками», особыми состояниями конфликта, по совокупности результатов которых в основном определяются результаты конфликта, характеризуемые

предельным напряжением и высокой активностью функционирования как систем управления, так и ИКС сторон.

Каждый из противников в данных «узловых точках» стремится упредить другую сторону в действиях. Причем наряду с основным физическим конфликтом в «узловых точках» возникают информационные конфликты, характеризующие стремление каждой стороны упредить противника в получении, преобразовании, передаче информации, а также в её разрушении или искажении у другой стороны.

Рассмотрим формализованную схему антагонистического конфликта (рис. 1), определяющую порядок применения сил и средств сторон в отдельной «узловой точке». Пусть две противоборствующие стороны имеют в своем распоряжении средства ближнего боя и огневые средства. Этапу ведения огня предшествует этап выработки управляющих воздействий (цикл управления – на рис. 1 обозначен пунктирной линией) [3] на подчинённые силы и средства сторон. После получения управляющих воздействий средствам сторон потребуется некоторое время на их исполнение (ведение огня по противнику).

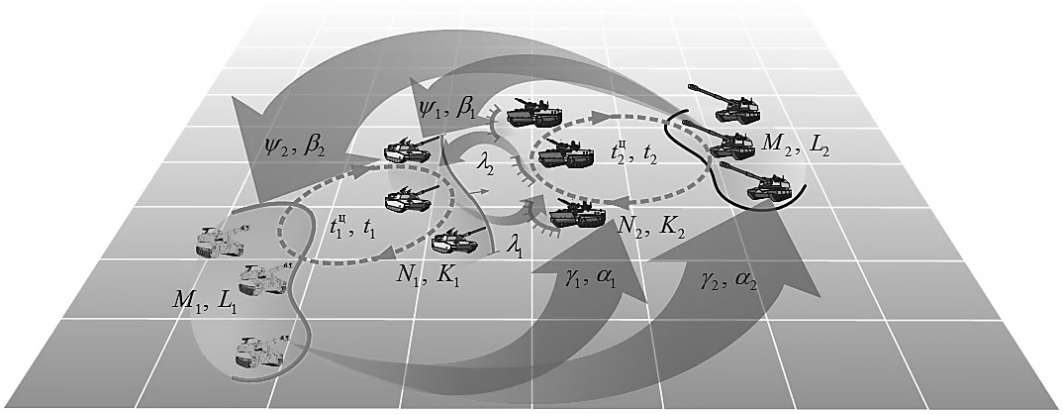


Рис. 1. Формализованная схема антагонистического конфликта в отдельной «узловой точке»

На рис. 1 обозначено: $N_{1(2)}$ – начальные численности средств ближнего боя первой (второй) стороны; $K_{1(2)}$ – доля потерь средств ближнего боя первой (второй) стороны до начала конфликта соответственно; $\lambda_{1(2)}$ – интенсивности потока потенциально успешных выстрелов средств ближнего боя первой (второй) стороны; $M_{1(2)}$ – начальные значения численности огневых средств первой (второй) стороны; $L_{1(2)}$ – доля потерь огневых средств первой (второй) стороны до начала конфликта; $\gamma_{1(2)}$ – интенсивности потоков потенциально успешных выстрелов огневых средств первой стороны при стрельбе соответственно по средствам ближнего боя и огневым средствам второй стороны; $\alpha_{1(2)}$ – доли огневых средств, привлекаемых первой стороной для поражения соответственно средств ближнего боя и огневых средств второй стороны; $\psi_{1(2)}$ – интенсивности потоков потенциально успешных выстрелов огневых средств первой (второй) стороны при стрельбе соответственно по средствам ближнего боя и огневым средствам первой стороны; $\beta_{1(2)}$ – доли огневых средств, привлекаемых второй стороной для поражения соответственно средств ближнего боя и огневых средств первой стороны; $t_{1(2)}^{ц}$ – длительность цикла управления первой (второй) стороны (в общем случае случайная величина, характеризующаяся математическим ожиданием $m[t_{1(2)}^{ц}]$ и дисперсией $\sigma^2[t_{1(2)}^{ц}]$); $t_{1(2)}$ – продолжительность ведения огня первой (второй) стороной (в общем случае случайная величина, характеризующаяся математическим ожиданием $m[t_{1(2)}]$ и дисперсией $\sigma^2[t_{1(2)}]$).

Процесс управления силами и средствами является циклическим. Цикл управления состоит из решаемых должностными лицами (ДЛ) органов управления задач управления и обмена информацией по средствам ИКС между ДЛ по результатам решения задач управления. Для получения численных значений длительности цикла управления может служить метод построения и

расчета сетевых графиков. Пользуясь этим методом, вычисляют критический путь – продолжительность осуществления всего комплекса задач управления, стоящего перед органами управления. Таким образом, математическое ожидание и дисперсия длительности цикла управления первой (второй) стороны определяются следующим образом:

$$m[t^{\text{ц}}_{1(2)}] = m[t^{\text{и}}_{1(2)}] + m[t^{\text{з}}_{1(2)}];$$

$$\sigma^2[t^{\text{ц}}_{1(2)}] = \sigma^2[t^{\text{и}}_{1(2)}] + \sigma^2[t^{\text{з}}_{1(2)}], \qquad (1)$$

где $m[t^{\text{и}}_{1(2)}]$, $\sigma^2[t^{\text{и}}_{1(2)}]$ – соответственно математическое ожидание и дисперсия общего времени обмена информацией между ДЛ по результатам решения задач управления через ИКС (лежащих на критическом пути) первой (второй) стороной; $m[t^{\text{з}}_{1(2)}]$, $\sigma^2[t^{\text{з}}_{1(2)}]$ – соответственно математическое ожидание и дисперсия общего времени решения задач управления ДЛ (лежащих на критическом пути) первой (второй) стороной.

Для того чтобы оценить эффективность функционирования ИКС в процессе управления конфликтом, необходимо, используя принципы системного подхода, определить иерархию частных и основных показателей эффективности конфликтующих сторон как систем и всех их подсистем, включая элементы (рис. 2).

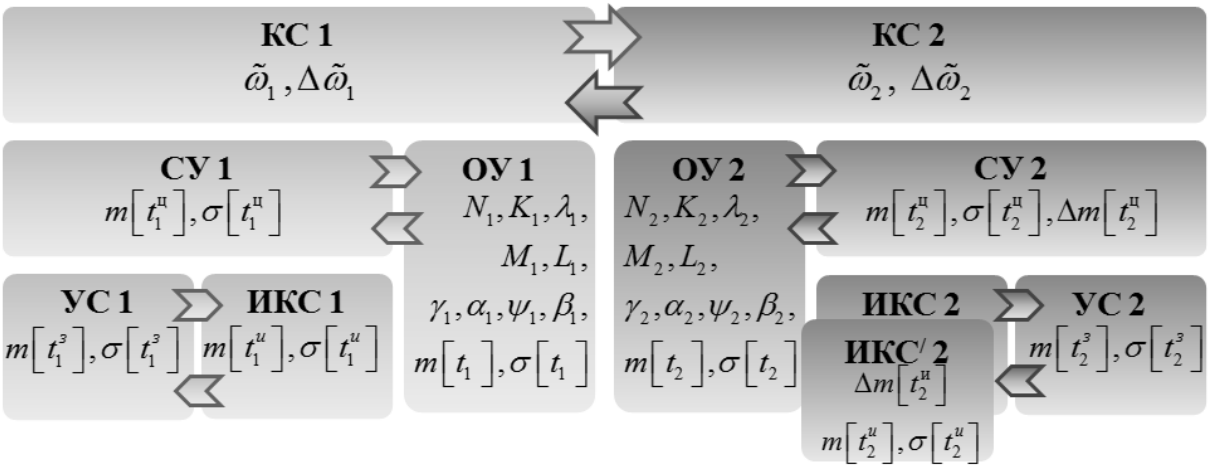


Рис. 2. Иерархия частных и основных показателей эффективности противоборствующих сторон в конфликте

На рис. 2 обозначено: КС 1(2) – первая (вторая) конфликтующая сторона, СУ 1(2) – система управления первой (второй) стороны, ОУ 1(2) – объект управления первой (второй) стороны, УС 1(2) – управляющая система первой (второй) стороны, ИКС 1(2) – существующая инфокоммуникационная система первой (второй) стороны, ИКС/ 2 – перспективная инфокоммуникационная система второй стороны.

Для подсистемы произвольного уровня будут существовать частные показатели эффективности функционирования средств этой подсистемы, характеризующие степень достижения целей, стоящих перед данной подсистемой, а также основные показатели эффективности функционирования средств рассматриваемой подсистемы, характеризующие вклад в достижение целей, стоящих перед подсистемой на уровень выше.

В качестве основных показателей эффективности функционирования системы будем рассматривать относительное изменение частных показателей функционирования системы за счет включения в ее состав рассматриваемой подсистемы, имеющее вид

$$\Delta W_l = \frac{\left|W_l^{/} - W_l\right|}{W_l}, \qquad (2)$$

где ΔW_l – относительное изменение значения l-го частного показателя функционирования системы; W_l – значение l-го частного показателя функционирования системы; $W_l^{/}$ – значение l-го частного показателя функционирования системы при включении в ее состав рассматриваемой подсистемы.

В антагонистических конфликтах выполнение задач, как правило, связано с нанесением противнику заданного ущерба (потерь) с минимальными собственными потерями, поэтому наиболее полно эффект от применения перспективной ИКС будет характеризоваться изменением средних общих относительных потерь первой (второй) стороны $\Delta\tilde{\omega}_{1(2)}$ за счет сокращения среднего общего времени передачи информации между ДЛ по результатам решения задач управления первой (второй) стороной $\Delta m[t^{\text{и}}_{1(2)}]$ и, соответственно, среднего значения длительности цикла управления первой (второй) стороны $\Delta m[t^{\text{ц}}_{1(2)}]$, т.е. изменением возможностей по упреждению противника в действиях (см. рис. 2):

$$\Delta\tilde{\omega}_{1(2)} = \frac{\left|\tilde{\omega}_{1(2)} - \tilde{\omega}^{/}_{1(2)}\right|}{\tilde{\omega}_{1(2)}}, \qquad (3)$$

где $\Delta\tilde{\omega}_{1(2)}$ – изменение средних общих относительных потерь первой (второй) стороны; $\tilde{\omega}_{1(2)}$ – средние общие относительные потери первой (второй) стороны; $\tilde{\omega}^{/}_{1(2)}$ – средние общие относительные потери первой (второй) стороны при применении перспективной ИКС.

На основе иерархии частных и основных показателей эффективности противоборствующих сторон в конфликте, представленной на рис. 2, необходимо построить модель оценки рассматриваемых частных и основных показателей эффективности.

Динамика развития описанного противоборства сторон может быть представлена в пространстве дискретных состояний марковского типа в виде ориентированного графа [1], приведенного на рис. 3.

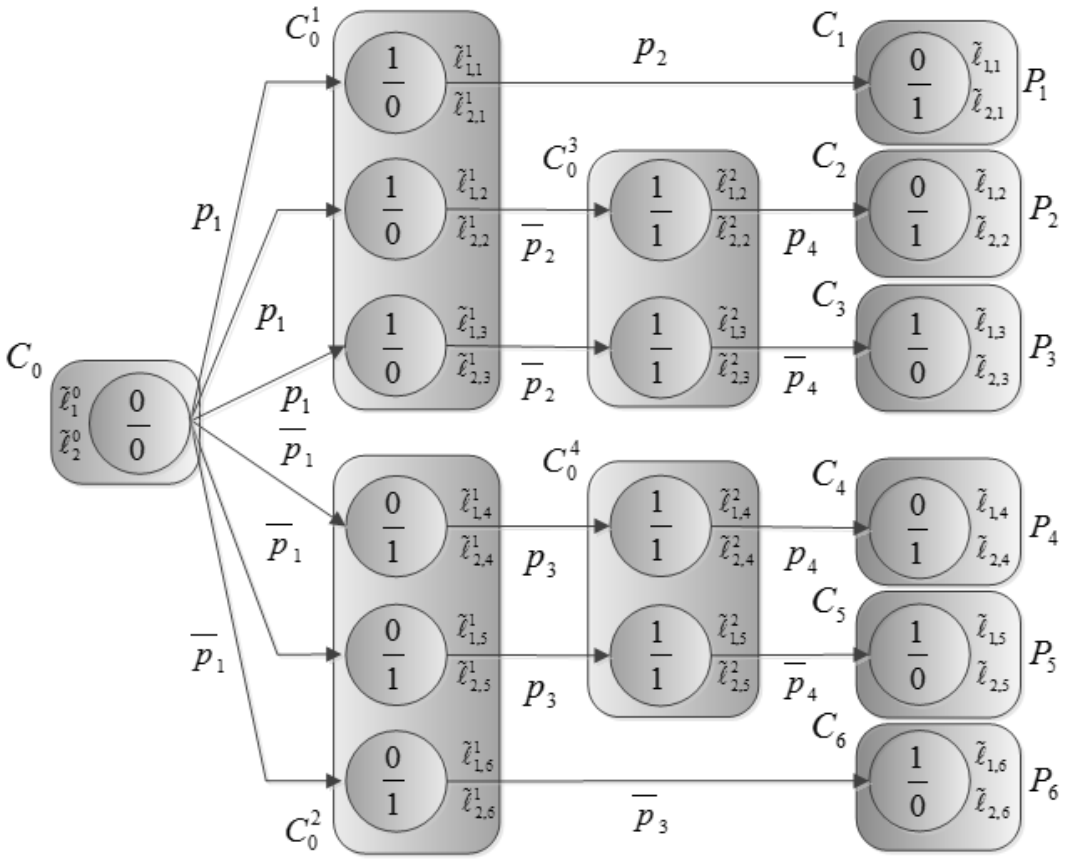


Рис. 3. Граф состояний противоборства сторон с учетом промежуточных состояний

Характеристики основных и промежуточных состояний приведены в табл. 1, 2.

Таблица 1

Характеристика основных состояний для графа на рис. 3

Условное обозначение	Содержание состояний	
	для первой стороны	для второй стороны
C_0	исходное: стороны ведут доразведку (вскрытие) войск противника	
C_0^1	упредила противника в начале ведения огня	позже противника начала вести огонь
C_0^2	аналогично C_0^1 для второй стороны	аналогично C_0^1 для первой стороны
C_0^3	продолжала ведение огня после начала ведения огня противника	начала вести огонь до окончания ведения огня противника
C_0^4	аналогично C_0^3 для второй стороны	аналогично C_0^3 для первой стороны
C_1	упредила в начале ведения огня, который завершен до начала ведения огня противника	начала вести огнь после завершения ведения огня противника
C_2	упредила в начале ведения огня, который завершен до окончания ведения огня противника	вела огонь, который завершен после окончания ведения огня противника
C_3	упредила в начале ведения огня, который завершен после окончания ведения огня противника	вела огонь, который завершен до окончания ведения огня противника
C_4	аналогично C_3 для второй стороны	аналогично C_3 для первой стороны
C_5	аналогично C_2 для второй стороны	аналогично C_2 для первой стороны
C_6	аналогично C_1 для второй стороны	аналогично C_1 для первой стороны

Таблица 2

Характеристика промежуточных состояний для графа на рис. 3

Условное обозначение	Содержание промежуточных состояний
$\frac{0}{0}$	обе стороны огонь не ведут
$\frac{1}{0}$	первая сторона ведет огонь по противнику, вторая сторона огонь не ведет
$\frac{0}{1}$	вторая сторона ведет огонь по противнику, первая сторона огонь не ведет
$\frac{1}{1}$	обе стороны ведут огонь по противнику

Для расчета вероятностей перехода в соответствующие состояния, полученные на основе анализа графа состояний на рис. 3, приведены следующие формулы [2]:

$$p_i = p\left\{t_i^{/} < t_i^{//}\right\} = \int_0^{\infty} f_{1,i}(t)\left(1 - \int_0^{t} f_{2,i}(\tau)d\tau\right)dt;$$

$$\overline{p_i} = 1 - p_i, \quad i = \overline{1,4}, \qquad (4)$$

где $f_{1(2),i}(t)$ – плотность распределения времени; $t_1^{/} = t_3^{/} = t_1^{ц}$; $t_2^{/} = t_4^{/} = t_1^{ц} + t_1$; $t_1^{//} = t_2^{//} = t_2^{ц}$; $t_3^{//} = t_4^{//} = t_2^{ц} + t_2$.

Учитывая, что рассматриваемые величины $t_{1(2)}^{ц}$ и $t_{1(2)}$, как правило, являются суммами большого числа практически независимых составляющих времен, также имеющих случайные отклонения, опираясь на закон больших чисел, их можно считать распределенными по нормальному закону.

Для вероятностей частных переходов (4) с нормальными законами распределения $f_{1(2),i}(t)$ справедливы следующие формулы:

$$p_1 = p\left\{t_1^{\text{ц}} < t_2^{\text{ц}}\right\} = 1 - \Phi\left(\frac{m\left[t_1^{\text{ц}}\right] - m\left[t_2^{\text{ц}}\right]}{\sqrt{\sigma^2\left[t_1^{\text{ц}}\right] + \sigma^2\left[t_2^{\text{ц}}\right]}}\right);$$

$$p_2 = p\left\{t_1^{\text{ц}} + t_1 < t_2^{\text{ц}}\right\} = 1 - \Phi\left(\frac{\left(m\left[t_1^{\text{ц}}\right] + m\left[t_1\right]\right) - m\left[t_2^{\text{ц}}\right]}{\sqrt{\left(\sigma^2\left[t_1^{\text{ц}}\right] + \sigma^2\left[t_1\right]\right) + \sigma^2\left[t_2^{\text{ц}}\right]}}\right);$$

$$p_3 = p\left\{t_1^{\text{ц}} < t_2^{\text{ц}} + t_2\right\} = 1 - \Phi\left(\frac{m\left[t_1^{\text{ц}}\right] - \left(m\left[t_2^{\text{ц}}\right] + m\left[t_2\right]\right)}{\sqrt{\sigma^2\left[t_1^{\text{ц}}\right] + \left(\sigma^2\left[t_2^{\text{ц}}\right] + \sigma^2\left[t_2\right]\right)}}\right);$$

$$p_4 = p\left\{t_1^{\text{ц}} + t_1 < t_2^{\text{ц}} + t_2\right\} = 1 - \Phi\left(\frac{\left(m\left[t_1^{\text{ц}}\right] + m\left[t_1\right]\right) - \left(m\left[t_2^{\text{ц}}\right] + m\left[t_2\right]\right)}{\sqrt{\left(\sigma^2\left[t_1^{\text{ц}}\right] + \sigma^2\left[t_1\right]\right) + \left(\sigma^2\left[t_2^{\text{ц}}\right] + \sigma^2\left[t_2\right]\right)}}\right), \quad (5)$$

где $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{x} e^{-\frac{1}{2}\tau^2} d\tau$ – функция Лапласа.

Вероятности переходов в состояния $C_1 - C_6$ определяются следующими выражениями:

$$P_1 = p_1 p_2;\ P_2 = p_1(1-p_2)p_4;\ P_3 = p_1(1-p_2)(1-p_4);$$

$$P_4 = (1-p_1)p_3 p_4;\ P_5 = (1-p_1)p_3(1-p_4);\ P_6 = (1-p_1)(1-p_3), \quad (6)$$

где p_i, $i = \overline{1,4}$ – вероятности частных переходов (4).

Анализ отечественной и зарубежной литературы по теме математического моделирования противоборства сторон [4–7] показал, что в интересах прогнозирования потерь противоборствующих сторон целесообразно использовать метод системной динамики, основанный на аппарате дифференциальных уравнений. Его использование обеспечивает приемлемую точность расчетов при моделировании и учитывает двухсторонний характер противоборства, а именно процессов противостояния двух антагонистических систем. Однако известные аналитические модели записаны при ряде существенных допущений, поэтому они годятся лишь для приближенной оценки противодействия противника [8]. Более полный учет всех особенностей реальных конфликтов может быть осуществлён с помощью имитационных моделей [9, 10].

В отношении организации конфликта примем допущения, которые используются в модели конфликта для так называемого «высокоорганизованного противоборства»; пользуясь правилом Колмогорова применительно к методу динамики средних, составим систему дифференциальных уравнений [7], описывающую противоборство сторон:

$$\begin{cases} \frac{dn_1(t)}{dt} = -\lambda_2 n_2(t) - \psi_1 \beta_1 m_2(t); \\ \frac{dn_2(t)}{dt} = -\lambda_1 n_1(t) - \gamma_1 \alpha_1 m_1(t); \\ \frac{dm_1(t)}{dt} = -\psi_2 \beta_2 m_2(t); \\ \frac{dm_2(t)}{dt} = -\gamma_2 \alpha_2 m_1(t), \end{cases} \quad (7)$$

где $n_{1(2)}(t)$ – текущие значения численности средств ближнего боя первой (второй) стороны;

$m_{1(2)}(t)$ – текущие значения численности огневых средств первой (второй) стороны.

Количество средств ближнего боя первой (второй) стороны $n_{1(2)}(t)$, имеющихся к началу конфликта ($t=0$), равно

$$n_{1(2)}(0)=N_{1(2)}\left(1-K_{1(2)}\right); \tag{8}$$

количество огневых средств первой (второй) стороны $m_{1(2)}(t)$, имеющихся к началу конфликта ($t=0$), равно

$$m_{1(2)}(0)=M_{1(2)}\left(1-L_{1(2)}\right). \tag{9}$$

Полагая, что коэффициенты, входящие в систему дифференциальных уравнений (7), постоянны, и переходя от текущих значений численности средств ближнего боя $n_{1(2)}(t)$ и огневых средств $m_{1(2)}(t)$ первой (второй) стороны к значениям общей численности $\tilde{n}_{1(2)}(t)$ первой (второй) стороны, получаем решение [7] системы дифференциальных уравнений (7):

$$\begin{cases}\tilde{n}_1(t)=\tilde{N}_1 ch(at)-\dfrac{\lambda_2}{a}\tilde{N}_2 sh(at);\\ \tilde{n}_2(t)=\tilde{N}_2 ch(at)-\dfrac{\lambda_1}{a}\tilde{N}_1 sh(at),\end{cases} \tag{10}$$

где $\tilde{n}_{1(2)}(t)$ – текущие значения общей численности первой (второй) стороны; $\tilde{N}_{1(2)}=$ $=N_{1(2)}\left(1-K_{1(2)}\right)+M_{1(2)}\left(1-L_{1(2)}\right)\dfrac{R_{2(1)}}{a^2-r^2}$ – начальные значения общей численности первой (второй) стороны; $a=\sqrt{\lambda_2\lambda_1}$ – среднее геометрическое значение потока потенциально успешных выстрелов средств ближнего боя; $r=\sqrt{\gamma_2\psi_2\alpha_2\beta_2}$ – среднее геометрическое значение потока потенциально успешных выстрелов подразделений, выделенных для борьбы с огневыми средствами противника; $R_1=$ $=\lambda_1\psi_1\beta_1+\gamma_1\alpha_1\psi_2\beta_2$ – величина для расчета коэффициента соизмерения одного огневого средства первой стороны с одним его средством ближнего боя для второй стороны; $R_2=\lambda_2\gamma_1\alpha_1+\psi_1\beta_1\gamma_2\alpha_2$ – величина для расчета коэффициента соизмерения одного огневого средства второй стороны с одним его средством ближнего боя для первой стороны.

Для случая двухстороннего конфликта, когда обе стороны ведут огонь по противнику (см. табл. 2), перейдя в (10) от значений общей численности $\tilde{n}_{1(2)}(t)$ к общим относительным потерям первой (второй) стороны $\tilde{\ell}'_{1(2)}(t)=1-\tilde{n}_{1(2)}(t)\big/\tilde{N}$, получим

$$\begin{cases}\tilde{\ell}'_1(t)=\left(1-ch(at)\right)+\dfrac{1}{\tilde{\chi}}sh(at);\\ \tilde{\ell}'_2(t)=\left(1-ch(at)\right)+\tilde{\chi}sh(at),\end{cases} \tag{11}$$

где $\tilde{\chi}(\tilde{\rho}_1,\tilde{\rho}_2)=c\sqrt{b}\,\dfrac{\tilde{\rho}_1}{\tilde{\rho}_2}$ – общее соотношение сил и средств сторон ($\tilde{\rho}_1>0$; $\tilde{\rho}_2>0$); $c=\tilde{N}_1\big/\tilde{N}_2$ – начальное соотношение общей численности сторон; $b=\lambda_1/\lambda_2$ – соотношение коэффициентов эффективности сторон; $\tilde{\rho}_{1(2)}=1-\tilde{\ell}_{1(2)}$ – доля сохранившихся средств первой (второй) стороны до начала конфликта; $\tilde{\ell}_{1(2)}$ – общие относительные потери первой (второй) стороны до начала конфликта; t – продолжительность ведения огня ($0\le t\le t'_{\text{к}}$); $t'_{\text{к}}=\begin{cases}\dfrac{1}{2a}\ln\dfrac{1+\tilde{\chi}}{1-\tilde{\chi}},\ \tilde{\chi}<1;\\ \infty,\tilde{\chi}=1;\\ \dfrac{1}{2a}\ln\dfrac{1+\tilde{\chi}}{\tilde{\chi}-1},\ \tilde{\chi}>1.\end{cases}$

В случае одностороннего конфликта, когда одна из сторон ведет огонь по средствам ближнего боя и огневым средствам противника, а другая сторона огонь не ведет (см. табл. 2), изменения относительных общих потерь сторон будут определяться следующими уравнениями:

– вторая сторона ведет огонь по средствам ближнего боя и огневым средствам первой стороны, первая сторона огонь не ведет (см. табл. 2):

$$\begin{cases}\tilde{\ell}''_1(t)=\dfrac{1}{\tilde{\chi}}at;\\ \tilde{\ell}''_2(t)=0,\end{cases} \tag{12}$$

где t – продолжительность ведения огня ($0\le t\le t''_{\text{к}}$); $t''_{\text{к}}=\tilde{\chi}/a$;

– первая сторона ведет огонь по средствам ближнего боя и огневым средствам второй стороны, вторая огонь не ведет (см. табл. 2):

$$\begin{cases} \tilde{\ell}_1^{///}(t) = 0; \\ \tilde{\ell}_2^{///}(t) = \tilde{\chi} a t, \end{cases} \quad (13)$$

где t – продолжительность ведения огня ($0 \le t \le t_к^{///}$); $t_к^{///} = 1/(\tilde{\chi} a)$.

Динамика изменения потерь сторон в состояниях $C_1 - C_6$ будет заключаться в последовательном применении выражений вида (11) – (13) (в зависимости от типа промежуточного состояния – см. табл. 2) с учетом того, что общие относительные потери первой (второй) стороны в i-м промежуточном состоянии являются начальными для $i+1$-го состояния, и дальнейшем обобщении потерь сторон за состояние в целом по следующей формуле:

$$\tilde{\ell}_{1(2),j} = 1 - \left(1 - \tilde{\ell}_{1(2)}^0\right)\left(1 - \tilde{\ell}_{1(2),j}^1\right)\ldots\left(1 - \tilde{\ell}_{1(2),j}^i\right)\ldots, \quad j = \overline{1,6}, \quad (14)$$

где $\tilde{\ell}_{1(2),j}^i$ – общие относительные потери первой (второй) стороны в i-м промежуточном состоянии для j-го состояния; $\tilde{\ell}_{1(2),j}$ – общие относительные потери первой (второй) стороны для j-го состояния в целом; $\tilde{\ell}_{1(2)}^0$ – начальные значения общих относительных потерь первой (второй) стороны до начала конфликта.

Таким образом, исходя из вышеизложенного, общие относительные потери сторон в состояниях $C_1 - C_6$ определяются следующими выражениями:

– для состояния C_1:

$$\begin{cases} \tilde{\ell}_{1,1}^1 = \tilde{\ell}_1^0, \quad \tilde{\ell}_{2,1}^1 = 1 - \left(1 - \tilde{\ell}_2^0\right)\left(1 - \tilde{\ell}_2^{///}\left(\tilde{\chi}(1 - \tilde{\ell}_1^0, 1 - \tilde{\ell}_2^0), a, m[t_1]\right)\right), \\ \tilde{\ell}_{1,1} = 1 - \left(1 - \tilde{\ell}_{1,1}^1\right)\left(1 - \tilde{\ell}_1^{//}\left(\tilde{\chi}(1 - \tilde{\ell}_{1,1}^1, 1 - \tilde{\ell}_{2,1}^1), a, m[t_2]\right)\right), \quad \tilde{\ell}_{2,1} = \tilde{\ell}_{2,1}^1; \end{cases} \quad (15)$$

– для состояния C_2:

$$\begin{cases} \tilde{\ell}_{1,2}^1 = \tilde{\ell}_1^0, \quad \tilde{\ell}_{2,2}^1 = 1 - \left(1 - \tilde{\ell}_2^0\right)\left(1 - \tilde{\ell}_2^{///}\left(\tilde{\chi}(1 - \tilde{\ell}_1^0, 1 - \tilde{\ell}_2^0), a, m[t_2^ц] - m[t_1^ц]\right)\right), \\ \tilde{\ell}_{1,2}^2 = 1 - \left(1 - \tilde{\ell}_{1,2}^1\right)\left(1 - \tilde{\ell}_1^{/}\left(\tilde{\chi}(1 - \tilde{\ell}_{1,2}^1, 1 - \tilde{\ell}_{2,2}^1), a, (m[t_1^ц] + m[t_1]) - m[t_2^ц]\right)\right), \\ \tilde{\ell}_{2,2}^2 = 1 - \left(1 - \tilde{\ell}_{2,2}^1\right)\left(1 - \tilde{\ell}_2^{/}\left(\tilde{\chi}(1 - \tilde{\ell}_{1,2}^1, 1 - \tilde{\ell}_{2,2}^1), a, (m[t_1^ц] + m[t_1]) - m[t_2^ц]\right)\right), \\ \tilde{\ell}_{1,2} = 1 - \left(1 - \tilde{\ell}_{1,2}^2\right)\left(1 - \tilde{\ell}_1^{//}\left(\tilde{\chi}(1 - \tilde{\ell}_{1,2}^2, 1 - \tilde{\ell}_{2,2}^2), a, (m[t_2^ц] + m[t_2]) - (m[t_1^ц] + m[t_1])\right)\right), \quad \tilde{\ell}_{2,2} = \tilde{\ell}_{2,2}^2; \end{cases} \quad (16)$$

– для состояния C_3:

$$\begin{cases} \tilde{\ell}_{1,3}^1 = \tilde{\ell}_1^0, \quad \tilde{\ell}_{2,3}^1 = 1 - \left(1 - \tilde{\ell}_2^0\right)\left(1 - \tilde{\ell}_2^{///}\left(\tilde{\chi}(1 - \tilde{\ell}_1^0, 1 - \tilde{\ell}_2^0), a, m[t_2^ц] - m[t_1^ц]\right)\right), \\ \tilde{\ell}_{1,3}^2 = 1 - \left(1 - \tilde{\ell}_{1,3}^1\right)\left(1 - \tilde{\ell}_1^{/}\left(\tilde{\chi}(1 - \tilde{\ell}_{1,3}^1, 1 - \tilde{\ell}_{2,3}^1), a, m[t_2]\right)\right), \\ \tilde{\ell}_{2,3}^2 = 1 - \left(1 - \tilde{\ell}_{2,3}^1\right)\left(1 - \tilde{\ell}_2^{/}\left(\tilde{\chi}(1 - \tilde{\ell}_{1,3}^1, 1 - \tilde{\ell}_{2,3}^1), a, m[t_2]\right)\right), \\ \tilde{\ell}_{1,3} = \tilde{\ell}_{1,3}^2, \quad \tilde{\ell}_{2,3} = 1 - \left(1 - \tilde{\ell}_{2,3}^2\right)\left(1 - \tilde{\ell}_2^{///}\left(\tilde{\chi}(1 - \tilde{\ell}_{1,3}^2, 1 - \tilde{\ell}_{2,3}^2), a, (m[t_1^ц] + m[t_1]) - (m[t_2^ц] + m[t_2])\right)\right); \end{cases} \quad (17)$$

– для состояния C_4:

$$\begin{cases} \tilde{\ell}_{1,4}^1 = 1 - \left(1 - \tilde{\ell}_1^0\right)\left(1 - \tilde{\ell}_1^{//}\left(\tilde{\chi}(1 - \tilde{\ell}_1^0, 1 - \tilde{\ell}_2^0), a, m[t_1^ц] - m[t_2^ц]\right)\right), \quad \tilde{\ell}_{2,4}^1 = \tilde{\ell}_2^0, \\ \tilde{\ell}_{1,4}^2 = 1 - \left(1 - \tilde{\ell}_{1,4}^1\right)\left(1 - \tilde{\ell}_1^{/}\left(\tilde{\chi}(1 - \tilde{\ell}_{1,4}^1, 1 - \tilde{\ell}_{2,4}^1), a, m[t_1]\right)\right), \\ \tilde{\ell}_{2,4}^2 = 1 - \left(1 - \tilde{\ell}_{2,4}^1\right)\left(1 - \tilde{\ell}_2^{/}\left(\tilde{\chi}(1 - \tilde{\ell}_{1,4}^1, 1 - \tilde{\ell}_{2,4}^1), a, m[t_1]\right)\right), \\ \tilde{\ell}_{1,4} = 1 - \left(1 - \tilde{\ell}_{1,4}^2\right)\left(1 - \tilde{\ell}_1^{//}\left(\tilde{\chi}(1 - \tilde{\ell}_{1,4}, 1 - \tilde{\ell}_{2,4}), a, (m[t_2^ц] + m[t_2]) - (m[t_1^ц] + m[t_1])\right)\right), \quad \tilde{\ell}_{2,4} = \tilde{\ell}_{2,4}^2; \end{cases} \quad (18)$$

– для состояния C_5:

$$\begin{cases} \tilde{\ell}^1_{1,5} = 1-\left(1-\tilde{\ell}^0_1\right)\left(1-\tilde{\ell}''_1\left(\tilde{\chi}(1-\tilde{\ell}^0_1, 1-\tilde{\ell}^0_2), a, m[t_1^{\text{ц}}]-m[t_2^{\text{ц}}]\right)\right), \quad \tilde{\ell}^1_{2,5} = \tilde{\ell}^0_2, \\ \tilde{\ell}^2_{1,5} = 1-\left(1-\tilde{\ell}^1_{1,5}\right)\left(1-\tilde{\ell}'_1\left(\tilde{\chi}(1-\tilde{\ell}^1_{1,5}, 1-\tilde{\ell}^1_{2,5}), a, (m[t_2^{\text{ц}}]+m[t_2])-m[t_1^{\text{ц}}]\right)\right), \\ \tilde{\ell}^2_{2,5} = 1-\left(1-\tilde{\ell}^1_{2,5}\right)\left(1-\tilde{\ell}'_2\left(\tilde{\chi}(1-\tilde{\ell}^1_{1,5}, 1-\tilde{\ell}^1_{2,5}), a, (m[t_2^{\text{ц}}]+m[t_2])-m[t_1^{\text{ц}}]\right)\right), \\ \tilde{\ell}_{1,5} = \tilde{\ell}^2_{1,5}, \quad \tilde{\ell}_{2,5} = 1-\left(1-\tilde{\ell}^2_{2,5}\right)\left(1-\tilde{\ell}'''_2\left(\tilde{\chi}(1-\tilde{\ell}^2_{1,5}, 1-\tilde{\ell}^2_{2,5}), a, (m[t_1^{\text{ц}}]+m[t_1])-(m[t_2^{\text{ц}}]+m[t_2])\right)\right); \end{cases} \tag{19}$$

– для состояния C_6:

$$\begin{cases} \tilde{\ell}^1_{1,6} = 1-\left(1-\tilde{\ell}^0_1\right)\left(1-\tilde{\ell}''_1\left(\tilde{\chi}\left(1-\tilde{\ell}^0_1, 1-\tilde{\ell}^0_2\right), a, m[t_2]\right)\right), \quad \tilde{\ell}^1_{2,6} = \tilde{\ell}^0_2, \\ \tilde{\ell}_{1,6} = \tilde{\ell}^1_{1,6}, \quad \tilde{\ell}_{2,6} = 1-\left(1-\tilde{\ell}^1_{2,6}\right)\left(1-\tilde{\ell}'''_2\left(\tilde{\chi}(1-\tilde{\ell}^1_{1,6}, 1-\tilde{\ell}^1_{2,6}), a, m[t_1]\right)\right). \end{cases} \tag{20}$$

Средние общие относительные потери сторон определяются в соответствии с выражением

$$\tilde{\omega}_{1(2)} = \sum_{j=1}^{6} \tilde{\ell}_{1(2),j} P_j . \tag{21}$$

Здесь $\tilde{\ell}_{1(2),j}$ – общие относительные потери первой (второй) стороны в состояниях C_j, $j=\overline{1,6}$; P_j – переходов в состояния C_j, $j=\overline{1,6}$.

Предложенная математическая модель, основанная на системе дифференциальных уравнений (7), применима как для моделирования конфликта в отдельной «узловой точке» (на отдельном его этапе), так и для логической последовательности «узловых точек» (этапов). Тогда формирование динамической модели конфликта, представленной на рис. 4, производится путем «склеивания» во времени графов состояний противоборства сторон в каждой «узловой точке» с учетом того, что средние общие относительные потери первой (второй) стороны в i-й «узловой точке» являются начальными для $i+1$-й «узловой точки» (см. рис. 3).

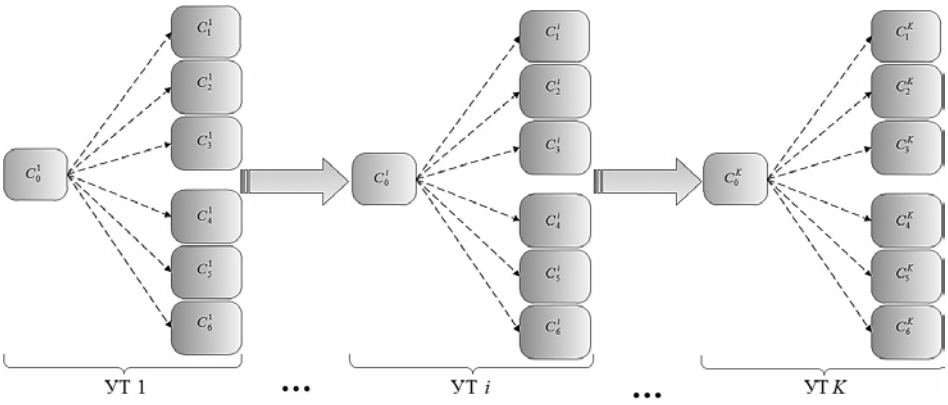


Рис. 4. Динамическая модель конфликта как логическая последовательность «узловых точек»

Для апробации модели функционирования ИКС в процессе управления конфликтом противоборствующих сторон была разработана программа для ЭВМ [11].

Анализ зависимостей снижения средних общих относительных потерь своих сил $\Delta\tilde{\omega}_2$ от относительного снижения средней длительности цикла управления своих сил $\Delta m[t_2^{\text{ц}}]$ при различных значениях соотношения средних длительностей циклов управления своих сил и сил противника $m[t_1^{\text{ц}}]/m[t_2^{\text{ц}}]$ и начальных условиях противоборства сторон ($c=\tilde{N}_1/\tilde{N}_2$; $b=\lambda_1/\lambda_2$) позволяет сделать следующие выводы.

При определенных соотношениях средних длительностей циклов управления своих сил и сил противника $m[t_1^{\text{ц}}]/m[t_2^{\text{ц}}]$ существует значе-

ние сокращения средней длительности цикла управления своих сил $\Delta m[t_2^{\text{ц}}]$, при котором наступает предел снижения средних общих относительных потерь своих сил $\Delta\tilde{\omega}_2$, и дальнейшее их снижение за счет сокращения средней длительности цикла управления становится невозможным. Это объясняется тем, что длительность цикла управления своих сил оказывается настолько меньше длительности цикла управления сил противника, что свои силы действуют «внутри цикла управления противника».

Из полученных зависимостей следует, что с увеличением соотношения коэффициентов эффективности сторон b и при увеличении соотношения общей численности сторон c уровень снижения средних общих относительных потерь своих сил $\Delta\tilde{\omega}_2$ падает. Это объясняется тем, что в противоборстве со значительно превосходящим по силе противником эффект от автоматизации управления своими силами и средствами становится менее значительным.

Выводы

Таким образом, разработанные математические модели позволяют оценить эффективность функционирования ИКС в процессе управления конфликтом на основе аппроксимации динамики конфликта сторон ветвящимся полумарковским случайным процессом с дискретными состояниями, ветви которого суть состояния конфликта, комбинации возможного развития во времени конфликта в зависимости от упреждения во времени противника в действиях. Промежуточными являются состояния, соответствующие частным выигрышам (упреждениям по времени) в совершении действий по выработке управляющих воздействий, предшествующих ведению огня, а конечные состояния соответствуют исходам конфликта с учетом начала и продолжительности ведения огня. Подобный подход позволяет в полной мере отразить случайный характер и взаимозависимость процессов управления сторон в конфликте.

Направления дальнейшего развития связаны с применением методов теории искусственного интеллекта в интересах разработки интерактивной интеллектуальной системы ППР при проектировании и развитии АСУ и связи. Применение такой системы позволит оптимизировать проектные решения для создания эффективных АСУ и связи, сократить продолжительность их разработки и модернизации, снизить материальные затраты на проектирование и производство. Кроме того, полученные результаты могут служить основой для построения интеллектуальной системы ППР ДЛ системы управления.

Литература

1. *Житенёв С.А., Меркулов С.Н., Сухоруков Ю.С., Фомин В.В.* Метод учета процессов управления при моделировании ситуационного конфликта сложных организационно-технических систем в интересах оценки эффективности автоматизации управления // Кибернетика и высокие технологии XXI века: тезисы докладов VIII Международной научно-технической конференции. Воронеж: ВГУ, 2007. С. 96 – 105.

2. *Дружинин В.В., Конторов Д.С., Конторов М.Д.* Введение в теорию конфликта. М.: Радио и связь, 1989. 288 с.

3. *Сосюра О.В., Пятков В.П.* Теоретические основы оценки эффективности управления войсками // Военная мысль. 1993. № 11. С. 31 – 39.

4. *Новиков Д.А.* Иерархические модели военных действий // Управление большими системами. Вып. 37. М.: ИПУ РАН, 2012. С. 25 – 62.

5. *Короленко В.А., Синявский В.К., Гочиев Н.Х.* Моделирование боевых действий как основной инструмент принятия обоснованных решений // Наука и военная безопасность. 2014. № 4. Прил. к журналу «Армия».

6. *Выпасняк В.И., Калиновский Д.Б., Тиханычев О.В.* Моделирование вооруженного противоборства: перспективы развития // Военная мысль. 2009. № 7. С. 12 – 20.

7. Оценка эффективности огневого поражения ударами ракет и огнем артиллерии / Под общ. ред. А.А. Бобрикова. СПб.: Галея Принт, 2006. 424 с.

8. *Ахмеров Д.Е., Беломытцев А.В., Васкецов С.Л.* О роли упрощенных оптимизационных моделей // Военная мысль. 2008. № 1. С. 57 – 61.

9. *Резяпов Н., Чесноков С., Инюхин М.* Имитационная система моделирования боевых действий JWARS ВС США // Зарубежное военное обозрение. 2008. № 11. С. 27 – 32.

10. Официальный сайт ОАО «НПО РусБИТех». URL: www.rusbitech.ru.

11. *Житенёв С.А., Меркулов С.Н., Сухоруков Ю.С., Фомин В.В.* Оценка влияния процессов управления на результаты антагонистического взаимодействия организационно-технических систем: свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ от 04.02.2010 № 2010611064. М.: ФИПС, 2010.

Статья поступила в редакцию 15 февраля 2017 года

УДК 519.7:621.39

К ВОПРОСУ ОЦЕНКИ УСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМЫ ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМОГО РАДИО В УСЛОВИЯХ ИНФОРМАЦИОННОГО ПРОТИВОБОРСТВА

© Авторы, 2017

М.П. Иванкин, конструктор, e-mail: ivankinmp88@mail.ru
Н.Н. Толстых, д.т.н., профессор, научный референт, e-mail: tnn@sozvezdie.su
АО «Концерн «Созвездие»

Предложен способ оценки устойчивости беспроводной системы связи, построенной на базе технологии программно-определяемого радио, при статической конфигурации методов цифровой обработки сигнала и динамическом их изменении в процессе ее функционирования в условиях информационного конфликта.

***Ключевые слова**: инфокоммуникационная система, информационное воздействие, кодирование, программно-определяемое радио, реализация целевой функции, риск конфликтности, сети Петри–Маркова, устойчивость системы, цифровая обработка сигнала.*

ON THE ISSUE OF ASSESSING THE STABILITY OF A SYSTEM OF SOFTWARE-DEFINED RADIO IN CONDITIONS OF INFORMATION CONFRONTATION

© Authors, 2017

M.P. Ivankin, Designer, e-mail: ivankinmp88@mail.ru
N.N. Tolstykh, Dr.Sci. (Eng.), Full Professor, Scientific Reviewer, e-mail: tnn@sozvezdie.su
JSC «Concern «Sozvezdie»

A method for estimating the stability of a wireless communication system based on software-defined radio technology in the static configuration of digital signal processing methods and their dynamic change in the process of its operation under the conditions of information conflict is proposed.

***Keywords:** infocommunication system, information impact, coding, software-defined radio, objective function implementation, conflict risk, Petri–Markov nets, system stability, digital signal processing.*

При формализованном представлении функционирования системы программно-определяемого радио (ПОР) в условиях информационных воздействий представляется весьма актуальным решение задачи оценки ее устойчивости (сигнальной, семантической и прагматической) с учетом априорной неопределенности типа и метода проведения информационного воздействия. Такая задача обычно решается раздельно для сигнального и семантического (информационного) уровней с учетом естественных или организованных помех и информационных воздействий [1]. Однако устойчивость систем ПОР должна определяться только с учетом совместного влияния на все их компоненты и, естественно, друг на друга как сигналов, так и заложенной в них семантики.

То есть, если говорить об информационной устойчивости систем ПОР, в частности протоколов взаимодействия, то задача оценки устойчивости может быть решена только для всей совокупности уровней взаимодействия и расположенных на них компонентов системы, которые участвуют в реализации основной целевой функции.

Все эти процессы необходимо рассматривать с информационной точки зрения, то есть говорить об изменении свойств системы ПОР в условиях информационного конфликта, выраженных количественно или качественно на сигнальном (энергетическом), семантическом (понятийном) и прагматическом (целевом) уровнях. Для моделей, построенных на основе аппарата сетей Петри–Маркова, представляется возможным оценить процессы функционирования в условиях информационного противоборства на сигнальном уровне.

В связи с этим основной целью данной статьи является оценка устойчивости системы ПОР на сигнальном уровне при статической конфигурации методов цифровой обработки сигнала (линейный компонент) и при их динамическом изменении [2] (нелинейный компонент).

Линейная часть сети Петри–Маркова представляет собой набор состояний, соединенных переходами [3] и не изменяющихся в течение времени жизни системы ПОР. Каждое такое состояние может быть описано дифференциальным уравне-

нием. Линейную часть сети Петри–Маркова следует описать через системы линейных неоднородных дифференциальных уравнений или, исключив промежуточные переменные, через уравнение *n*-го порядка:

$$a_0 \frac{d^n O_A(Z)}{dt^n} + a_0 \frac{d^{n-1} O_A(Z)}{dt^{n-1}} + ... + a_n O_A(Z) =$$

$$= b_0 \frac{d^n I_A(Z)}{dt^n} + ... + b_m I_A(Z),$$

где $I_A(Z)$ и $O_A(Z)$ – входная и выходная функции переходов между состояниями функционирующий сети Петри–Маркова; $a_i, i = \overline{1,n}$ и $b_j, j = \overline{1,m}$ – некоторые постоянные, определяемые параметрами компонентов линейной части.

На основе данных функций представляется возможным записать передаточную функцию [4], представляющую собой отношение выходной величины к входной при нулевых начальных условиях:

$$\Phi_{linear} = \frac{O_A(Z)}{I_A(Z)} = \frac{L\{o(t)\}}{L\{i(t)\}},$$

где $L\{o(t)\}$ и $L\{i(t)\}$ – изображения по Лапласу, которые выражаются через

$$L\{f(t)\} = \int_0^\infty e^{-pt}\{f(t)\}dt.$$

Варианты соединений состояний модели системы ПОР, построенной на основе сети Петри–Маркова, представлены на рис. 1.

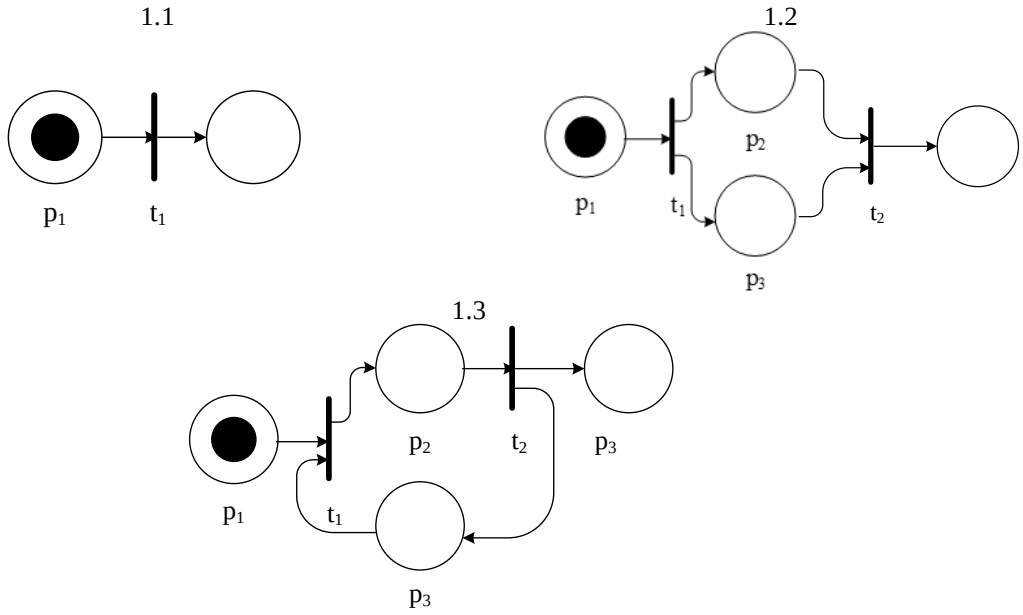


Рис. 1. Варианты представления модели линейной части системы ПОР, построенной на основе аппарата сетей Петри–Маркова

Для последовательного соединения (рис. 1.1) передаточная функция может быть описана как

$$\Phi_{linear} = \frac{O_A(Z)}{I_A(Z)} = \Phi^1_{linear} \Phi^2_{linear};$$

для параллельного соединения (рис. 1.2):

$$\Phi_{linear} = \frac{O_A(Z)}{I_A(Z)} = \Phi^1_{linear} + \Phi^2_{linear};$$

для соединения с обратной связью (рис. 1.3):

$$\Phi_{linear} = \frac{O_A(Z)}{I_A(Z)} = \frac{\Phi^1_{linear}}{1 + \Phi^1_{linear} \Phi^2_{linear}}.$$

Таким образом, представляется возможным оценить линейную часть системы ПОР в условиях реализации информационных воздействий сигнального уровня на основе передаточных функций состояний. Линейная передаточная функция подразумевает статическую конфигурацию описываемых состояний, в частности фиксированные методики цифровой обработки сигнала, такие как: тип модуляции, алгоритм синхронизации, блочное и сверточное кодирование, перемежение, скремблирование.

Целесообразно на основе передаточных функций дать оценку состояний сети Петри–Маркова функционирующей системы ПОР при

динамическом изменении методов канального кодирования. Данная оценка позволит получить динамические характеристики системы при реализации частных целевых функций конфликтных компонентов системы ПОР на сигнальном уровне.

С информационной точки зрения реализация частных целевых функций в конфликте направлена на выполнение процессов конфликтного компонента системы ПОР (ее программного и/или аппаратного компонента) в процессе ее совместного функционирования с другими системами в едином информационном пространстве. Результатом конфликта является нарушение нормального функционирования конфликтующих компонентов или одного из них, выраженное в неправильной реализации целевой функции системы.

Принимая тот факт, что при динамическом изменении конфигурации методов цифровой обработки сигнала и методов канального кодирования в частности (рис. 2) линейные состояния системы ПОР становятся нелинейными, получим нелинейную функцию, зависящую от $I_A(Z)$ и ее производной $\dot{I}_A(Z)$ от одной переменной:

$$O_A(Z) = \Phi_{nonlinear}(I_A(Z), \dot{I}_A(Z)).$$

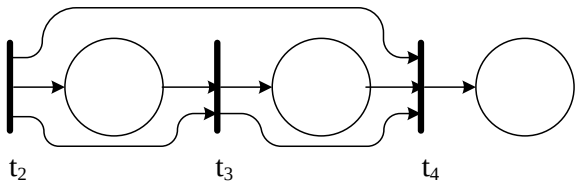


Рис. 2. Нелинейные компоненты системы программно-определяемого радио, представленные на основе аппарата сетей Петри

Для состояний, нелинейная характеристика которых зависит от нескольких переменных, действующих на входе сопряженных с ними переходов, получим:

$$O_A(Z) = \Phi_{nonlinear} \times$$
$$\times(I_A^1(Z), \dot{I}_A^1(Z), I_A^2(Z), \dot{I}_A^2(Z), ..., I_A^n(Z), \dot{I}_A^n(Z)),$$

или если параметры состояния зависят от времени, то получим нестационарную характеристику:

$$O_A(Z) = \Phi_{nonlinear} \times$$
$$\times(I_A^1(Z), \dot{I}_A^1(Z), I_A^2(Z), \dot{I}_A^2(Z), ..., I_A^n(Z), \dot{I}_A^n(Z), t).$$

На рис. 3 представлена имитационная модель сигнального уровня ПОР, построенная на основе подсети Петри–Маркова [1].

Выделенные состояния являются нелинейными, так как для них согласно протоколу связи компонент управления ЦОС может изменять методы блочного и сверточного кодирования, перемежения с течением времени. Рассмотрим систему ПОР с таким нелинейным компонентом. Тогда линейная часть системы при ненулевых начальных условиях может быть выражена через

$$a_0 \frac{d^n O_A(Z)}{dt^n} + a_0 \frac{d^{n-1} O_A(Z)}{dt^{n-1}} + ... + a_n O_A(Z) =$$
$$= b_0 \frac{d^n I_A(Z)}{dt^n} + ... + b_m I_A(Z),$$

нелинейный компонент:

$$O_A(Z) = \Phi_{nonlinear}(I_A(Z), \dot{I}_A(Z)),$$

а конфликтный компонент:

$$O_A(Z) = f(t) - I_A(Z),$$

где $f(t)$ – частная целевая функция конфликтного компонента на сигнальном уровне.

Такая целевая функция может быть исчезающей [5], когда

$$\lim_{t\to\infty} f(t) = 0, \quad \int_0^\infty f(t)dt \le \infty,$$

или ограниченной:

$$|f(t)| \le M_l,$$

где M_l – параметр, характеризующий уровень представления информационного конфликта в системе ПОР.

Для таких систем, согласно [4], можно получить нелинейное интегральное уравнение Вольтера второго рода, характеризующее динамику рассматриваемой системы. Для модели системы ПОР в условиях реализации исчезающих и ограниченных информационных воздействий на сигнальном уровне получим:

$$O_A(Z) = f(t) - \int_o^t h'(t-\lambda)\Phi(o(\lambda), \dot{o}(\lambda))d\lambda,$$

где $h'(t)$ – импульсная характеристика линейной части системы:

$$h'(t) = L^{-1}\{\Phi_{linear}\}.$$

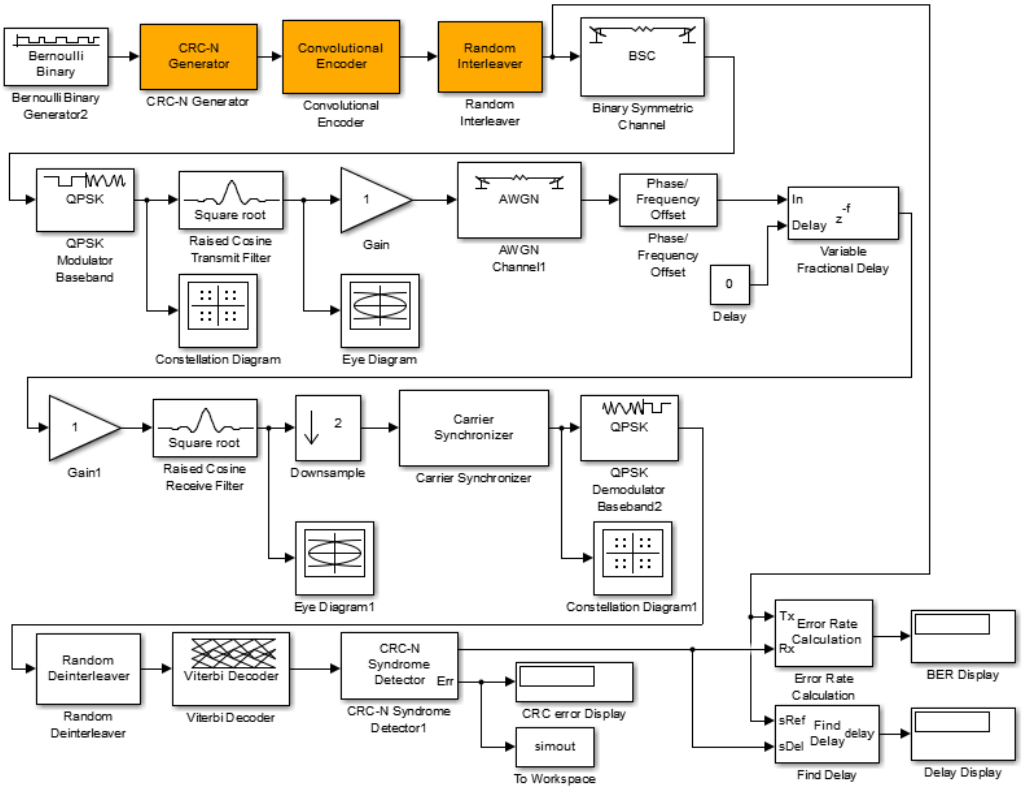


Рис. 3. Имитационная модель системы ПОР

Предложенное интегральное уравнение характеризует $O_A(Z)$ как в переходном, так и в установленном режиме работы и может использоваться для оценки системы ПОР с одним нелинейным состоянием, определяющим конфигурацию методов цифровой обработки сигнала, в условиях реализации информационных воздействий на сигнальном уровне с учетом априорной неопределенности типа и метода их проведения. Результаты имитационного моделирования при наличии в системе ПОР нелинейных элементов с учетом вероятности битовой ошибки в канале связи представлены на рис. 4.

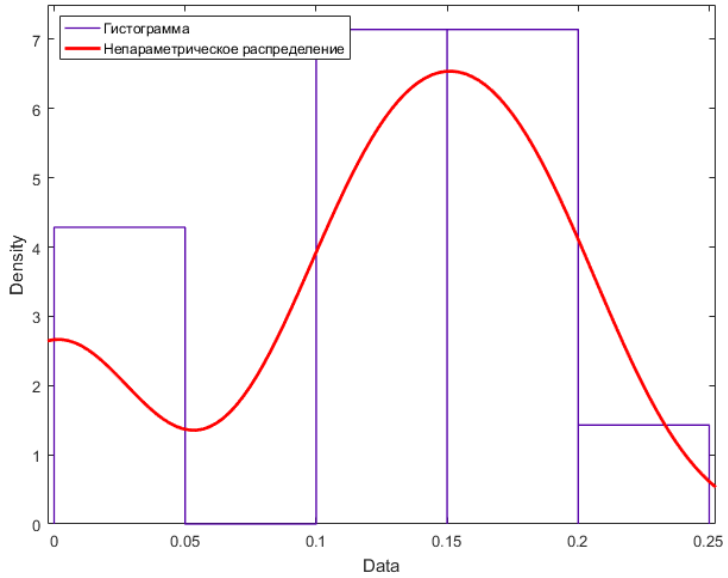


Рис. 4. Гистограмма распределения реализации информационных воздействий на сигнальном уровне при наличии в системе ПОР нелинейных компонентов

Для такой системы целесообразно предъявить требование устойчивой работы при действующих информационных воздействиях на сигнальном уровне. Так, аналогично [6], нелинейная система ПОР устойчива, если при любом $a > 0$ существует такое $\mu(a) > 0$, что для всех внешних воздействий, ограниченных параметром M_l меньше заданного,

$$\sup\left| f(t)\right| < \mu(a).$$

Таким образом, система ПОР будет устойчива [4], когда при любых достаточно малых по абсолютной величине информационных воздействиях абсолютная величина отклонения от установленного состояния будет также достаточно малой. Кроме этого, различный характер реализуемых информационных воздействий порождает изменения центральной задачи и целевой функции, которые могут быть следствием реализации конкурентных компонентов в системе ПОР. Всю совокупность последствий информационных воздействий можно условно разделить на два класса. К конфликтам первого рода относятся конфликты, искажающие входной поток данных и включающие в них специфические структуры, но не оказывающие влияние на саму целевую функцию системы. К конфликтам второго рода относятся конфликты, приводящие к изменению вида целевой функции при неизменности входного потока данных, то есть приводящие в итоге к перехвату управления системой.

Следует сделать вывод, что при реализации конфликтов второго рода система ПОР на сигнальном уровне будет устойчива всегда. Для конфликтов первого рода с учетом специфики выбора методов цифровой обработки сигнала и вероятности появления битовой ошибки в канале связи она может быть рассчитана следующим образом.

Так как частная целевая функция реализации информационного воздействия в пространстве состояний сети Петри–Маркова на сигнальном уровне определяется набором [1]

$$P_S^{a,z}(x,t) = \{P_{crc}(t), P_{conv}(t,\alpha), P_{inl}(t,n), f_{i(a)i(z)}(x), A, Z, \mathrm{I}_A(Z), \mathrm{O}_A(Z), M\},$$

где x – случайная величина определенного закона распределения;

t – вероятность появления битовой ошибки в канале связи;

α – параметр выбора программной или аппаратной реализации декодера Витерби;

n – количество пакетов для перемежения;

$P_{crc}(t)$ – вероятность реализации целевой функции на этапе блокового кодирования;

$P_{conv}(t,\alpha)$ – вероятность реализации целевой функции на этапе сверточного кодирования;

$P_{inl}(t,n)$ – вероятность реализации целевой функции на этапе перемежения;

$f_{i(a)i(z)}(x)$ – плотность вероятности реализации частной целевой функции в пространстве сети Петри–Маркова;

$A, Z, I_A(Z), O_A(Z), M$ – структурно-параметрические характеристики функционирующей системы, то для конфликтов первого рода в системе ПОР получим оценку устойчивости (рис. 5)

$$\sup\left|P_S^{a,z}(x,t)\right| < \mu(a),$$

где $\mu(a)$ – заданный параметр, характеризующий переход системы ПОР в точку бифуркации при его превышении.

Другой оценкой устойчивости системы ПОР может быть оценка ее выживаемости. В условиях успешной реализации информационного воздействия вследствие конфликта первого рода на сигнальном уровне система ПОР становится неустойчивой и возникает неопределенность, связанная с оценкой состояний, в которые она может перейти.

Теория выживаемости позволяет произвести анализ таких событий на основе риск-анализа. Оценку выживаемости системы ПОР в целом и на сигнальном уровне в частности целесообразно провести на основе введенного понятия риска конфликтности системы. Данная методика отличается от существующих тем, что отходит от традиционного для риск-анализа понятия «ущерб» и позволяет оценить риски достижения состояний системы ПОР, связанных с реализацией частных целевых функций конфликтных компонентов на сигнальном, семантическом и прагматическом уровнях.

В связи с этим целесообразно рассчитать параметры риска, функция которого в общем случае имеет следующий вид:

$$Risk_{exec}(l) = l\varphi(l),$$

где $\varphi(l)$ – плотность вероятности реализации целевой функции конфликтного компонента системы ПОР на l-м уровне представления информационного конфликта.

Такую функцию целесообразно рассматривать как произведение вероятностей реализации частных целевых функций сигнального, семантического и прагматического уровней, причем вероятность каждой последующей частной целевой функции вычисляется в предположении, что частные целевые функции предыдущих уровней представления информационного конфликта были успешно реализованы. Для построенной имитационной модели функция риска достижимости представлена на рис. 6.

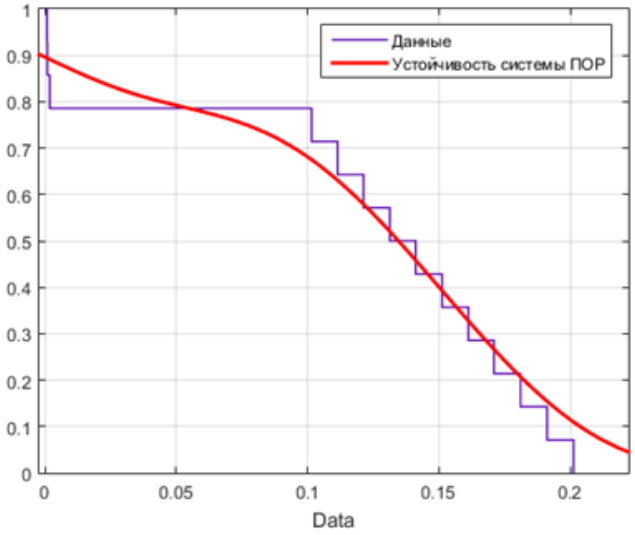


Рис. 5. Оценка устойчивости системы ПОР

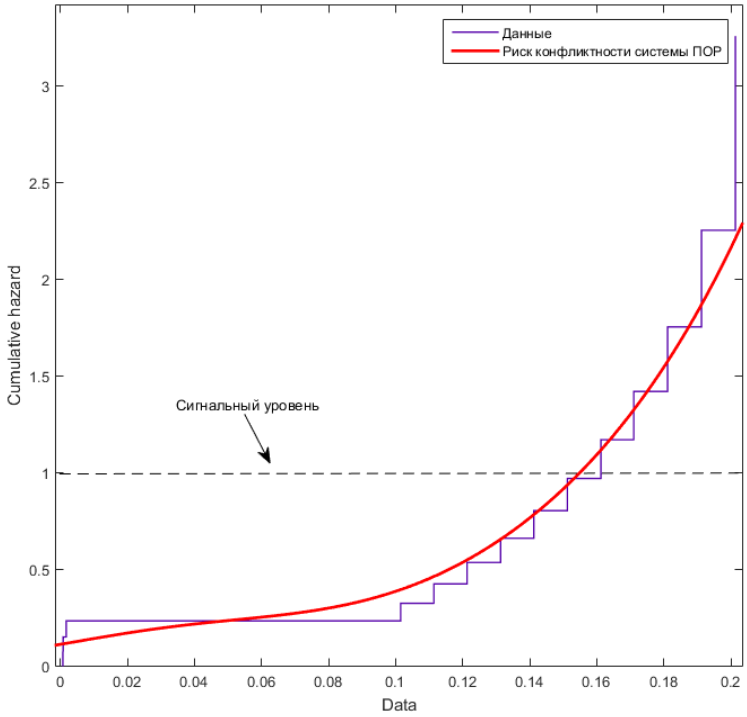


Рис. 6. Риск конфликтности системы ПОР

Для рассматриваемой модели системы ПОР представляется возможным определить вероятностные характеристики на выходе нелинейного компонента. В нашем случае с учетом ограничения рассмотрения процессов реализации информационных воздействий сигнальным уровнем получим k-й начальный момент [7]:

$$a_k = \int_0^1 \Phi_{nonlinear}[i(l), \dot{i}(l)] l^k \varphi(l) dl .$$

Отсюда среднее значение достигаемого уровня при реализации целевой функции конфликтного компонента в системе ПОР $M = a_1$.

При этом *k*-й центральный момент [7]

$$\mu_k = \int_0^1 (l - M)^k \varphi(l) dl .$$

Среднеквадратическое отклонение [7] уровня реализации целевой функции конфликтного компонента l от среднего значения *M*:

$$\sigma = \sqrt{\mu_2} .$$

При реализации информационных воздействий на различных уровнях представления информационного конфликта целесообразно определить:

1) l=0, когда информационное воздействие в отношении системы ПОР не осуществляется;

2) l=1 при реализации частной целевой функции конфликтного компонента системы ПОР на сигнальном уровне представления информационного конфликта;

3) l=2 при успешной реализации целевой функции конфликтного компонента системы ПОР, связанной с переходом на семантический уровень представления информационного конфликта;

4) l=3 при последовательной реализации частных целевых функций на сигнальном и семантическом уровнях представления информационного конфликта и успешном достижении прагматического уровня.

Аналогично начальным и центральным моментам можно вычислить и другие вероятностные характеристики выхода нелинейного компонента системы ПОР. Моду риска конфликтности реализации целевой функции конфликтного компонента на сигнальном уровне в системе ПОР l_0 целесообразно найти из решения следующего уравнения:

$$\Phi_{nonlinear}[I_A(Z), \dot{I}_A(Z)] Risk_{exec}'(l) =$$
$$= \Phi_{nonlinear}[I_A(Z), \dot{I}_A(Z)](l\varphi(l))' = 0,$$
$$\Phi_{nonlinear}[I_A(Z), \dot{I}_A(Z)]\varphi(l) +$$
$$+\Phi_{nonlinear}[I_A(Z), \dot{I}_A(Z)] l\varphi'(l) = 0.$$

Тогда через определение устойчивости системы ПОР можно получить критерий

$$\sup\left|l_0^*\right| < \mu(l), \quad 0 \le \mu(l) < 1,$$

где l_0^* – полученная мода риска, $\mu(l)$ – параметр системы, ограничивающийся в данном случае сигнальным уровнем. При $\mu(l) = 0$ гарантируется бесконфликтное функционирование системы, при $\mu(l) = 1$ система ПОР на сигнальном уровне перейдет в точку бифуркации.

Таким образом, на основе предложенных методик представляется возможным оценить устойчивость функционирующей системы программно-определяемого радио в условиях реализации информационных воздействий на сигнальном уровне с учетом априорной неопределенности типа и метода их проведения.

Кроме этого, с использованием полученных значений параметров риска конфликтности возможен анализ поведения функции риска конфликтности. В частности, через выражение для моды риска кроме оценки устойчивости системы программно-определяемого радио в условиях информационного противоборства целесообразно определить пики риска при дальнейшей реализации информационных воздействий на семантическом и прагматическом уровнях системы ПОР.

Литература

1. *Алферов А.Г., Толстых Н.Н., Белицкий А.М., Степанец Ю.А.* Перехват управления инфокоммуникационных систем // Теория и техника радиосвязи. 2014. № 4. С. 5–13.

2. *Власов Б.И, Толстых Н.Н., Степанец Ю.А.* Динамика принудительного изменения целевого состояния инфокоммуникационной системы // Труды 21-й Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», 14–16 апреля 2015, Воронеж.

3. *Питерсон Дж.* Теория сетей Петри и моделирование систем. М.: Мир, 1984. 264 с.

4. *Наумов Б.Н.* Теория нелинейных автоматических систем. Частотные методы. М.: Главная редакция физико-математической литературы изд-ва «Наука», 1972. 544 с.

5. *Ляпунов А.М.* Общая задача устойчивости движения / Харьков. матем. об-во, 1892. 251 с.

6. *Цыпкин Я.З.* Об устойчивости в целом нелинейных импульсных автоматических систем / ДАН СССР. 1962, 145, № 1.

7. *Вентцель Е.С., Овчаров Л.А.* Теория вероятностей и ее инженерные приложения: учеб. пособие для втузов. 2-е изд., стер. М.: Высш. шк., 2000. 480 с.: ил.

Статья поступила в редакцию 10 марта 2017 года

УДК 621.396

ОБОБЩЕННОЕ УРАВНЕНИЕ ДИНАМИКИ СИСТЕМЫ СИНХРОНИЗАЦИИ КАНАЛОВ АВИАЦИОННО-КОСМИЧЕСКОЙ РАДИОСВЯЗИ

© Авторы, 2017

В.А. Васильев, к.т.н., доцент, e-mail: vashome60@mail.ru
А.А. Демчук, к.ф.-м.н., доцент
Г.А. Попов, к.т.н., старший преподаватель, e-mail: pop6869@mail.ru
ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

Рассматривается задача оценки точности синхронизации каналов передачи информации в спутниковой системе связи. Разработана методика исследования системы синхронизации, функционирующей в условиях, характерных для авиационно-космической радиосвязи.

***Ключевые слова**: спутниковая связь, система синхронизации, задержка сигнала, запаздывание в петле регулирования.*

GENERALIZED DYNAMIC EQUATION OF THE SYSTEM SYNCHRONIZATION CHANNELS AEROSPACE TELECOMMUNICATION

© Authors, 2017

V.A. Vasiliev, Ph.D. (Eng.), Associate Professor, e-mail: vashome60@mail.ru
A.A. Demchuk, Ph.D. (Phys. and Math.), Associate Professor
G.A. Popov, Ph.D. (Eng.), Lecturer, e-mail: pop6869@mail.ru
Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy (Voronezh)

We consider the problem of evaluating the accuracy of synchronization of data transmission channels in a satellite communication system. The methodology of the study of the synchronization system which operates in conditions characteristic of aerospace communications

***Keywords**: satellite communications, system synchronization, signal delay, the delay in the loop regulation.*

Современные спутниковые радиолинии характеризуются низким отношением сигнал–шум, наличием изменяющегося во времени доплеровского сдвига частоты и других мешающих факторов, что обусловливает снижение помехоустойчивости системы связи в режиме синхронизации. Для компенсации воздействий указанных факторов применяются следящие фильтры, включающие системы фазовой (ФАПЧ) или частотной автоподстройки частоты и схему слежения за задержкой (ССЗ). При этом существует класс систем спутниковой связи, в котором синхронизация всех приемников абонентских станций (АС) осуществляется со спутника-ретранслятора (СР), на котором размещаются генераторы несущей и тактовой частоты. Такой подход позволяет улучшить синхронизацию приемников и повысить эффективность передачи по линии СР–АС. Известно также построение систем связи, в которых обеспечивается синхронизация не только приемников АС, но и их передатчиков [1]. Синхронизацию передатчиков АС осуществляют за счет автоподстройки передатчиков по частоте несущей и задержке сигнала (задержка кода или фазы тактовой частоты). При таком построении системы связи резко упрощаются приемники СР, принимающие потоки сигналов от многих абонентов, а также сами абонентские приемники.

Наиболее существенное упрощение получается при многостанционном доступе с временным и кодовым уплотнением. В таких системах часто используются широкополосные псевдослучайные сигналы с фазовой манипуляцией, имеющие хорошие корреляционные свойства, хотя не исключено применение и других форм сигналов. Однако при любых формах сложных сигналов необходимы меры по снижению неопределенности в оценках задержки и частоты сигналов до величин, обеспечивающих устойчивую синхронизацию каналов и помехоустойчивость системы связи в целом. Наиболее актуальна данная проблема в области авиационно-космической радиосвязи с высокодинамичными

 ISSN 1995-7009

летательными аппаратами. Поэтому результаты оценки и анализа ошибки синхронизации в спутниковой системе связи с синхронизацией передатчиков бортовых радиостанций представляют практический интерес.

Структурная схема одного из вариантов системы синхронизации [1] изображена на рис. 1. На СР установлены тактовый генератор ТГ, генерирующий сигнал в виде псевдослучайной последовательности (ПСП) заданной структуры, дискриминатор Д по задержке с фильтром ФНЧ низкой частоты, передатчик $ПРД_{СР}$ ретранслятора. На абонентской станции расположены приемное устройство $ПРМ_{АС}$, управляемый тактовый генератор УТГ и передающее устройство $ПРД_{АС}$. Задающие генераторы на СР и АС вырабатывают периодические сигналы, начало которых относительно фиксированного времени t_0 определяется отрезками времени $t_{СР}$ и $t_{АС}$ соответственно.

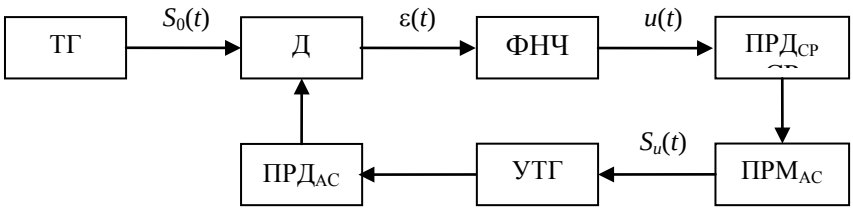


Рис. 1. Вариант структурной схемы системы синхронизации

В общем случае отрезки времени $t_{СР}$ и $t_{АС}$ различны и постоянно изменяются, поэтому сигнал $S_0(t)$ на борту СР и сигнал $S(t)$, передаваемый АС, не синхронизированы во времени. К моменту прихода на СР сигнал $S(t)$ имеет сдвиг во времени относительно t_0 на величину $t_{СР} + \tau$. Дискриминатор выделяет ошибку $\varepsilon(t)$ из разности отрезков времени $t_{СР} + \tau - t_{АС}$. Далее сигнал ошибки преобразуется в напряжение $u(t)$, которое усиливается и передается по линии связи абоненту. Принятый сигнал $S_u(t)$ воздействует на управляемый генератор ПСП. При этом $S(t)$ на оси времени располагается таким образом, чтобы ошибка $\varepsilon(t)$ стала равной нулю.

При условии высокой точности синхронизации задающего генератора на СР отрезок времени $t_{СР}$ можно считать постоянной величиной. Тогда динамические процессы, протекающие в следящей системе, зависят только от изменения во времени случайной задержки $\tau(t)$ сигнала в канале связи и ошибка синхронизации $\varepsilon(t)$ определяется разностью

$$\varepsilon(t) = \tau(t) - \hat{\tau}(t), \qquad (1)$$

где $\hat{\tau}(t)$ – оценка задержки сигнала.

Уравнение, описывающее динамику процессов в следящей системе, имеет вид

$$\frac{d\varepsilon(t)}{dt} + K\frac{F(p)}{L(p)}R[\varepsilon(t-\tau(t))] = \frac{d\tau(t)}{dt}, \qquad (2)$$

где K – коэффициент усиления; $L(p)$ и $F(p)$ – линейные дифференциальные операторы; $R[\varepsilon(t-\tau(t))]$ – функция, являющаяся характеристикой дискриминатора и аналитически определяемая следующим выражением [2]:

$$R(\varepsilon) = \begin{cases} K_Д\varepsilon & \text{для } -\Delta \le \varepsilon < \Delta; \\ 2U_0 - K_Д\varepsilon & \text{для } \Delta \le \varepsilon < 2\Delta; \\ -2U_0 - K_Д\varepsilon & \text{для } -\Delta > \varepsilon \ge -2\Delta; \\ 0 & \text{для } |\varepsilon| > 2\Delta, \end{cases} \qquad (3)$$

где Δ – длительность элемента ПСП, при этом $U_0 = K_Д \cdot \Delta$.

Введя безразмерные величины (аргумент t опустим) $\gamma = \frac{\varepsilon}{\Delta}$, $\sigma = \frac{\tau}{\Delta}$ и сделав необходимые преобразования, окончательно имеем уравнение для следящей системы без корректирующего фильтра

$$\frac{d\gamma}{dt} + K_0 S[\gamma(t-\tau)] = \frac{d\sigma}{dt}, \qquad (4)$$

где $K_0 = K \cdot K_Д$ – общий коэффициент усиления системы:

$$S(\gamma) = \begin{cases} \gamma & \text{для } -1 \le \gamma < 1; \\ 2-\gamma & \text{для } 1 \le \varepsilon < 2; \\ -2-\gamma & \text{для } -1 > \varepsilon \ge -2; \\ 0 & \text{для } |\gamma| > 2. \end{cases}$$

После преобразования членов уравнения (4) по Лапласу относительно переменной t в предположении, что случайное запаздывание $\tau(t)$ постоянно в некоторый момент времени t_0, полу-

чим передаточную функцию разомкнутой цепи

$$W(p)=\left(\frac{K_0}{P}\right)e^{-\frac{-p\tau}{2}}. \qquad (5)$$

Тогда, согласно частному критерию, необходимым условием существования устойчивого режима синхронизации являются значения $\gamma \le 1$ и значения параметров системы K_0 и τ, удовлетворяющие равенству

$$K_0 \cdot \tau = \pi. \qquad (6)$$

Для анализа функционирования системы синхронизации АС получены решения обобщенного дифференциального уравнения (2) для различных значений K_0 и τ методом математического моделирования. Процесс решения дифференциального уравнения состоит из следующих этапов:

1. Отрезок времени $[t_0, T]$, на котором отыскивается решение, разбивается на интервалы, равные величинам запаздывания τ в начале каждого из этих интервалов, начиная с t_0.

2. Для каждого интервала, равного времени запаздывания, записывается обыкновенное дифференциальное уравнение, соответствующее данному уравнению. Это осуществляется путем замены в последнем на промежутке $[t_0, t_0 + \tau]$ значения запаздывающей функции значением некоторой начальной функции, определенной на отрезке $[t_0 - \tau, t_0]$; а на всех последующих интервалах значения запаздывающей функции заменяются ее значениями, вычисленными на предыдущем интервале.

3. Каждый интервал времени длиной τ разбивается на m отрезков (шагов интегрирования) величиной $h = \tau/m$, на каждом из которых осуществляется интегрирование полученного обыкновенного дифференциального уравнения методом Эйлера.

4. Вычисленные значения решения уравнения запоминаются для использования их на следующем интервале.

Интервалы времени, на которых заданное дифференциальное уравнение заменяется обыкновенным дифференциальным уравнением, являются переменными, зависящими от времени по заданному закону изменения запаздывания.

Моделирование системы синхронизации, описываемой выражением (4), проведено на конкретном примере, когда случайная задержка $\tau(t)$ – компонента марковского процесса $\lambda(t)$, который удовлетворяет стохастическому дифференциальному уравнению [3]

$$\frac{d\boldsymbol{\lambda}(t)}{dt} = \mathbf{A}\boldsymbol{\lambda}(t) + \mathbf{n}_\lambda(t),\ \boldsymbol{\lambda}(0) = \boldsymbol{\lambda}_0, \qquad (7)$$

где $\mathbf{A}$ – матрица коэффициентов системы

$$\mathbf{A}=\begin{bmatrix}0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 1\\ 0 & 0 & -\alpha\end{bmatrix},\ \boldsymbol{\lambda}(t)=\begin{bmatrix}\tau(t)\\ V_\tau(t)\\ \mathrm{a}_\tau(t)\end{bmatrix},\ \mathbf{n}_\lambda(t)=\begin{bmatrix}0\\ 0\\ n_\mathrm{a}(t)\end{bmatrix},$$

$$\boldsymbol{\lambda}=\begin{bmatrix}\tau_0\\ V_{\tau_0}\\ a_{\tau_0}\end{bmatrix};\ V_\tau(t),\ a_\tau(t) -$$ скорость и ускорение изменения задержки $\tau(t)$; α – ширина спектра флуктуаций случайного марковского процесса, формируемого согласно модели (7) из белого гауссовского шума $n_a(t)$.

В процессе моделирования оценивались точностные характеристики следящей системы, для чего на каждом шаге вычисления осуществлялась статистическая обработка результатов. На рис. 2 представлены графики зависимостей дисперсии нормированной ошибки синхронизации от значений K_0 и α.

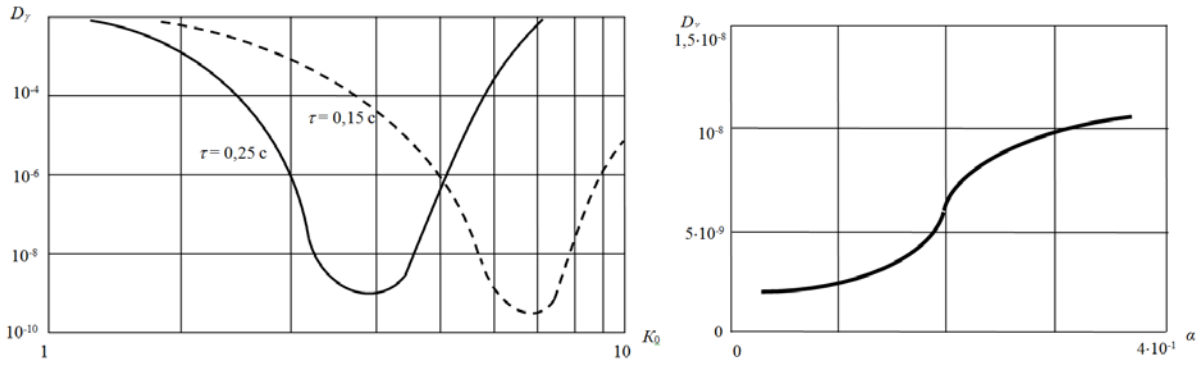


Рис. 2. Зависимость дисперсии нормированной ошибки синхронизации от значения общего коэффициента усиления системы и ширины спектра флуктуаций задержки сигнала

Анализ результатов моделирования позволяет сделать ряд выводов.

1. Для заданного начального значения задержки τ существует оптимальный коэффициент усиления K_{opt}, соответствующий минимальному значению дисперсии ошибки синхронизации D_{γ}. Существование K_{opt} можно объяснить влиянием двух противоречивых факторов: с одной стороны, увеличение K_0 приводит к снижению ошибки синхронизации, а с другой стороны, увеличение K_0 приводит к снижению устойчивости слежения, что, в свою очередь, ухудшает точность синхронизации.

2. Установлено, что исследуемая система синхронизации обладает высокой чувствительностью к флуктуациям задержки сигнала, обусловленным относительным движением СР и летательного аппарата, что при определенных условиях приводит к срыву синхронизации. Кроме того, влияние флуктуаций на точность синхронизации каналов связи растет с увеличением задержки τ.

3. В рассматриваемых условиях функционирования следящая система обладает граничной точностью синхронизации вследствие наличия условия (6). Некоторого улучшения указанного параметра можно добиться путем коррекции частотных характеристик системы, включая в ее структурную схему корректирующие фильтры.

Литература

1. *Chen C.C., Holms J.K.* Tracking Status detector for a digital delay lock loop. United States Patent, June 1, 1986. 640 p.

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

3. *Тихонов В.И., Харисов В.Н.* Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем: Учеб. пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1991. 608 с.

Статья поступила в редакцию 4 июля 2017 года

УДК 621.396.98

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ В МНОГОПОЗИЦИОННОЙ СИСТЕМЕ НАБЛЮДЕНИЯ С ВНЕШНИМ ПОДСВЕТОМ СИГНАЛАМИ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ ЗА СЧЕТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ ПСЕВДОСПУТНИКОВ

© Авторы, 2017

В.В. Кирюшкин, к.т.н., начальник кафедры, доцент, e-mail: kiryushkin.vlad@mail.ru
Д.А. Черепанов, к.т.н., преподаватель, e-mail: dencherep170982@yandex.ru
Е.А. Дьяконов, адъюнкт
ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

Исследована возможность повышения точности определения координат воздушных целей в многопозиционной системе наблюдения с внешним подсветом сигналами глобальных навигационных спутниковых систем за счет использования сигналов псевдоспутников. Показано, что использование сигналов псевдоспутников дополнительно с сигналами спутников позволяет в 8–10 раз уменьшить пиковую и в 2–3 раза среднюю погрешность измерения координат воздушной цели.

***Ключевые слова**: многопозиционная система наблюдения, глобальная навигационная спутниковая система, геометрический фактор, псевдоспутники.*

INCREASING AIR TARGET POSITIONING ACCURACY IN THE MLAT SYSTEM WITH EXTERNAL SIGNALS RADIATED BY GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEMS BY USING PSEUDO-SATELLITES' SIGNALS

© Authors, 2017

V.V. Kiryushkin, Ph.D. (Eng.), Head of Department, Associate Professor, e-mail: kiryushkin.vlad@mail.ru
D.A. Cherepanov, Ph.D. (Eng.), Lecturer, e-mail: dencherep170982@yandex.ru
E.A. Dyakonov, Postgraduate
Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy (Voronezh)

We investigated a possibility to increase the accuracy of air target positioning in the MLAT system with external signals radiated by global navigation satellite systems by using pseudo-satellites' signals. The use of pseudo-satellites' signals in addition to the satellites' signals is proved to reduce air target positioning peak error 8–10 times and mean error 2–3 times.

***Keywords**: MLAT system, global navigation satellite system, geometrical factor, pseudo-satellites.*

В настоящее время вопросу использования многопозиционных неизлучающих систем с внешним подсветом сигналами глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС) для наблюдения воздушных целей посвящено множество отечественных и зарубежных теоретических и экспериментальных исследований [1–12].

Последние результаты [11–12] показали, что количество спутников, удовлетворяющих просветным бистатическим условиям [1] в многопозиционной системе «навигационные спутники – воздушная цель – наземный приемник», даже при совместном использовании перспективной полной группировки спутников *GPS*, ГЛОНАСС, *GALILEO* и *COMPASS*, не обеспечивает надежное функционирование такой многопозиционной системы. При этом точность определения координат воздушной цели изменяется в очень широких пределах: от единиц до нескольких сот метров, что связано с увеличением значения геометрического фактора, что, в свою очередь, обусловлено изменением количества и взаимного расположения спутников, попадающих в узкий диапазон телесных углов, образуемых конусом с вершиной в точке расположения наземного приемника и центром основания, совпадающим с местом положения воздушной цели.

В [12] было показано, что зона действия системы наблюдения, использующей только один наземный приемник, даже при полной перспек-

 ISSN 1995-7009

тивной группировке спутников, не обеспечивает надежное определение координат воздушной цели и в некоторых секторах наблюдения характеризуется провалами до значений угла места 30–40°.

Известно, что одним из способов уменьшения значений геометрического фактора является изменение конфигурации наблюдаемого созвездия навигационных маяков (спутников) за счет включения в его состав одного или нескольких наземных псевдоспутников.

Таким образом, целью настоящей работы является исследование возможности повышения точности определения координат воздушных целей в многопозиционной системе наблюдения с внешним подсветом сигналами глобальных навигационных спутниковых систем за счет использования сигналов псевдоспутников.

Рассмотрим многопозиционную систему наблюдения (рис. 1), использующую для подсвета воздушных целей сигналы навигационных спутников ГНСС Сj (j=1, 2, …, N, где $N \geq 4$) с координатами $\left(x_j, y_j, z_j\right)$ и сигналы псевдоспутников ПС$_i$ (i=1, 2, …, M) с координатами $\left(x_i^{\text{ПС}}, y_i^{\text{ПС}}, z_i^{\text{ПС}}\right)$. В наземном приемнике П с известными координатами $\left(x_{\text{П}}, y_{\text{П}}, z_{\text{П}}\right)$ наряду с навигационными сигналами прямого распространения принимаются сигналы, рассеянные воздушной целью Ц с неизвестными координатами $\left(x, y, z\right)$, находящейся в зоне действия многопозиционной системы наблюдения [1, 6–12].

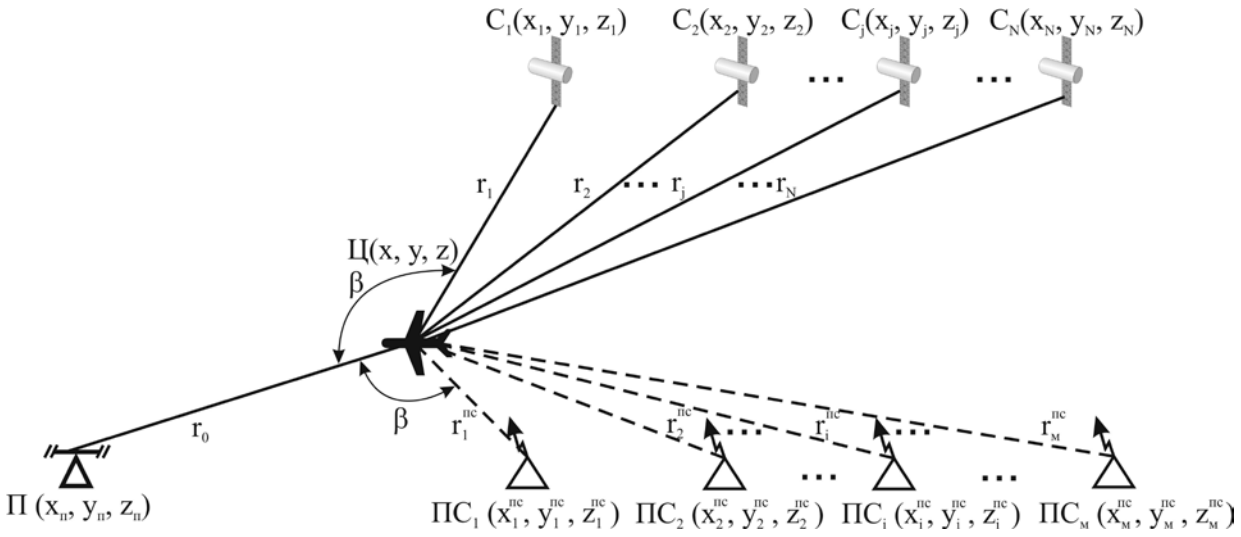


Рис. 1. Многопозиционная система наблюдения
«навигационные спутники/псевдоспутники – воздушная цель – наземный приемник»

Навигационные сигналы, рассеянные воздушной целью, выделяют на фоне навигационных сигналов прямого распространения одним из оценочно-корреляционно-компенсационных методов [7, 13]. По рассеянным сигналам осуществляется измерение дальностей r_j^S вдоль пути распространения «j-й навигационный спутник – воздушная цель – наземный приемник»:

$$r_j^S = r_j + r_0 + \varepsilon, \qquad (1)$$

где $r_j = \left[(x_j - x)^2 + (y_j - y)^2 + (z_j - z)^2\right]^{1/2}$ – дальность пути «j-й навигационный спутник – воздушная цель», $r_0 = \left[(x_{\text{П}} - x)^2 + (y_{\text{П}} - y)^2 + (z_{\text{П}} - z)^2\right]^{1/2}$ – дальность пути «воздушная цель – наземный приемник», ε – случайная погрешность измерения дальности. И измерение дальностей r_i^{PS} вдоль пути распространения «i-й псевдоспутник – воздушная цель – наземный приемник»:

$$r_i^{PS} = r_i^{\text{ПС}} + r_0 + \varepsilon, \qquad (2)$$

где $r_i^{\text{ПС}} = \left[(x_i^{\text{ПС}} - x)^2 + (y_i^{\text{ПС}} - y)^2 + (z_i^{\text{ПС}} - z)^2\right]^{1/2}$ – дальность пути «i-й псевдоспутник – воздушная цель».

В канале вторичной обработки приемника П на основе измеренных дальностей r_j^S и r_i^{PS} с

использованием разностно-дальномерного метода и метода наименьших квадратов определяются неизвестные координаты воздушной цели. Для этого одно из измерений, например измерение для 1-го спутника, выбирается в качестве опорного и вычитается из измерений сигналов всех остальных спутников и псевдоспутников.

Тогда для N спутников, для которых выполняется условие просветной радиолокации (значение бистатического угла лежит в пределах $\beta = 130 - 180^\circ$ [1], см. рис. 1), получают систему из N–1 уравнений:

$$\Delta r_{j1}^{S} = r_j^{S} - r_1^{S} + \varepsilon, \qquad (3)$$

где j=2, 3, …, N – номер спутника; Δr_{j1}^{S} – разность измеренных дальностей от цели до j-го и до 1-го навигационных спутников.

Соответственно для M псевдоспутников, для которых выполняется условие просветной радиолокации, получают систему из M уравнений:

$$\Delta r_{i1}^{PS} = r_i^{PS} - r_1^{S} + \varepsilon, \qquad (4)$$

где $i = 1, 2, \ldots, M$ – номер псевдоспутника; Δr_{i1}^{PS} – разность измеренных дальностей от цели до i-го псевдоспутника и до 1-го навигационного спутника.

Для решения полученной системы нелинейных уравнений воспользуемся итерационным методом наименьших квадратов [14], для чего запишем системы нелинейных уравнений (3) и (4) в обобщенном виде

$$\mathbf{R}_S = \mathbf{R}_S(\mathbf{q}, \mathbf{Q}_S), \qquad (5)$$

$$\mathbf{R}_{PS} = \mathbf{R}_{PS}(\mathbf{q}, \mathbf{Q}_{PS}), \qquad (6)$$

где $\mathbf{R}_S$ – (N–1)-мерный вектор измерений разностей дальностей до спутников, $\mathbf{R}_{PS}$ – M-мерный вектор измерений разностей дальностей до псевдоспутников, $\mathbf{q} = \begin{bmatrix} x & y & z \end{bmatrix}^T$ – вектор истинных координат воздушной цели, $\mathbf{Q}_S$ – матрица координат навигационных спутников, $\mathbf{Q}_{PS}$ – матрица координат псевдоспутников.

Результирующий (N+M–1)-мерный вектор $\mathbf{R}$ измерений разностей дальностей определяется как

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_S \mathbf{R}_{PS} \end{bmatrix}^T, \qquad (7)$$

а результирующее уравнение измерений в матричном виде запишется как

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}(\mathbf{q}, \mathbf{Q}), \qquad (8)$$

где $\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_S \mathbf{Q}_{PS} \end{bmatrix}^T$ – общая матрица координат навигационных маяков (спутников и псевдоспутников).

Решение уравнения (8) представляет собой процесс многократной (итерационной) обработки результатов навигационных измерений [14]:

$$\hat{\mathbf{q}}_k = \hat{\mathbf{q}}_{k-1} + \left(\mathbf{C}_{k-1}^T \mathbf{P} \mathbf{C}_{k-1} \right)^{-1} \mathbf{C}_{k-1}^T \mathbf{P} \delta \mathbf{R}_{k-1}, \qquad (9)$$

где $\hat{\mathbf{q}}_{k-1} = \left(\hat{x}_{k-1}, \hat{y}_{k-1}, \hat{z}_{k-1} \right)^T$ – оценка вектора координат цели на k–1 итерации вычислений; $\delta \mathbf{R}_{k-1} = \mathbf{R} - \hat{\mathbf{R}}_{k-1}$ – вектор разностей (невязок) измеренных $\mathbf{R}$ и рассчитанных на k–1-й итерации $\hat{\mathbf{R}}_{k-1}$ разностей дальностей; $\mathbf{C}_{k-1}$ – матрица наблюдений, $\mathbf{P}$ – матрица, обратная корреляционной матрице погрешностей измерений дальностей.

Для бистатических разностно-дальномерных измерений элементы вектора невязок $\delta \mathbf{R}_{k-1}$ будут вычисляться по формулам (10), (12), (13) – для j-го спутника и (11), (13), (14) – для i-го псевдоспутника:

$$\delta\left(\Delta r_{j1,k-1}^{S} \right) = \Delta r_{j1}^{S} - \hat{r}_{j,k-1}^{S} + \hat{r}_{1,k-1}^{S}, \qquad (10)$$

$$\delta\left(\Delta r_{i1,k-1}^{PS} \right) = \Delta r_{i1}^{PS} - \hat{r}_{i,k-1}^{PS} + \hat{r}_{1,k-1}^{S}, \qquad (11)$$

$$\hat{r}_{j,k-1}^{S} = \left[\left(x_j - \hat{x}_{k-1} \right)^2 + \left(y_j - \hat{y}_{k-1} \right)^2 + \left(z_j - \hat{z}_{k-1} \right)^2 \right]^{1/2}, \qquad (12)$$

$$\hat{r}_{1,k-1}^{S} = \left[\left(x_1 - \hat{x}_{k-1} \right)^2 + \left(y_1 - \hat{y}_{k-1} \right)^2 + \left(z_1 - \hat{z}_{k-1} \right)^2 \right]^{1/2}, \qquad (13)$$

$$\hat{r}_{i,k-1}^{PS} = \left[\left(x_i^{\text{ПС}} - \hat{x}_{k-1} \right)^2 + \left(y_i^{\text{ПС}} - \hat{y}_{k-1} \right)^2 + \left(z_i^{\text{ПС}} - \hat{z}_{k-1} \right)^2 \right]^{1/2}. \qquad (14)$$

Матрица наблюдений $\mathbf{C}_{k-1}$ имеет размерность $(N+M-1)$x3 и определяется по формулам (15)–(20):

$$\mathbf{C}_{k-1}=\left[\mathbf{C}^{S}_{21,k-1}...\mathbf{C}^{S}_{j1,k-1}...\mathbf{C}^{S}_{N1,k-1}...\mathbf{C}^{PS}_{(N+i)1,k-1}...\mathbf{C}^{PS}_{(N+M)1,k-1}\right]^{T}, \quad (15)$$

$$\mathbf{C}^{S}_{j1,k-1}=\left[\left(\cos\alpha^{S}_{j}-\cos\alpha^{S}_{1}\right)\ \left(\cos\beta^{S}_{j}-\cos\beta^{S}_{1}\right)\ \left(\cos\gamma^{S}_{j}-\cos\gamma^{S}_{1}\right)\right], \quad (16)$$

$$\cos\alpha^{S}_{j}=\frac{x_j-\hat{x}_{k-1}}{\hat{r}^{S}_{j,k-1}},\ \cos\beta^{S}_{j}=\frac{y_j-\hat{y}_{k-1}}{\hat{r}^{S}_{j,k-1}},\ \cos\gamma^{S}_{j}=\frac{z_j-\hat{z}_{k-1}}{\hat{r}^{S}_{j,k-1}}, \quad (17)$$

$$\cos\alpha^{S}_{1}=\frac{x_1-\hat{x}_{k-1}}{\hat{r}^{S}_{j,k-1}},\ \cos\beta^{S}_{1}=\frac{y_1-\hat{y}_{k-1}}{\hat{r}^{S}_{j,k-1}},\ \cos\gamma^{S}_{1}=\frac{z_1-\hat{z}_{k-1}}{\hat{r}^{S}_{j,k-1}}, \quad (18)$$

$$\mathbf{C}^{PS}_{(N+i)1,k-1}=\left[\left(\cos\alpha^{PS}_{i}-\cos\alpha^{S}_{1}\right)\ \left(\cos\beta^{PS}_{i}-\cos\beta^{S}_{1}\right)\ \left(\cos\gamma^{PS}_{i}-\cos\gamma^{S}_{1}\right)\right], \quad (19)$$

$$\cos\alpha^{PS}_{i}=\frac{x^{\text{ПС}}_{i}-\hat{x}_{k-1}}{\hat{r}^{PS}_{i,k-1}},\ \cos\beta^{PS}_{i}=\frac{y^{\text{ПС}}_{i}-\hat{y}_{k-1}}{\hat{r}^{PS}_{i,k-1}},\ \cos\gamma^{PS}_{i}=\frac{z^{\text{ПС}}_{i}-\hat{z}_{k-1}}{\hat{r}^{PS}_{i,k-1}}. \quad (20)$$

Точность оценки вектора $\hat{\mathbf{q}}$ координат воздушной цели определяется корреляционной матрицей погрешностей [14]:

$$\mathbf{K}_{q}=\left(\mathbf{C}^{T}_{k-1}\mathbf{P}\mathbf{C}_{k-1}\right)^{-1}. \quad (21)$$

Описанный алгоритм реализован в среде программирования *MATLAB*. Исследование проводилось для истинной траектории воздушной цели, сформированной в среде авиасимулятора *FlightGear* и показанной на рис. 2 сплошной кривой в геодезической системе координат (*B* – широта, *L* – долгота, *h* – высота). Жирным треугольником на рис. 2 обозначен наземный приемник, а звездочками – наземные псевдоспутники. Для исследований использованы 8 псевдоспутников, размещенных вокруг приемника со смещением ±200 км по широте и по долготе так, чтобы обеспечить подсвет воздушной цели сигналами псевдоспутников со всех ракурсов.

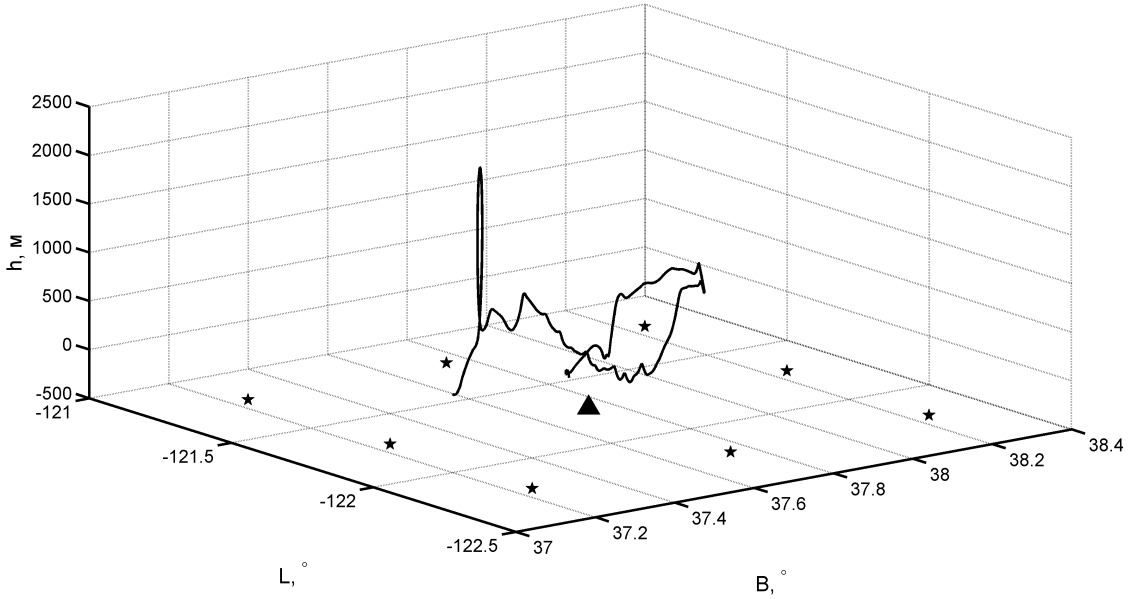


Рис. 2. Геометрия численных экспериментов

Полет воздушной цели осуществлялся в районе аэродрома, на удалении не более 40 км от контрольной точки аэродрома и на высоте не более 1,5 км (для обеспечения просветных условий по сигналам псевдоспутников, см. рис. 1) в течение $T\approx10$ мин.

Среднеквадратическое отклонение (СКО) ошибки всех разностно-дальномерных измерений было выбрано $\sigma_\varepsilon = 5$ м и считалось постоянным на протяжении всего сеанса измерений.

Результаты исследований точности определения координат воздушной цели в полученной спутниковой–псевдоспутниковой многопозиционной системе наблюдения с использованием описанного выше алгоритма показаны на рис. 3–8.

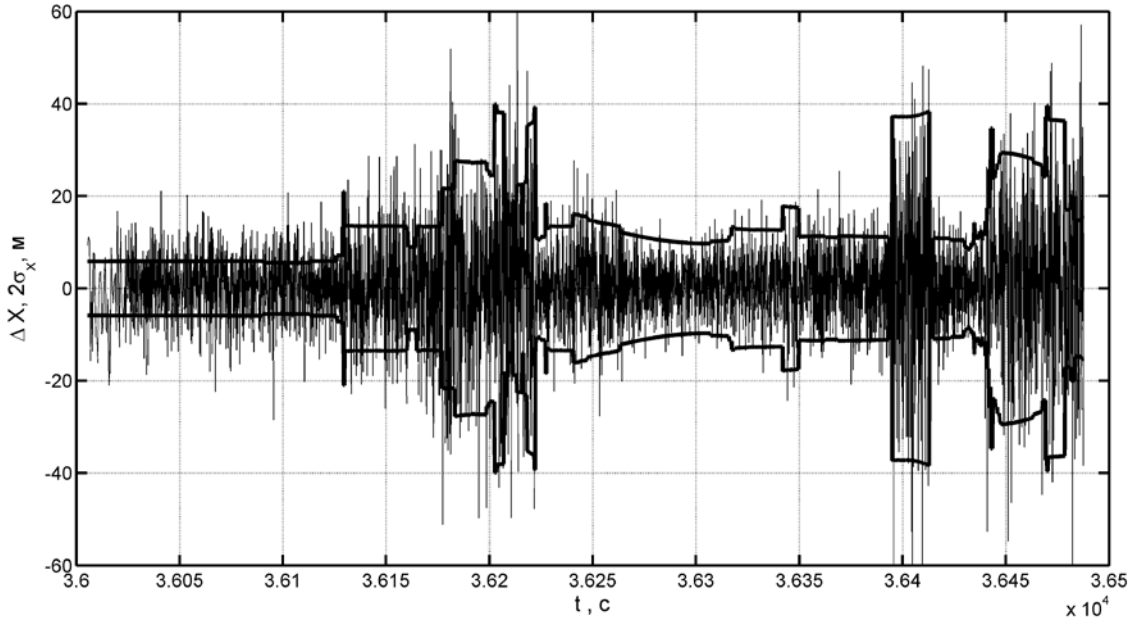


Рис. 3. Динамика ошибки оценки местоположения воздушной цели по координате *x*

На рис. 3 приведен график абсолютных ошибок $\Delta x = \hat{x} - x$ оценки местоположения воздушной цели по координате *x* (тонкая линия), а также показана динамика изменения СКО формируемой оценки по соответствующей координате $\pm 2\sigma_x$ (жирная линия).

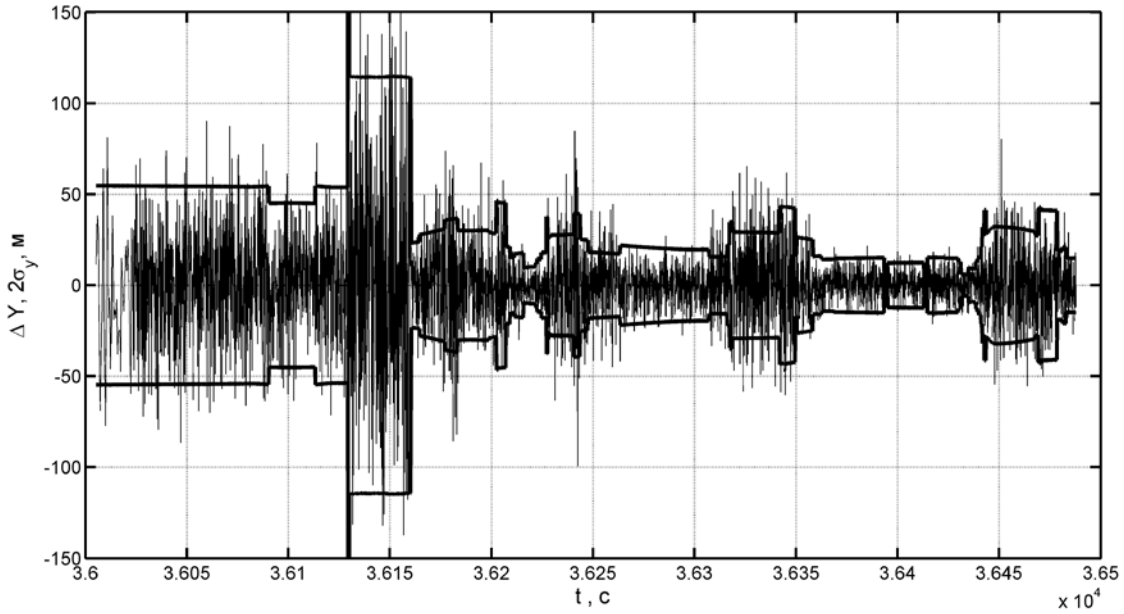


Рис. 4. Динамика ошибки оценки местоположения воздушной цели по координате *y*

Аналогично, графики погрешностей $\Delta y = \hat{y} - y$ и $\Delta z = \hat{z} - z$, а также СКО погрешности формируемых оценок $\pm 2\sigma_y$ и $\pm 2\sigma_z$ показаны на рис. 4 и 5.

Временная зависимость абсолютной радиальной погрешности определения координат воздушной цели $\Delta R = \left[\left(\hat{x}-x\right)^2+\left(\hat{y}-y\right)^2+\left(\hat{z}-z\right)^2\right]^{1/2}$ показана на рис. 6 (тонкая линия). На этом же рисунке жирной линией показана динамика изменения СКО формируемой оценки $2\sigma_R$, где $\sigma_R = \left[\sigma_x^2+\sigma_y^2+\sigma_z^2\right]^{1/2}$, σ_x^2, σ_y^2, σ_z^2 – диагональные элементы формируемой ковариационной матрицы $\mathbf{K}_q$ погрешностей.

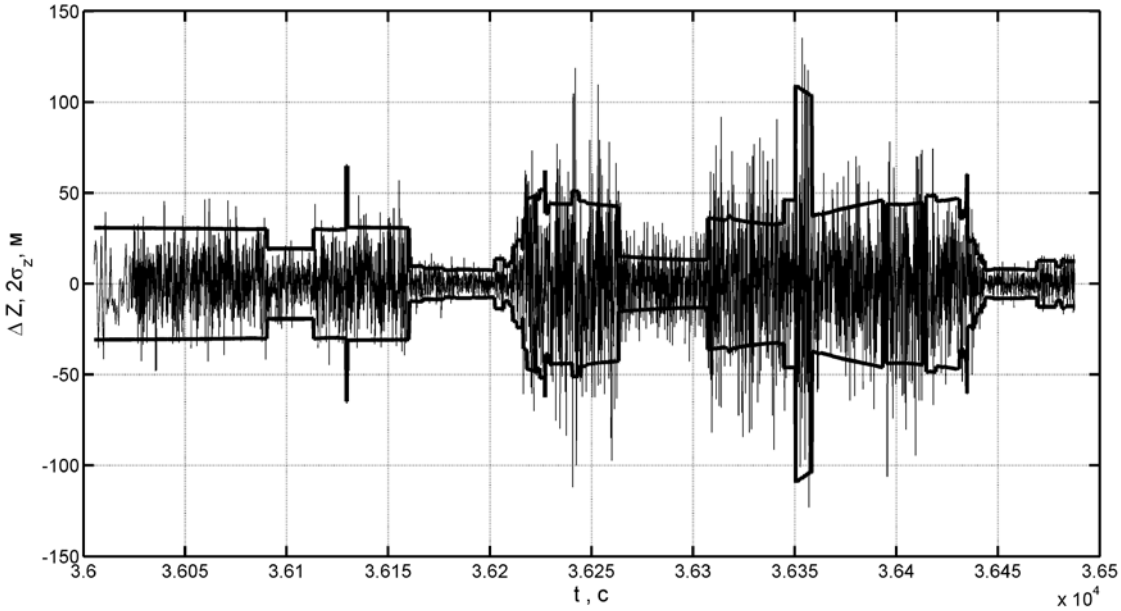


Рис. 5. Динамика ошибки оценки местоположения воздушной цели по координате *z*

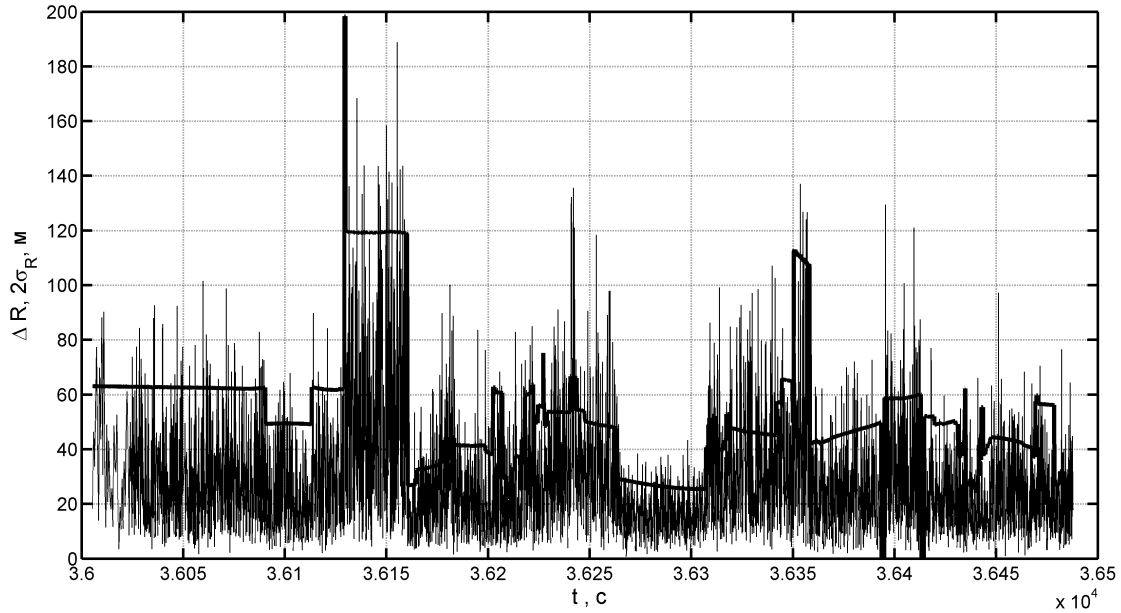


Рис. 6. Временная зависимость радиальной погрешности оценки местоположения воздушной цели

Анализ рис. 3–6 показывает, что пиковые погрешности формируемых оценок по отдельным координатам и пиковая радиальная погрешность достигают 100–150 м, при этом текущие значения погрешностей варьируются в пределах 10–40 м по оси *x*, 20–150 м по оси *y*, 10–110 м по оси *z* и 30–150 м по радиальному удалению. Среднее значение радиальной погрешности составило 52 м.

Причиной таких изменений погрешности является изменение геометрических условий наблюдения (геометрического фактора Г),

обусловленное, в первую очередь, динамикой движения самой воздушной цели [12]. На рис. 7 показано изменение геометрического фактора Г в течение всего полета воздушной цели. Видно, что значение геометрического фактора меняется от 3 до 12, а в отдельный момент достигает 19.

На рис. 8 приведена динамика изменения совокупного количества $N+M$ радиомаяков (спутников и псевдоспутников), удовлетворяющих бистатическим условиям и участвующих в определении координат воздушной цели. Значение $N+M$ изменяется от 14 до 5. При этом в результате уменьшения количества радимаяков до 5–7 значение геометрического фактора увеличивается до 12–19. Именно в эти интервалы времени погрешности Δx, Δy, Δz и ΔR возрастают до 100–150 метров.

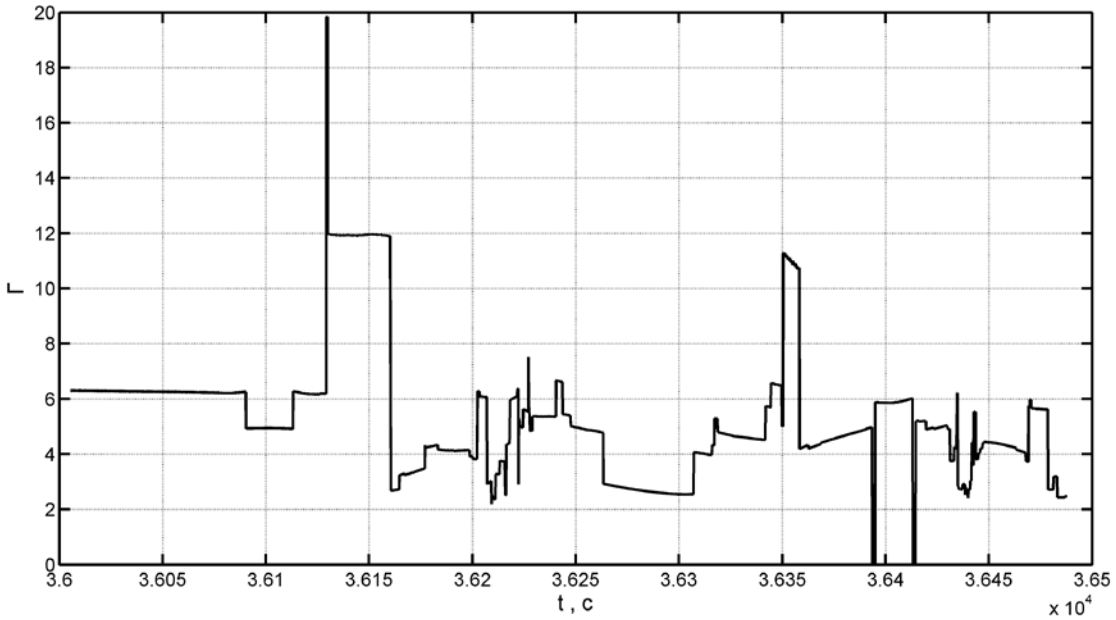


Рис. 7. Изменение геометрического фактора Г в течение полета воздушной цели

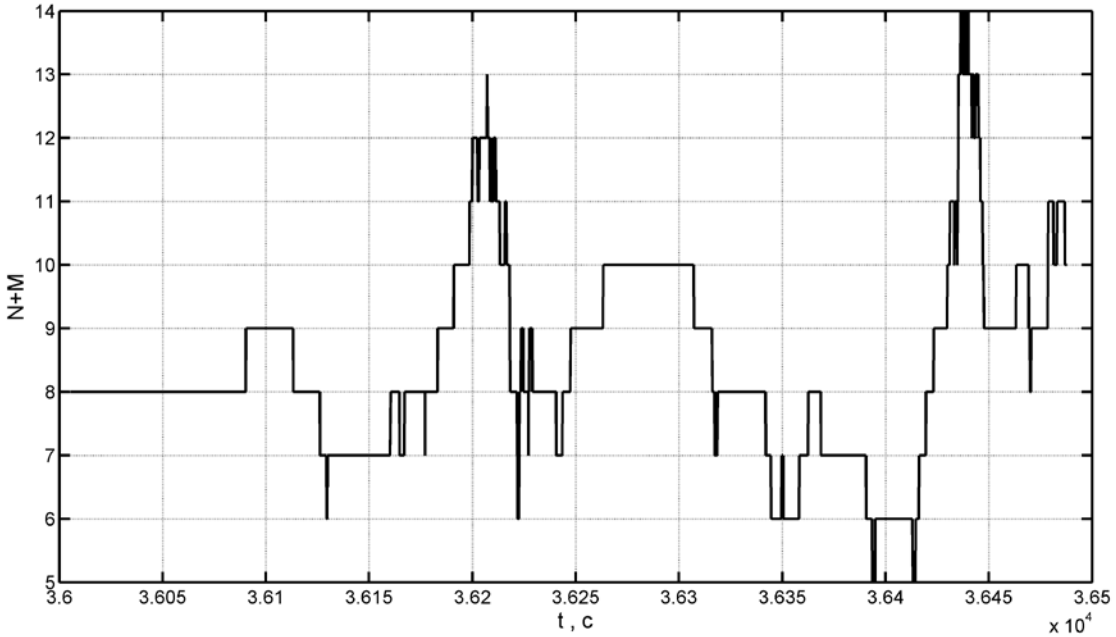


Рис. 8. Динамика изменения количества $N+M$ радиомаяков, удовлетворяющих бистатическим условиям

Для оценки выигрыша в точности определения координат воздушной цели, достигаемого за счет использования сигналов псевдоспутников, на рис. 9–12 приведены результаты оценки точности определения координат, полученные в том же наземном приемнике многопозиционной

системы наблюдения для того же созвездия навигационных спутников для тех же времени и точности дальномерных измерений, но без использования псевдоспутников [10–12].

На рис. 9, по аналогии с рис. 3, приведены результаты оценки точности определения местоположения воздушной цели по координате *x* без использования сигналов псевдоспутников. Видно, что погрешность по оси *x* изменяется от 10–20 м до 150–200 м, а пиковая погрешность достигает значений 450–500 м.

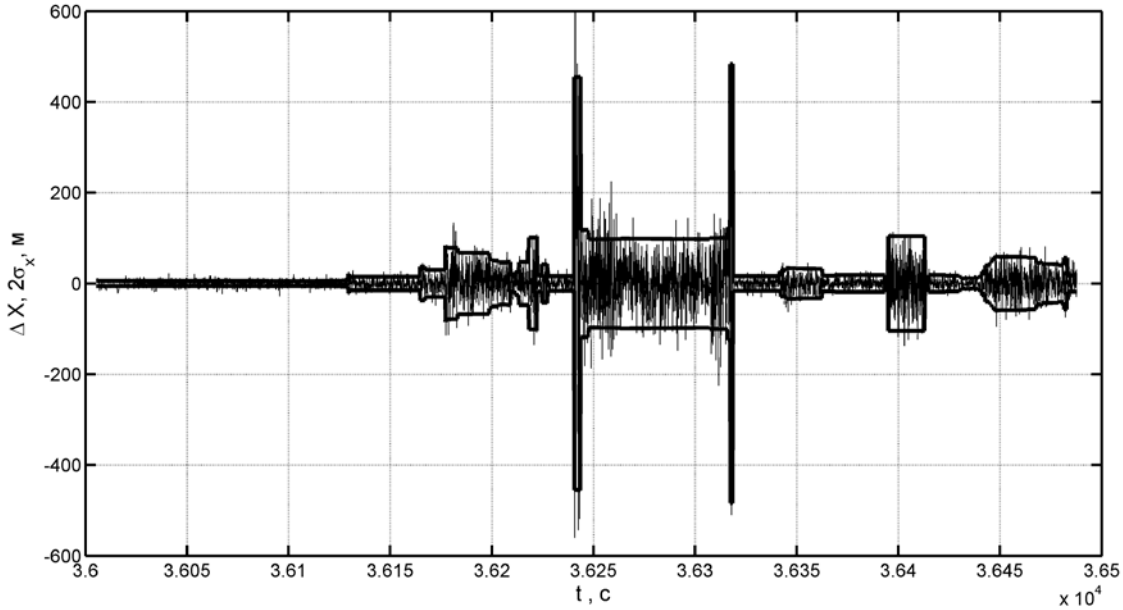


Рис. 9. Результаты оценки точности определения местоположения воздушной цели по координате *x* без использования сигналов псевдоспутников

На рис. 10, по аналогии с рис. 6, приведены результаты оценки абсолютной радиальной погрешности определения координат воздушной цели без использования сигналов псевдоспутников.

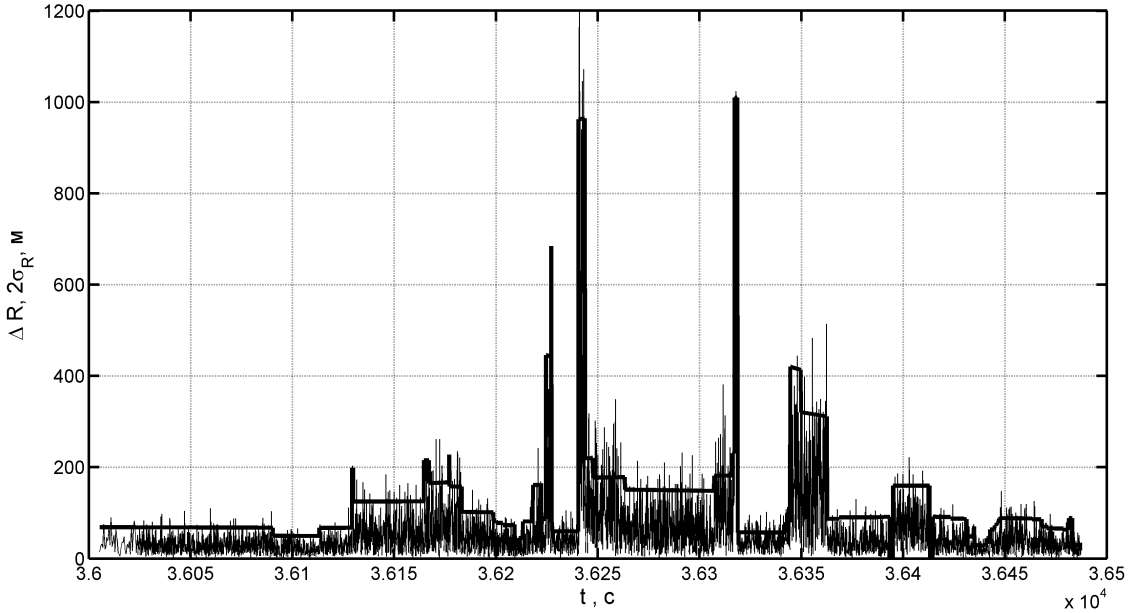


Рис. 10. Результаты оценки абсолютной радиальной погрешности определения координат воздушной цели без использования сигналов псевдоспутников

На рис. 10 видно, что радиальная погрешность определения координат изменяется от 20–40 м до 200–300 м, а пиковая радиальная погрешность достигает значений 1000–1200 м. При этом среднее значение абсолютной радиальной погрешности составило 120 м.

Изменение значений геометрического фактора Г, рассчитанных с учетом только навигационных спутников для всего полета воздушной цели, по аналогии с рис. 7, показано на рис. 11.

На рис. 12 приведена динамика изменения количества N спутников, удовлетворяющих бистатическим условиям и участвующих в определении координат воздушной цели.

Анализ рис. 11–12 показывает, что пиковое значение геометрического фактора в неблагоприятных геометрических условиях наблюдения, когда количесво спутников сокращается до 5–4, достигает 100 и более.

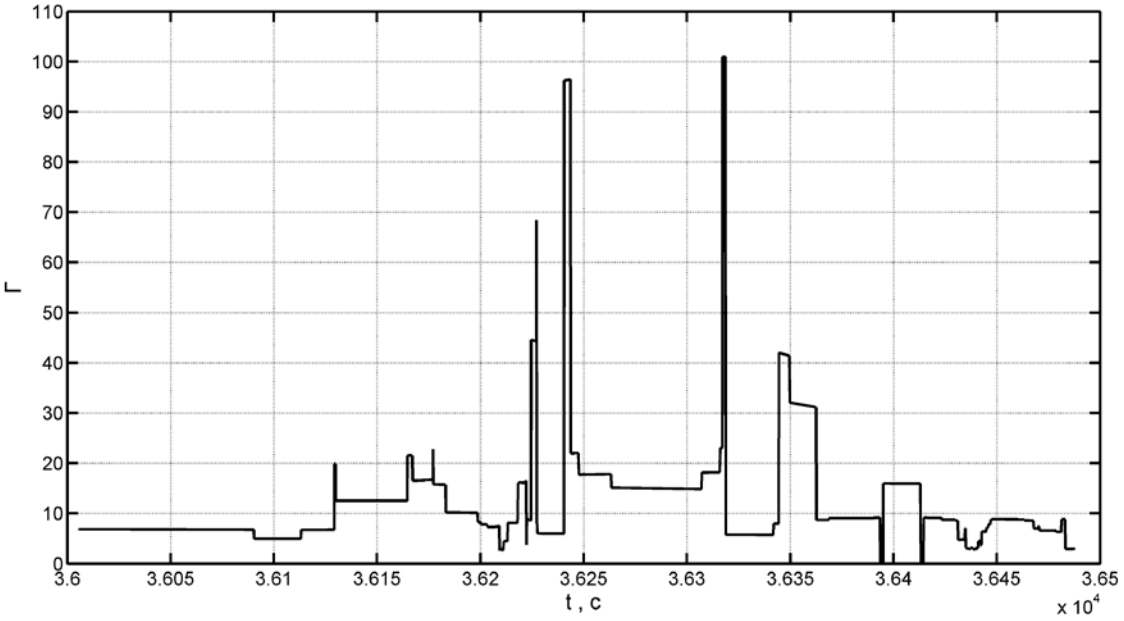


Рис. 11. Изменение значений геометрического фактора Г, рассчитанных без учета псевдоспутников

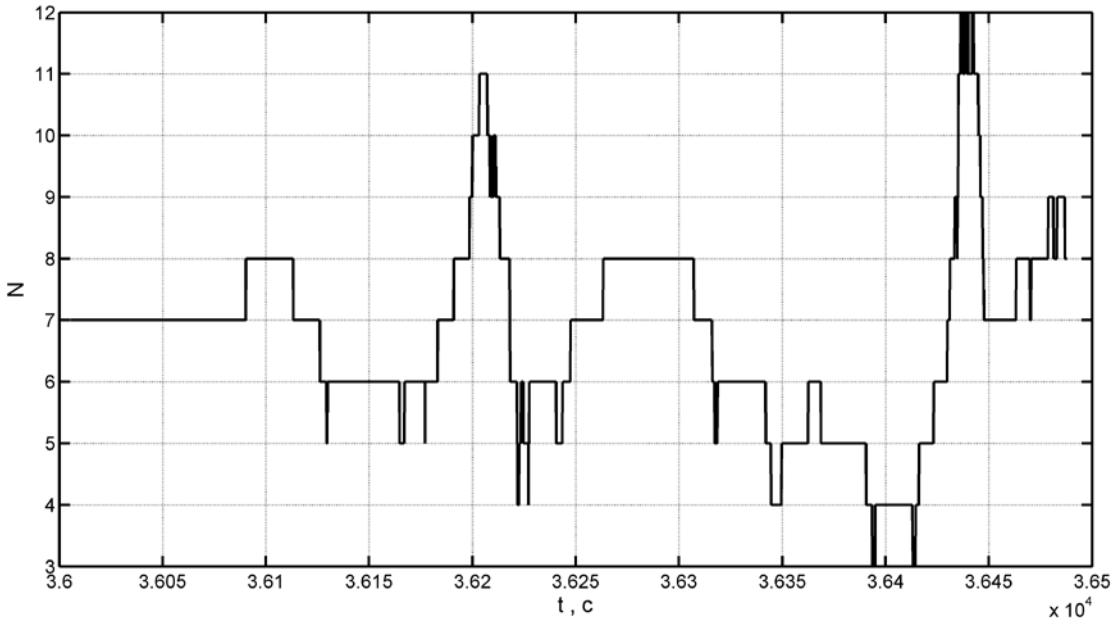


Рис. 12. Динамика изменения количества N спутников, удовлетворяющих бистатическим условиям

Анализ рис. 3–8 и рис. 9–12 показывает, что использование сигналов псевдоспутников для подсвета воздушных целей в многопозиционной системе наблюдения наряду с сигналами навигационных спутников ГНСС позволяет в 8–10 раз уменьшить пиковую погрешность оценки местоположения воздушной цели и в 2–3 раза уменьшить среднюю погрешность измерения ее координат. При этом для рассмотренной геометрии эксперимента количество радиомаяков,

участвующих в определении координат, увеличивается на 1–2 псевдоспутника на протяжении всего сеанса наблюдения.

Литература

1. *Черняк В.С.* Многопозиционная радиолокация. М.: Радио и связь, 1993. 416 с.

2. *Glennon E.P., Dempster A.G., Rizos C.* Feasibility of Air Target Detection Using GPS as a Bistatic Radar // Journal of Global Positioning Systems. 2006. Vol. 5, No. 1–2. Pp. 119–126.

3. *Behar V., Kabakchiev C., Rohling H.* Air Target Detection using Navigation Receivers Based on GPS L5 Signals // Proceedings of International Radar Symposium. 2013. Pp. 212–217.

4. *Ксендзук А.В., Фатеев В.Ф., Попов С.А.* Неизлучающая радиолокационная система, основанная на приёме отражённых сигналов навигационных систем ГЛОНАСС и GPS // Труды ОАО «МАК «Вымпел». Сборник статей. М.: Радиотехника, 2009. С. 60–66.

5. *Донец С.К.* Исследование возможности использования ГНСС для пассивной радиолокации низколетящих объектов: магистерская диссертация. Руководитель диссертации Шабельников Е.А. Алма-Аты: Алматинский университет энергетики и связи, 2013. 69 с.

6. *Кирюшкин В.В., Черепанов Д.А.* Бистатическая локация воздушных целей сигналами спутниковых радионавигационных систем // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2010. Т. 6, № 11. С. 33–38.

7. Способ обнаружения и оценки радионавигационных параметров сигнала космической системы навигации, рассеянного воздушной целью, и устройство его реализации: патент на изобретение / Кирюшкин В.В., Черепанов Д.А., Дисенов А.А., Ткаченко С.С. № 2014101847 (002722) от 21.01.2014 г.

8. *Кирюшкин В.В., Дьяконов Е.А.* Моделирование канала вторичной обработки приемника многопозиционной системы наблюдения // Материалы XVI Международной конференции «Информатика: проблемы, методология, технологии», г. Воронеж, 11–12 февраля 2016 г. / Под ред. Н.А. Тюкачева, А.А. Крыловецкого. Воронеж: ВГУ, 2016. Т. 5. С. 133–138.

9. *Кирюшкин ВВ., Черепанов Д.А., Дьяконов Е.А.* Определение координат воздушной цели в многопозиционной системе наблюдения «навигационные спутники – воздушная цель – наземный приемник» // Теория и техника радиосвязи. 2016. № 2. С. 29–35.

10. *Кирюшкин В.В., Черепанов Д.А., Костылев В.И.* Влияние геометрических условий наблюдения на возможность и точность оценки координат воздушной цели в многопозиционной системе «навигационные спутники – воздушная цель – наземный приемник» // Радиолокация, навигация и связь: XXII Международная научно-техническая конференция. Воронеж. 2016. Т. 2. С. 1395–1408.

11. *Kiryushkin V.V., Cherepanov D.A.* Coordinates estimation of the air target in the multiitem observation system «navigation satellites – the air target – the ground receiver» // J. Sib. Fed. Univ. Eng. technol. 2016. 9(8). Pp. 1172–1182.

12. *Кирюшкин В.В., Черепанов Д.А., Дьяконов Е.А.* Точность определения координат воздушных целей в многопозиционной системе наблюдения с внешним подсветом сигналами глобальных навигационных спутниковых систем // Теория и техника радиосвязи. 2017. № 2. С. 37–47.

13. *Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паршин Ю.Н.* Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. М.: Радиотехника, 2014. 632 с.

14. *Шабшеевич В.С., Дмитриев П.П., Иванцевич Н.В. и др.* Сетевые спутниковые радионавигационные системы / Под ред. П.П. Дмитриева и В.С. Шабшеевича. М.: Радио и связь, 1982. 272 с.

Статья поступила в редакцию 24 января 2017 года

УДК 621.391.372

ГИБРИДНЫЕ ППРЧ/ШПС СИСТЕМЫ СВЯЗИ. Ч. 1. ОСНОВЫ ТЕОРИИ

© Авторы, 2017

Д.Ю. Чаркин, директор НТЦ, e-mail: office@sozvezdie.su
С.Ю. Алехин, начальник НТУ
Е.В. Григорьев, начальник сектора
А.Е. Лимарев, ведущий конструктор
В.Е. Прохоров, начальник отдела
АО «Концерн «Созвездие»

Рассматриваются гибридные ППРЧ/ШПС системы связи. Основное внимание уделяется обоснованию применения гибридных систем, структурным схемам, вопросам помехозащищенности.

***Ключевые слова**: псевдослучайная перестройка рабочей частоты, шумоподобные сигналы, гибридные системы ППРЧ/ШПС.*

FH/DS HYBRID COMMUNICATION SYSTEMS. PART 1. THEORETICAL FRAMEWORK

© Authors, 2017

D.Yu. Charkin, Director of Scientific and Technical Centre, e-mail: office@sozvezdie.su
S.Yu. Alehin, Head of the Directorate of Science and Technology
E.V. Grigoriev, Head of Sector
A.E. Limarev, Leading Designer
V.E. Prokhorov, Head of Department
JSC «Concern «Sozvezdie»

The article considers FH/DS hybrid communication systems. The main focus is on providing the rationale of hybrid system application, structural schemes and noise immunity issues.

***Keywords:** frequency hopping, direct sequence spread spectrum signals, FH/DS hybrid systems.*

Системы связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) (FH в англоязычной литературе) ослабляют влияние помех, избегая их, в то время как системы связи с шумоподобными сигналами (ШПС) (DS в англоязычной литературе) подавляют их путем расширения спектра с последующим его сжатием и фильтрацией в более узкой полосе [1, 2]. Эффект от воздействия помехи в части полосы для приемника ППРЧ аналогичен воздействию мощных импульсных помех для систем связи с ШПС [1, 2]. Перемежение с кодированием, исправляющим ошибки, эффективно для помех в части полосы. Кодирование с исправлением ошибок более присуще системам связи с ППРЧ, чем с ШПС, т.к. помехи в части полосы более распространены, чем мощные импульсные помехи. Применение когерентной PSK модуляции в системах связи с ШПС дает преимущества в помехоустойчивости перед некогерентной FSK модуляцией в ППРЧ. Однако при практической реализации это преимущество может оказаться незначительным. Учитывая сказанное и ряд других сравнительных характеристик ППРЧ и ШПС [3–5], трудно отдать предпочтение какому-либо одному методу расширения спектра. Поэтому на практике широко применяются гибридные сигналы с медленной (относительно скорости данных, когда на одном скачке передается больше одного бита) ППРЧ (SFH – Slow Frequency Hopping). Быстрая ППРЧ (FFH – Fast Frequency Hopping) используется реже. Гибридные системы ППРЧ/ШПС (DS/SFH) можно рассматривать как ШПС на каждом скачке частоты или, что эквивалентно, ШПС с периодически изменяющейся несущей. Гибридные системы борются с помехами в части полосы двумя путями. Во-первых, скачки частоты позволяют часть времени не попадать в ту часть спектра, где расположены помехи. Во-вторых, если все же скачок попал на помеху, то она может быть ослаблена путем расширения спектра с последующим ее сжатием и фильтрацией в более узкой полосе, как это происходит в системах связи с ШПС [2].

 ISSN 1995-7009

Однако в этом случае полосовой фильтр, чтобы пропускать ШПС, оставшийся после снятия скачков частоты, должен иметь более широкую полосу, чем для чистой ППРЧ.

На рис. 1 схематично представлен спектр гибридного ШПС/ППРЧ сигнала, гармонической помехи и помехи в части полосы помехи, где обозначено: W_{SS} – выделенная для ППРЧ область частот, W_F – ширина полосы ШПС, $M = W_{SS} / W_F$ – число допустимых частот (коэффициент расширения спектра за счет ППРЧ).

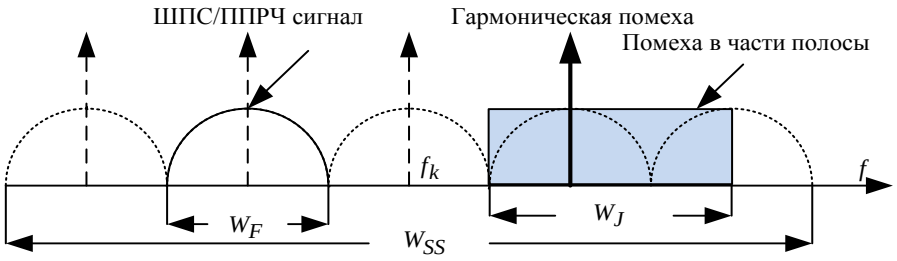


Рис. 1. Спектр гибридного ШПС/ППРЧ сигнала, гармонической помехи и помехи в части полосы помехи

Анализ эффективности сигналов с различными комбинациями расширения спектра (DS, SFH, FFH, DS/SFH, DS/FFH) проведен в [3]. В качестве критерия эффективности выбиралась средняя вероятность ошибки на бит, которая вычислялась методом статистического моделирования. Канал предполагался двулучевым с рэлеевскими затуханиями каждый. Учитывались взаимные помехи от 5-ти пользователей в сети. При моделировании использовались псевдослучайные последовательности максимального периода и предполагался когерентный прием. Коэффициент расширения спектра для ШПС выбирался равным 16, SFH – 16 частотных скачков и 4 бита на скачок, FFH – 16 частотных скачков и 4 скачками на бит, гибридные системы DS/SFH и DS/FFH моделировались с 4 скачками частоты и 16-чиповыми последовательностями. Моделирование проводилось при ограничениях равенства ширины полосы для всех вариантов расширения спектра. На рис. 2 приведены результаты статистического моделирования [3].

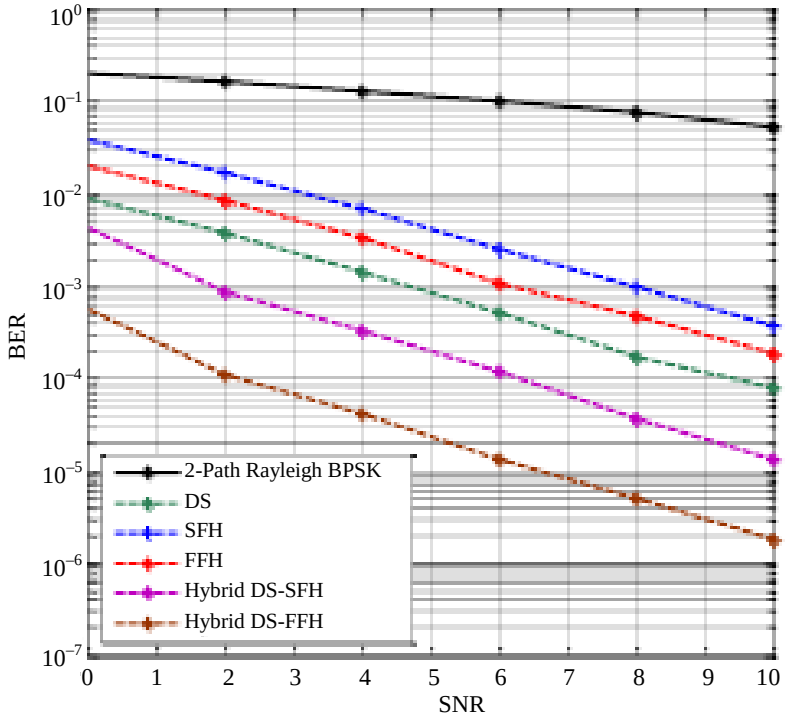


Рис. 2. Зависимости вероятности ошибки на бит от отношения сигнал–шум (дБ) [3]

Как видно из рис. 2, в условиях многолучевого распространения DS/FFH сигналы обладают преимуществом перед сигналами с другими способами расширения спектра.

Целью данной работы является разработка методов оценки помехозащищенности гибридных систем, на основе которых можно дать теоретическое обоснование результатов статистического моделирования (порой противоречивых), появляющихся в печати.

1. Передатчик и приемник сигналов с гибридной ППРЧ/ШПС структурой

1.1. Общие положения

Обобщенная структурная схема передатчика гибридной системы ППРЧ/ШПС представлена на рис. 3 [6].

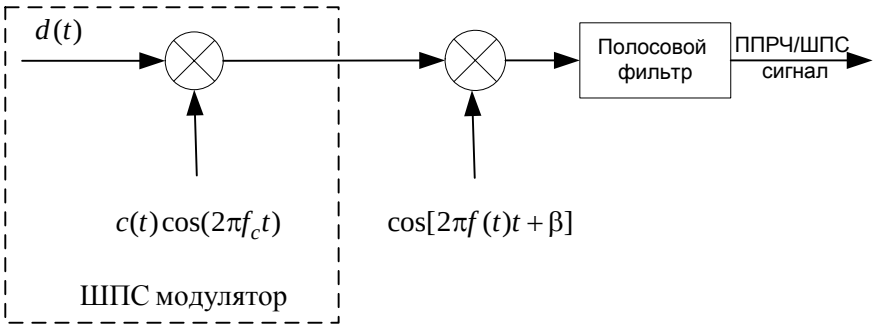


Рис. 3. Передатчик гибридного ППРЧ/ШПС сигнала

В передатчике используется генератор псевдослучайной последовательности (ПСП) как для генерирования расширяющей спектр последовательности, так и для формирования шаблона последовательности частот ППРЧ. Скачок частоты происходит периодически после поступления фиксированного числа элементов ПСП (чипов). В приемнике после снятия скачков частоты и расширяющей спектр последовательности остается несущая, модулированная сообщением. В гибридных системах может использоваться как когерентная, так и некогерентная манипуляция, например такая, как бинарная фазовая (BPSK), дифференциально-фазовая (DPSK) или с минимальным разносом частот (MFSK). Для BPSK модуляции сигнал на выходе ШПС модулятора передатчика можно выразить следующим образом:

$$s(t) = \sqrt{2P}c(t)d(t)\cos(2\pi f_c t), \qquad (1)$$

где P – средняя мощность сигнала, $c(t)$ – расширяющая спектр псевдослучайная последовательность (ПСП) со значениями {–1,+1} длительности τ_c; f_c – частота несущей; $d(t)$ – последовательность данных, состоящая из бит {–1,+1} длительности T_b. Предполагается также, что каждый бит данных модулируется N чипами, т.е. $T_b = N\tau_c$. После умножения на $\cos(2\pi f(t) + \beta)$ сигнал на выходе смесителя может быть записан в виде

$$s(t) = \sqrt{2P}c(t)d(t)\cos(2\pi[f_c + f(t)]t + \beta), \qquad (2)$$

где $f(t)$ – закон изменения скачков частоты (длительность каждого скачка равна T_h), β – начальная фаза опорного сигнала смесителя. Таким образом, ППРЧ/ШПС сигнал на выходе передатчика математически можно представить в виде (2).

1.2. Когерентный ППРЧ/ШПС приемник BPSK сигналов

Блок-диаграмма когерентного ППРЧ/ШПС приемника показана на рис. 4 [6, 7], где ПФ – полосовой фильтр. В приемнике вначале происходит снятие скачков частоты и переход на промежуточную частоту. Полосовой фильтр с полосой W_F удаляет лишние помехи и пропускает шумоподобный сигнал с шириной полосы W_F. Прошедший через полосовой фильтр сигнал умножается на фазо-когерентную кодовую последовательность переданного сигнала и интегрируется со сбросом в течение длительности информационного бита T_b, а затем выносится решение о том, какой был передан бит.

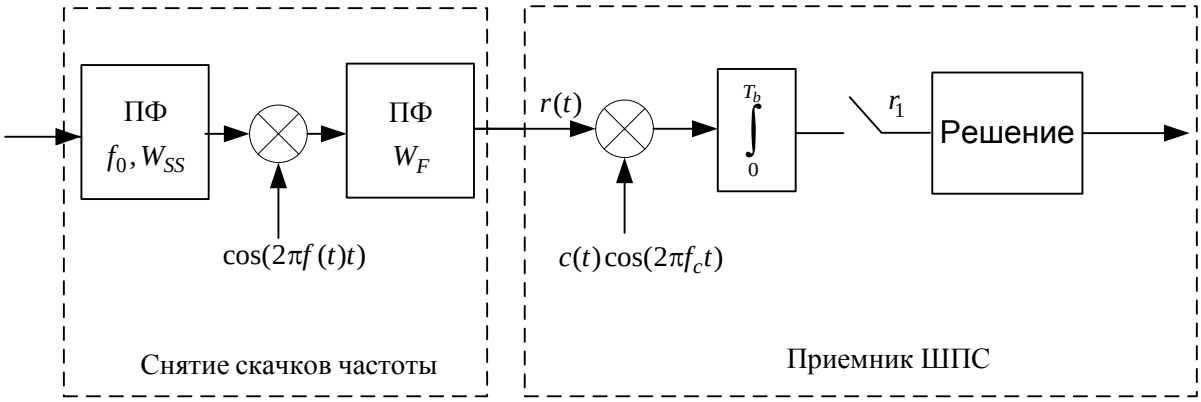


Рис. 4. Приемник когерентного ППРЧ/ШПС сигнала с BPSK модуляцией

Вероятность ошибки на бит для BPSK модуляции в условиях воздействия белого гауссовского шума с односторонней спектральной плотностью мощности N_0 определяется по формуле [2]

$$P_b = P_{\text{BPSK}} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right), \qquad (3)$$

где E_b – энергия бита, $Q(x)$ – дополнительная к гауссовскому интегралу вероятностей функция:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2}\, dt. \qquad (4)$$

Помехи в части полосы являются наиболее распространенными на практике, поэтому остановимся на них подробнее. При воздействии помехи мощности P_J в части полосы шириной W_J вероятность ошибки на бит может быть найдена следующим образом. Для этого введем две гипотезы: H_0 – бит не поражен помехой, H_1 – бит поражен помехой. Вероятность ошибки на бит может быть найдена по формуле полной вероятности

$$P_b = P(E/H_0)P(H_0) + P(E/H_1)P(H_1), \qquad (5)$$

где вероятности гипотез определяются как геометрические при равномерном распределении положения помехи в области допустимых частот: $P(H_1) = W_J / W_{SS} = \gamma$, $P(H_0) = (W_{SS} - W_J)/W_{SS} = 1 - \gamma$,

$$P(E/H_0) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right),$$

$$P(E/H_1) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + N_J}}\right),$$

$N_J = P_J / W_J$ – спектральная плотность мощности помехи в части полосы. Окончательно получим выражение для вероятности ошибки на бит для помехи в части полосы:

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)(1-\gamma) + Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + N_J}}\right)\gamma. \qquad (6)$$

Влияние на помехоустойчивость когерентного приемника гибридных сигналов гармонических помех рассматривалось в [6–9]. Выражения для вероятности ошибки при воздействии комплекса помех из-за ограниченности объема статьи здесь не приводятся.

1.3. Некогерентный ППРЧ/ШПС приемник BFSK сигналов

В гибридной ППРЧ/ШПС системе с BFSK (Binary Frequency Shift Key) модуляцией сигнал на выходе ШПС модулятора передатчика, показанного на рис. 3, задается следующим образом:

$$s(t) = \sqrt{2P}c(t)\cos(2\pi[f_c + d(t)\delta]t + \beta), \qquad (7)$$

где, как и для когерентного случая, P – средняя мощность сигнала; $c(t)$ – расширяющая спектр псевдослучайная последовательность (ПСП), состоящая из импульсов длительности τ_c со значениями, равными {–1,+1}; f_c – радиочастота передатчика; $d(t)$ – последовательность данных (бит), состоящих из {–1,+1} длительности T_b; δ – величина сдвига частоты BFSK сигнала вверх или вниз относительно f_c. Предполагается, что ПСП имеет максимальный период N и $T_b = N\tau_c$. Как следует из формулы (7), бит, равный +1, передается на частоте, сдвинутой на δ вверх относительно f_c, а –1 передается на частоте,

сдвинутой вниз на δ. Поэтому некогерентный приемник должен вычислить энергию на верхней и нижней частотах сдвига и в зависимости от разницы энергий принять решение в пользу –1 или +1.

Приемник для некогерентного частотно-манипулированного BFSK сигнала представлен на рис. 5. Принятый гибридный ППРЧ/ШПС сигнал после первого полосового фильтра (ПФ) с центральной частотой f_0 и полосой W_{SS} поступает на смеситель устройства снятия скачков частоты. После смесителя и второго полосового фильтра с полосой W_F шумоподобный сигнал $r(t)$ поступает на вход некогерентного приемника ШПС, состоящего из двух ветвей: верхней и нижней. Верняя ветвь некогерентным способом накапливает энергию чипов на частоте $f_c + \delta$, аналогично нижняя ветвь накапливает энергию на частоте $f_c - \delta$. Спустя время передачи одного бита T_b выходы каналов сравниваются, и выносится решение о переданном бите.

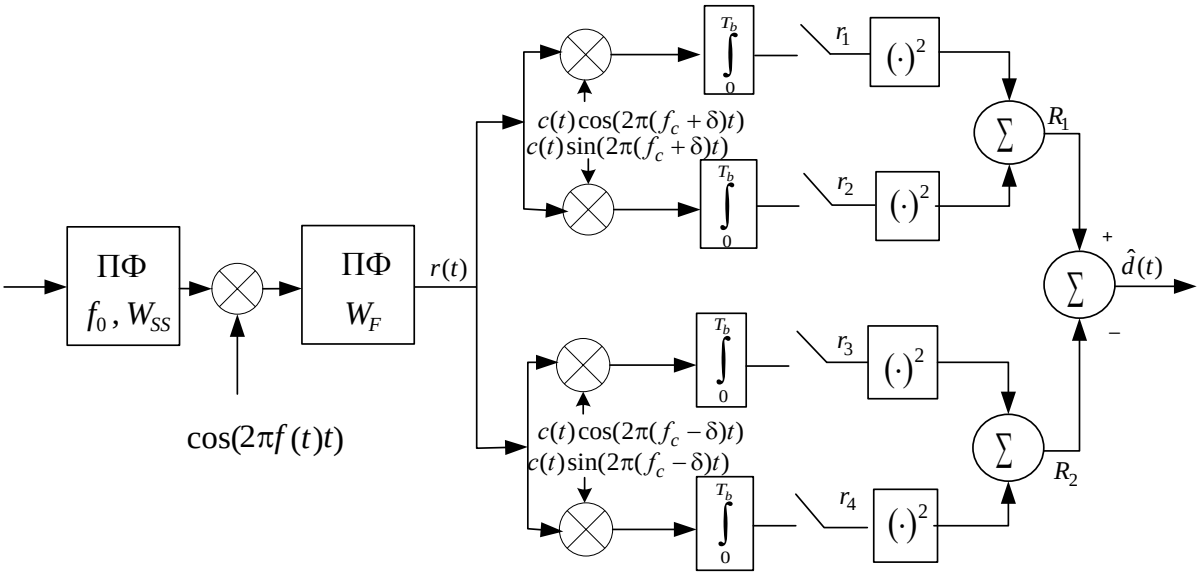


Рис. 5. Гибридный некогерентный ППРЧ/ШПС приемник для сигналов с BFSK модуляцией

Если $R_1 > R_2$, то $\hat{d}(t) = +1$, в противном случае $\hat{d}(t) = -1$. Ошибка происходит, когда передавался бит, равный +1, а $R_2 > R_1$ или передавался $d(t) = -1$, а $R_1 > R_2$. Поскольку эти события симметричны, то достаточно найти вероятность одного из них. Как следует из рис. 5, в условиях воздействия гауссовского шума случайные величины R_1 и R_2 являются суммами квадратов двух независимых гауссовских величин. Следовательно, они имеют хи-квадрат распределение с двумя степенями свободы. Причем на частоте передаваемого сигнала распределение будет нецентральным с параметром нецентральности $\lambda = 2E_b / N_0$, а в другом канале – центральным [1, 2]. Вероятность ошибки на бит в этом случае равна [1]

$$P_b = P_{\text{BFSK}} = \frac{1}{2}\exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right). \qquad (8)$$

В условиях воздействия помехи в части полосы мощности P_J и белого гауссовского шума с односторонней спектральной плотностью мощности N_0 по аналогии с (6) средняя вероятность ошибки на бит может быть записана следующим образом:

$$P_b = \frac{(1-\gamma)}{2}\exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right) + \frac{\gamma}{2}\exp\left(-\frac{E_b}{2(N_0+N_J)}\right). \qquad (9)$$

Более детально помехоустойчивость некогерентного гибридного приема в каналах с затуханиями рассмотрена в [10, 11].

2. Синхронизация в гибридных системах связи

В общем случае в гибридных системах захват сигнала осуществляется в две стадии. Первая стадия обеспечивает захват сигнала ППРЧ и

снятие скачков частоты. На второй стадии осуществляется быстрый захват фазы псевдослучайной последовательности (ПСП) шумоподобного сигнала. Быстрый захват ПСП обеспечивается тем, что неопределенность по времени сокращена на первой стадии до величины меньшей, чем длительность одного скачка частоты. Блок-схема каскадной синхронизации ППРЧ/ШПС сигналов приведена на рис. 6.

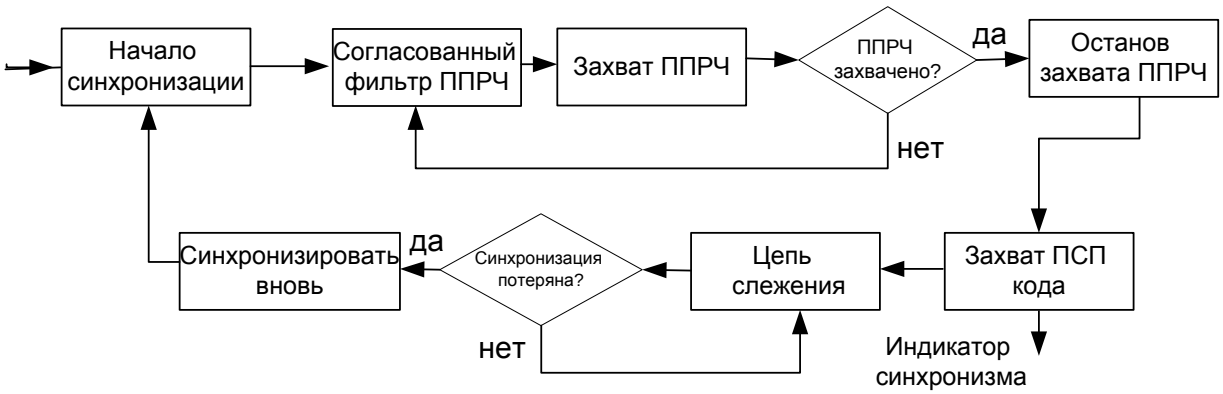


Рис. 6. Блок-схема каскадной синхронизации ППРЧ/ШПС сигналов

Синхронизация ППРЧ на первой стадии может быть проведена одним из методов, изложенных в [12], и здесь рассматриваться не будет. Синхронизация ШПС после снятия скачков частоты осуществляется в два этапа. На первом этапе осуществляется грубая синхронизация (захват), которая синхронизирует передатчик и приемник с точностью до длительности элементарного импульса (чипа) τ_c. На втором этапе с помощью цепи слежения поддерживается точная синхронизация (удержание синхронизма) [2, 13–15].

В принципе, оптимальным методом для установления начальной синхронизации может служить оптимальная фильтрация или корреляция [2, 14, 15]. Наиболее простая схема захвата реализуется с помощью коррелятора или согласованного фильтра (рис. 7), где УС – устройство сравнения с порогом γ.

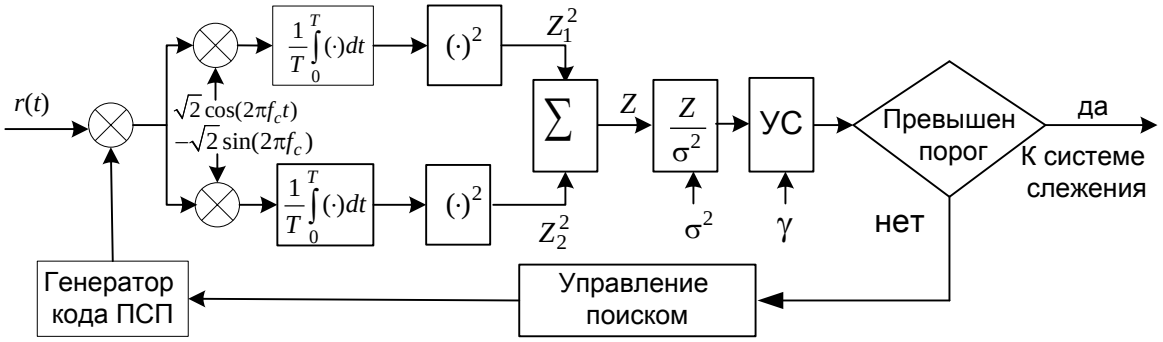


Рис. 7. Схема захвата ШПС с помощью коррелятора или согласованного фильтра

После установления захвата ППРЧ неопределенность во времени становится равной длительности скачка частоты T_h. Коррелирование производится по интервалу времени $T = N\tau_c$, и выход суммарной энергии синфазной и квадратурной составляющих сравнивается с порогом, чтобы определить, совпала ли с опорной в принимаемом сигнале известная псевдослучайная последовательность. Если порог не превышен, опорная последовательность сдвигается во времени на величину τ_c и процесс повторяется. Эта процедура повторяется до тех пор, пока порог не будет превышен или пока поиск не выйдет за пределы интервала неопределенности. При превышении порога захват считается осуществленным, и начинается этап удержания синхронизма. При выходе за пределы интервала неопределенности процесс поиска повторяется.

2.1. Вероятности ложного и правильного захвата ПСП

Проведем анализ захвата ШПС на примере BPSK модуляции. В дальнейшем, как это принято при анализе, предполагается, что удвоенные частоты в смесителе после умножителя фильтруются. По этой причине в выкладках с точностью до удвоенных частот будем полагать

$$\cos(\alpha+\beta)\cos\alpha = \\ =\frac{1}{2}[\cos(\alpha+\beta-\alpha)-\cos(2\alpha+\beta)]=\frac{\cos\beta}{2}. \quad (10)$$

Сигнал после снятия скачков частоты можно представить в виде

$$r(t)=\sqrt{2P}c(t)\cos(2\pi f_c t+\theta)+n(t), \quad (11)$$

где $n(t)$ – белый гауссовский шум с двусторонней спектральной плотностью мощности $N_0/2$. После первого и второго умножителей и разложения на синфазную и квадратурную составляющие сигналы интегрируются. Обозначим через Z_1, Z_2 случайные величины на выходах интегралов квадратурной и синфазной составляющих. В соответствии со схемой на рис. 7 после фильтрации удвоенных частот имеем

$$Z_1=\frac{1}{T}\int_0^T(\sqrt{2P}c(t)\cos(2\pi f_c t)\cos(\theta)+n(t))c(t+\tau)\sqrt{2}\cos(2\pi f_c t)dt=m_1+\xi_1, \quad (12)$$

где среднее значение

$$m_1=E(Z_1)=\frac{1}{T}\int_0^T\sqrt{P}c(t)\cos^2(2\pi f_c t)c(t+\tau)\cos(\theta)dt=\frac{\sqrt{P}}{T}R_{cc}(\tau)\cos(\theta), \quad (13)$$

τ – сдвиг между принятой и опорной ПСП, $R_{cc}(\tau)=\int_0^T c(t+\tau)c(t)dt$ – автокорреляционная функция ПСП. Аналогично, для квадратурного канала имеем $m_2=\frac{\sqrt{P}}{T}R_{cc}(\tau)\sin(\theta)$. Эффективная мощность сигнала на выходе сумматора (рис. 7) вычисляется как $P_{ef}=m_1^2+m_2^2= \\ =PR_{cc}^2(\tau)/T^2$. Величины ξ_1,ξ_2 являются гауссовскими с нулевыми средними и одинаковыми дисперсиями

$$D(\xi_i)=\frac{1}{T^2}\int_0^T\int_0^T E\{n(t)n(s)\}c(t+\tau)c(s+\tau)2\cos(2\pi f_c t))\cos(2\pi f_c s)dtds,\ i=1,2. \quad (14)$$

Учитывая, что для белого шума $E\{n(t)n(s)\}=\frac{N_0}{2}\delta(t-s)$, где $\delta(t)$ – дельта-функция Дирака, из выражения для дисперсии (14) получим формулу для дисперсии

$$\sigma^2=D(\xi_i)=\frac{N_0}{2T}. \quad (15)$$

Статистика, поступающая на вход устройства сравнения, является нормализованной суммой квадратов независимых гауссовских величин. Следовательно, случайная величина $Z/\sigma^2=(Z_1^2+Z_2^2)/\sigma^2$, поступающая на вход устройства сравнения, имеет хи-квадрат распределение с двумя степенями свободы и параметром нецентральности [16]

$$\lambda=\frac{m_1^2+m_2^2}{\sigma^2}=\frac{2PR_{cc}^2(\tau)}{TN_0}. \quad (16)$$

Величину $SNR_{ef}=\frac{PR_{cc}^2(\tau)}{TN_0}$ принято называть эффективным значением отношения сигнал–шум. Заметим, что при идеальном совпадении опорной и принимаемой ПСП $\tau=0$ и $R_{cc}(0)=T$. В этом случае параметр нецентральности равен удвоенному отношению сигнал – шум $2E_s/N_0$, где $E_s=PT$ – энергия сигнала. Пе-

риодическая автокорреляционная функция *M*-последовательности длины *N* на одном периоде имеет вид [2]

$$R(\tau) = T\begin{cases} 1 - \dfrac{(N+1)}{N}\dfrac{|\tau|}{\tau} & \text{для } |\tau| < \tau, \\ -1/N & \text{для } |\tau| \geq \tau. \end{cases} \quad (17)$$

Например, даже когда произошел грубый захват ПСП, ошибка синхронизации в наихудшем случае может составлять половину чипа. Тогда, согласно (17), $R_{cc}(\tau_c/2) = (N-1)\tau_c/2$, и с учетом того, что $T = N\tau_c$, эффективное значение отношения сигнал – шум примет вид

$$SNR_{ef} = \frac{E_s}{N_0}\frac{(N-1)^2}{N^2 4}. \quad (18)$$

Как следует из (18), в этом случае эффективное значение отношения сигнал–шум может быть примерно на 6 дБ меньше, чем при идеальном совпадении.

Задачу захвата кода ПСП можно свести к проверке статистической гипотезы H_1 (сигнал захвачен) против альтернативы H_0, где

$$H_0 : |\tau| \geq \tau_c, \quad (19)$$

$$H_1 : |\tau| < \tau_c. \quad (20)$$

Вероятности ложного и правильного захвата в соответствии с рис. 7 определяются следующим образом:

$$P_f = \Pr(Z/\sigma^2 > \gamma | H_0) = 1 - F_{Z/\sigma^2}(\gamma | H_0), \quad (21)$$

$$P_d = \Pr(Z/\sigma^2 > \gamma | H_1) = 1 - F_{Z/\sigma^2}(\gamma | H_1), \quad (22)$$

где $F_{Z/\sigma^2}(x|H_0)$, $F_{Z/\sigma^2}(x|H_1)$ – функции хи-квадрат распределения при гипотезах H_0 и H_1 соответственно. Как следует из вида автокорреляционной функции (17), при $N >> 1$ распределение решающей статистики при гипотезе H_0 можно аппроксимировать центральным хи-квадрат распределением. С учетом изложенного вероятности P_f, P_d удобно вычислять через *Q*-функцию Маркума [1]:

$$P_f = Q(0, \sqrt{\gamma}) = e^{-\gamma/2}, \quad (23)$$

$$P_d = Q(\sqrt{\lambda}, \sqrt{\gamma}) = Q(\sqrt{\lambda}, \sqrt{-2\ln P_f}), \quad (24)$$

где

$$Q(a,b) = \int_b^\infty x \exp\left(-\frac{x^2+a^2}{2}\right) I_0(ax)dx. \quad (25)$$

2.2. Время захвата

За время захвата приемник должен найти переданную ПСП и засинхронизироваться с ней. В общем случае это время является случайной величиной T_{acq}, которая может быть описана своими статистическими моментами: средним значением $E(T_{acq})$ и дисперсией $D(T_{acq})$. Предполагаем, что на каждом цикле анализируется *N* позиций до требуемого совпадения принятой и опорной псевдослучайных последовательностей; детерминированное время анализа каждой позиции обозначим через T_a. Описанный выше метод укладывается в стандартную схему последовательного поиска ШПС [14, 15], где получены общие выражения для указанных величин, которые достаточно громоздки. Однако в важном для практике случае, когда требуется высокая вероятность завершения поиска, вероятность ложной тревоги должна быть очень малой. В этом частном случае в формулах для математического ожидания и дисперсии [14, 15] можно пренебречь вероятностью ложной тревоги, и они принимают достаточно простой вид

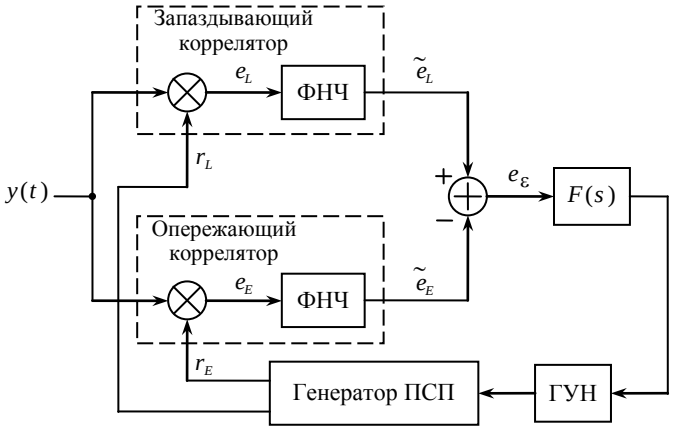
$$E(T_{acq}) = (N-1)T_a\left(\frac{2-P_d}{2P_d}\right) + \frac{T_a}{P_d}, \quad (26)$$

$$D(T_{acq}) = \left\{\frac{N^2-1}{12} - \frac{(N-1)^2}{P_d} + \frac{(N-1)^2}{P_d^2}\right\}T_a^2 + (2N-1)T_a^2\left(\frac{1-P_d}{P_d^2}\right). \quad (27)$$

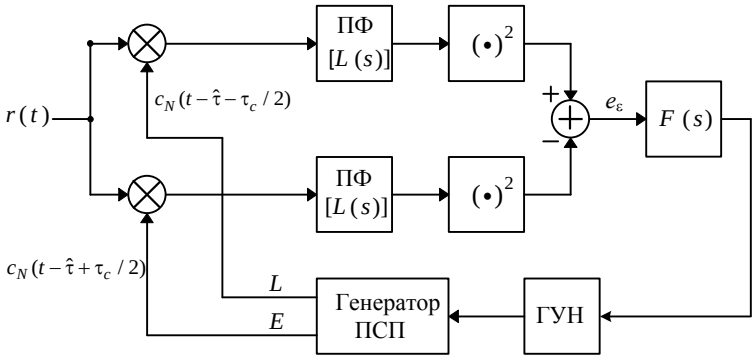
2.3. Системы слежения

Отслеживание кода начинается только после того, как будет установлена грубая синхронизация. В большинстве случаев системы слежения реализованы по принципу замкнутого контура при наличии цепи обратной связи [2]. В настоящее время существует большое многообразие синхронизаторов с петлей обратной связи. В качестве примера на рис. 8 изображена структурная схема одного из возможных вариантов устройств слежения за ПСП, которая наиболее часто применяется ввиду компромиссного решения задач между характеристиками захвата и

слежения [2, 14, 15]. Если фаза принимаемого сигнала известна, то используется когерентная схема слежения (рис. 8 а), в противном случае – некогерентная (рис.8 б).



а)



б)

Рис. 8. Структурные схемы систем слежения: а – когерентная, б – некогерентная

На рис. 8 обозначено: ПФ – полосовой фильтр с передаточной функцией $L(s)$; ГУН – генератор, управляемый напряжением; $F(s)$ – передаточная функция в фильтре цепи обратной связи; E и L – опережающая и запаздывающая кодовые последовательности соответственно. Корреляторы запаздывающего и опережающего импульсов разнесены относительно друг друга на τ_c (τ_c – время прохождения одного элемента ПСП) и относительно точной синхронизации – на $\tau_c/2$. Ошибка кодовой синхронизации равна $\varepsilon = \tau - \hat{\tau}$, где τ – фактическая задержка сигнала, $\hat{\tau}$ – оценка задержки ПСП. Выражение для среднеквадратической ошибки синхронизации кодовой когерентной системы слежения (рис. 8 а) имеет вид $\sigma_\varepsilon = \tau_c\sqrt{\dfrac{N_0 B_L}{2P}}$, аналогично для некогерентной $\sigma_\varepsilon = \tau_c\sqrt{\dfrac{N_0 B_L (P + 2N_0 B_L)}{2P^2}}$, где B_L – ширина полосы полосовых фильтров.

Выводы

В условиях априорной неопределенности относительно воздействия комплекса помех на системы радиосвязи, в частности преднамеренных помех, рационально выбирать гибридные системы ППРЧ/ШПС. С одной стороны, при воздействии помехи в части полосы скачки частоты позволяют часть времени не попадать в ту часть спектра, где расположены помехи. С другой стороны, если все же скачок попал на узкополосную помеху, то она может быть ослаблена путем расширения спектра с последующим его сжатием и фильтрацией в более узкой полосе, как это про-

исходит в системах связи с ШПС. Изложенные в статье основы теории позволяют провести детальный анализ вероятностных характеристик гибридных систем, а также оценить временные затраты при вхождении в синхронизм.

Литература

1. *Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Мухин Н.П., Шестопалов В.И.* Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. М.: Радио и связь, 2000. 384 с.

2. *Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Шестопалов В.И.* Помехоустойчивость систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательности. М.: РадиоСофт, 2011. 550 с.

3. *Olama M.M., Xiao Ma, Kuruganti T.P., Smith S.F., Djouadi S.M.* Hybrid DS/FFH Spread-Spectrum: A Robust, Secure Transmission Technique for Communication in Harsh Environments // The 2011 Military Communications Conference. Track 5. Communications and Network Systems. 2011. Pp. 2136–2141.

4. *Gass J.H, Noneaker D.L., Pursley M.B.* A Comparison of Slow-Frequency-Hop and Direct Sequence Spread-Spectrum Packet Communications Over Doubly Selective Fading Channels // IEEE Trans. Comm. August 2002. Vol. 50. Pp. 1236–1239.

5. *Биленко А.П., Волков Л.Н.* Сравнение помехозащищенных радиолиний с широкополосными сигналами // Радиотехника. 1986. № 4. С. 19–21.

6. *Geraniotis E.A.* Coherent Hybrid DS-SFH Spread-Spectrum Multiple-Access Communications // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. Sept. 1985. Vol. SAC-3, No. 5. Pp. 595–705.

7. *Poisel R.* Modern Communications Jamming Principles and Techniques. Second Edition. Boston – London, Artech House, 2011. 870 p.

8. *Lee J.H., Yu B.S., Lee S.C.* Probability of Error for a Hybrid DS/SFH spread-spectrum System under Tone Jamming // IEEE MILCOM' 90. 1990. Pp. 410–414.

9. *Zheng H., Zhang N.* Performance Analysis Hybrid DS-SFH/MSK Spread-Spectrum System Under Multi-Tone Jamming // IEEE MILCOM'99. 1999. Pp. 567–570

10. *Geraniotis E.A.* Non coherent Hybrid DS-SFH Spread-Spectrum Multiple-Access Communications // IEEE Trans. Comm. Sep. 1986. Vol. COM-34. Pp. 862–872.

11. *Ryu H.-G., Kim Y.-Y.* Effects of Partial-Band Noise Interference on Hybrid DS/SFH MSK System in Rayleigh Fading Channel // Electronics Letters. August 2001. Vol. 37, No. 16. Pp. 1039–1041.

12. *Чаркин Д. Ю., Алехин С. Ю., Григорьев Е.В., Лимарев А. Е., Прохоров В.Е.* Алгоритмы временной и частотной синхронизации сигналов с ППРЧ. Ч. 1. Вхождение в синхронизм // Теория и техника радиосвязи. 2017. № 2. С. 23–32.

13. *Todorović B.M., Mitrović N.M.* Hybrid DS/FH Two-Level Code Acquisition of Frequency Hopping Radio in Rayleigh Fading Channel // Facta Universitatis. Ser. Elec. Energ. December 2012. Vol. 25, No. 3. Pp. 225–233.

14. *Журавлев В.И.* Поиск и синхронизация в широкополосных системах. М.: Радио и связь, 1986. 240 с.

15. *Peterson R.L., Ziemer R.E., Borth D.E.* Introduction to Spread Spectrum Communication. Prentice Hall, Inc., 1995. 695 p.

16. *Королюк В.С., Портенко Н.И., Скороход А.В., Турбин А.Ф.* Справочник по теории вероятностей и математической статистике. М.: Наука, 1985. 640 с.

Статья поступила в редакцию 30 марта 2017 года

УДК 621.391.372

ГИБРИДНЫЕ ППРЧ/ШПС СИСТЕМЫ СВЯЗИ. Ч. 2. ВАРИАНТ РЕАЛИЗАЦИИ

© Авторы, 2017

Д.Ю. Чаркин, директор НТЦ, e-mail: office@sozvezdie.su
С.Ю. Алехин, начальник НТУ
Е.В. Григорьев, начальник сектора
А.Е. Лимарев, ведущий конструктор
В.Е. Прохоров, начальник отдела
АО «Концерн «Созвездие»

Рассматриваются варианты практической реализации гибридных ППРЧ/ШПС систем на примере стандарта связи Link 16. Основное внимание уделяется выбору структуры сигнала и методам обработки, а также методике оценки помехозащищенности применяемых методов.

***Ключевые слова**: псевдослучайная перестройка рабочей частоты, шумоподобные сигналы, гибридные системы ППРЧ/ШПС, Link 16, JTIDS.*

FH/DS HYBRID COMMUNICATION SYSTEMS. PART 2. IMPLEMENTATION VERSION

© Authors, 2017

D.Yu. Charkin, Director of Scientific and Technical Centre, e-mail: office@sozvezdie.su
S.Yu. Alehin, Head of the Directorate of Science and Technology
E.V. Grigoriev, Head of Sector
A.E. Limarev, Leading Designer
V.E. Prokhorov, Head of Department
JSC «Concern «Sozvezdie»

The paper considers the versions of FH/DS hybrid systems' practical implementation by example of Link 16 communication standard. The main focus is on the choice of signal structure and processing methods as well as on the technique for evaluating the noise immunity of the methods being applied.

***Keywords**: frequency hopping, direct sequence spread spectrum signals, FH/DS hybrid systems, Link 16, JTIDS.*

Данная работа является второй частью статьи, посвященной построению гибридных ППРЧ/ШПС систем связи [1]. Здесь рассматривается вариант реализации гибридной системы на примере стандарта военной тактической сети обмена данных Link 16, близкого к реальному времени. Основное внимание уделяется используемым методам обработки сигналов, направленным на повышение помехозащищенности. Link 16 используется США и странами НАТО. Это коммуникационная, навигационная и идентификационная система, которая поддерживает обмен данных между тактическим командованием, самолётами, кораблями и наземными подразделениями. Разделение ресурсов канала осуществляется по принципу TDMA (Time Division Multiple Access), в котором временные интервалы распределяются среди всех участников сети для передачи и приема данных. Link 16 обеспечивает передачу графических изображений, текстовых сообщений, а также включает в себя два канала передачи голоса со скоростью 2,4 и/или 16 кбит/с. Сама сеть Link 16 описана стандартом Министерства обороны США MIL-STD-6016. В ВМС США используется термин JTIDS (Joint Tactical Information Distribution System). На практике очень часто не делается различия между стандартом и его конкретной реализацией, и термин «Link 16» используется как синоним JTIDS .

1. Структура гибридной системы ППРЧ/ШПС в Link 16 [2, 3]

Link 16 – радиосеть передачи данных с временным разделением доступа. Программно-аппаратной реализацией Link 16 является единая распределенная информационная система JTIDS, включающая в себя передатчик и приемник в диапазоне от 960 до 1215 МГц. В JTIDS применяются: кодирование Рида–Соломона (RS), символьное перемежение, метод Cyclic Code Shift

ISSN 1995-7009

Keying (CCSK) для расширения спектра и символьной модуляции, гибридные ППРЧ/ШПС сигналы (рис. 1). Для ППРЧ выделен 51 частотный диапазон со скоростью переключения 77000 скачков в секунду [2].

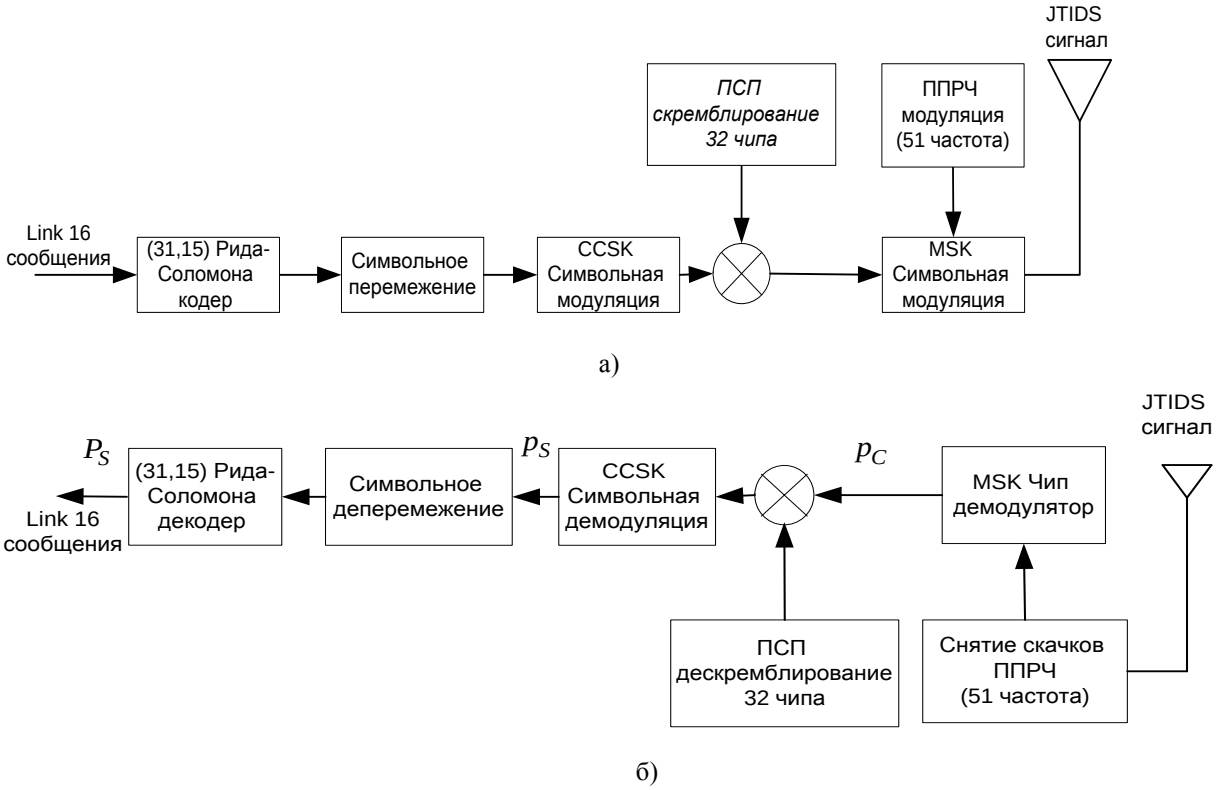


Рис. 1. Структура приемопередатчика в JTIDS: а – передатчик, б – приемник

Кодирование. Как следует из рис. 1, сообщения Link 16 вначале кодируются с использованием кодов Рида–Соломона (RS). Коды Рида–Соломона относятся к линейным блочным кодам. Поток данных разбивается на блоки по m бит каждый и комбинируются в форме символов. Требуется $M = 2^m$ символов для представления всех возможных комбинаций из m бит. Код Рида–Соломона обозначается как RS(n, k) m-битных символов. Это означает, что кодировщик воспринимает k информационных символов по m бит и добавляет символы четности для формирования n-символьного кодового слова. Имеется $n - k$ символов четности по m бит каждый. Декодер Рида–Соломона может корректировать до t символов, которые содержат ошибки в кодовом слове, где $2t = n - k$. В JTIDS выбирается $m = 5$, $n = 31$, $k = 15$, т.е. RS(31,15) может корректировать до 8 символов, в которых допущены ошибки, в 31-символьном кодовом слове.

Перемежение. В каналах с замираниями сигнала, обусловленными многолучевым распространением радиоволн, происходит снижение уровня сигнала ниже допустимого, что приводит к появлению статистически зависимых ошибок (пакету ошибок). Длина пачки ошибок может превышать корректирующую способность кода. В этом случае эффективным методом борьбы с ошибками является перемежение кодовых посылок таким путем, чтобы канал с пачками ошибок трансформировался в канал со статистически независимыми ошибками. На приемной стороне деперемежитель восстанавливает символы в нужной последовательности и направляет их к декодеру. Более подробно перемежение в JTIDS рассмотрено в [2, 3].

CCSK и MSK модуляция. После кодирования и перемежения символы должны модулироваться для передачи на радиочастоте по каналу. В JTIDS это реализуется двумя частями: модуляцией циклическими кодовыми последовательностями (CCSK – Cyclic Code Shift Keying) и модуляцией с минимальным разносом частот (MSK – Minimum Shift Keying). CCSK осуществляет одновременно M-ичную модуляцию и расширение спектра, представляя каждый 5-битовый символ

32-чиповой последовательностью. В табл. 1 приведены соответствия между 5-битовыми символами и CCSK последовательностями, которые получаются циклическим сдвигом из начальной последовательности *S*0. При приеме для определения 5-битового символа вычисляется взаимно корреляционная функция между принятой последовательностью и каждой из 32 возможных последовательностей.

Таблица 1

Соответствие между символами и CCSK кодовыми словами

5-бит символ	32-чиповая последовательность (CCSK кодовое слово)
00000	S0 = 01111100111010010000101011101100
00001	S1 = 11111001110100100001010111011000
00010	S2 = 11110011101001000010101110110001
00011	S3 = 11100111010010000101011101100011
00100	S4 = 11001110100100001010111011000111
⋮	⋮
11111	S31 = 00111110011101001000010101110110

После установления соответствия между 5-битовыми символами и CCSK кодовыми словами каждая 32-чиповая последовательность шифруется с помощью псевдослучайной последовательности, как это показано на рис. 2.

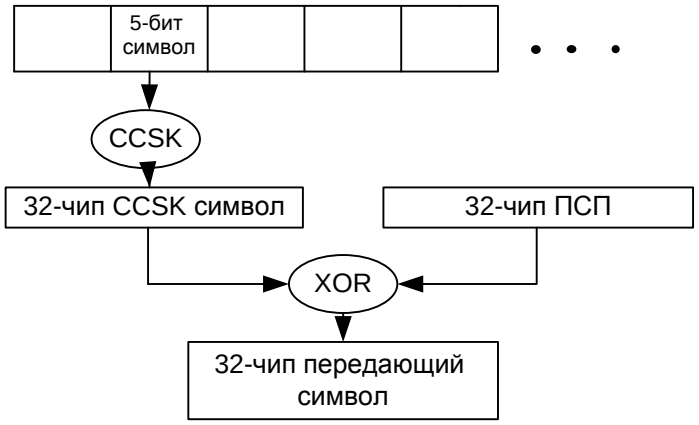


Рис. 2. Преобразование 5-битового символа в 32-чиповый передающий символ

Структура JTIDS импульса. В JTIDS в зависимости от реализации используется двойной или одинарный импульс. Структура одинарного импульса состоит из 6.4 мкс включения (время жизни) и 6.6 мкс выключения (мертвое время), в итоге результирующее время длительности скачка частоты равно 13 мкс. Структура двойного импульса состоит из двух простых импульсов, передающих один и тот же бит на различных частотах. Это повторение обеспечивает устойчивость против затухания и узкополосных помех. Однако применение двойного импульса снижает скорость передачи вдвое. Структура двойного импульса проиллюстрирована на рис. 3.

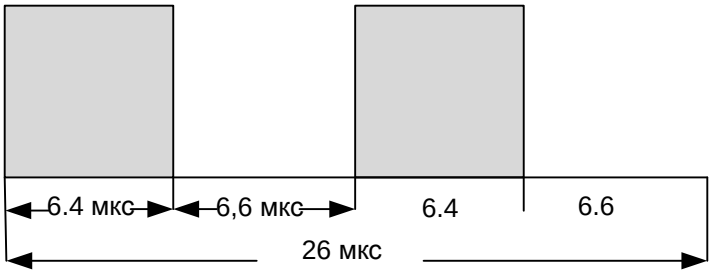


Рис. 3. Структура двойного импульса

Характеристика ППРЧ. В JTIDS выбирается одна из 51 частот со скоростью 77000 скачков в секунду. Несущие частоты приведены в табл. 2.

Таблица 2

Выделенные для ППРЧ частоты

Номер частоты	Частота	Номер частоты	Частота	Номер частоты	Частота
0	969	17	1062	34	1158
1	972	18	1065	35	1161
2	975	19	1113	36	1164
3	978	20	1116	37	1167
4	981	21	1119	38	1170
5	984	22	1122	39	1173
6	987	23	1125	40	1176
7	990	24	1128	41	1179
8	993	25	1131	42	1182
9	996	26	1134	43	1185
10	999	27	1137	44	1188
11	1002	28	1140	45	1191
12	1005	29	1143	46	1194
13	1008	30	1146	47	1197
14	1053	31	1149	48	1200
15	1056	32	1152	49	1203
16	1059	33	1155	50	1206

Анализ эффективности CCSK демодулятора

Как следует из рис. 1, после дескремблирования 32-чиповая последовательность поступает на вход CCSK символьного демодулятора, изображенного на рис. 4. Выходом CCSK демодулятора является 5-битовый символ. На рис. 4 обозначено S_i для $i = 0, 1,\ldots,31$ – 32-чиповая CCSK последовательность, R_i – кросс-корреляция между входной и i-й последовательностью. Решение о 5-битовом символе соответствует той ветви, в которой кросс-корреляция наибольшая.

Кросс-корреляция между нулевой последовательностью и i-й имеет вид

$$R_i = \begin{cases} 32, & i = 0; \\ h_i, & i = 1,2,...,31, \end{cases} \qquad (1)$$

где h_i принимает три дискретных значения: $h_i = -4$, 0 или +4. Следует обратить внимание на то, что применяемые в JTIDS последовательности не являются ортогональными. Например, если передавалась в отсутствие шума последовательность S_0, то $R_7 = R_{16} = R_{25} = 4$. Так как все последовательности получаются циклическим сдвигом из S_0, то при передаче S_1 в отсутствие шума имеем $R_8 = R_{17} = R_{26} = 4$. В дальнейшем при анализе без уменьшения общности можно полагать, что передавался символ S_0.

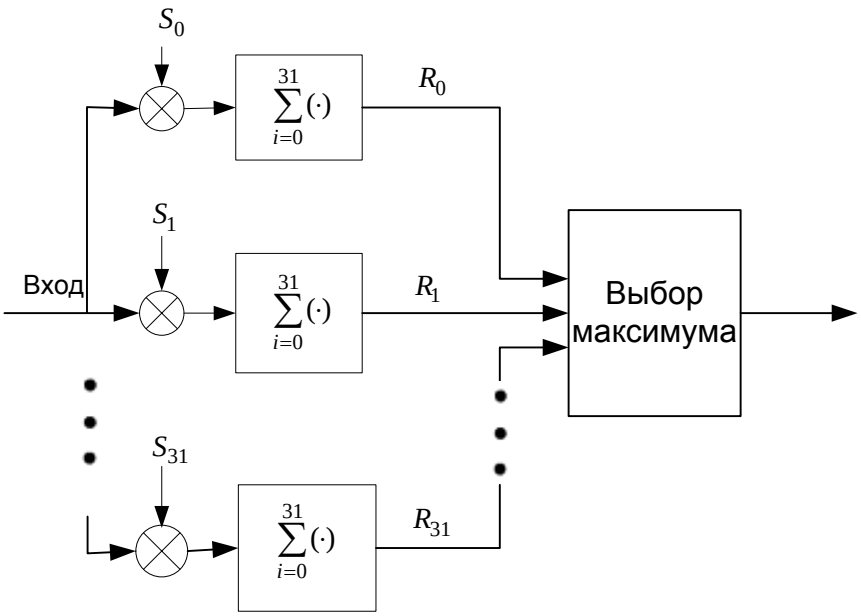


Рис. 4. Демодулятор CCSK символов

Вероятность ошибки на CCSK символ

Для канала с белым гауссовским шумом с двусторонней спектральной плотностью $N_0/2$ вероятность ошибки на символ для когерентного модулятора максимального правдоподобия ортогональных сигналов может быть вычислена по формуле [4, 5]

$$p_S = \frac{(M-1)}{\sqrt{2\pi}} \times$$

$$\times \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(t)^{M-2} \Phi(t - \sqrt{2E_S / N_0}) \exp\left(-t^2/2\right) dt, \quad (2)$$

где E_S – энергия символа, Ф – стандартная гауссовская функция распределения. Из (29) можно получить вероятность ошибки на бит, положив $E_S = mE_b$, где E_b – энергия бита, $m = \log_2 M$, и воспользоваться тем, что вероятность ошибки на бит связана с вероятностью ошибки на символ соотношением [6]

$$P_b = MP_S / \{2(M-1)\}. \quad (3)$$

Для квазиортогональных сигналов, таких как CCSK, используемых в JTIDS, формула (2) является приближенной для расчета вероятности ошибки на символ. Точное выражение для вероятности ошибки на символ имеет вид [2]

$$p_S = \sum_{i=0}^{32} \xi_i C_{32}^i p_C^i (1-p_C)^{32-i}, \quad (4)$$

где ξ_i – условные вероятности ошибки на символ, вычисленные для каждого символа с учетом корреляционных свойств последовательностей [2, табл. 7]; p_C – вероятность ошибки на чип, которая для BPSK и QPSK модуляции имеет вид

$$p_C = Q\left(\sqrt{\frac{2E_C}{N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{10E_b}{32N_0}}\right), \quad (5)$$

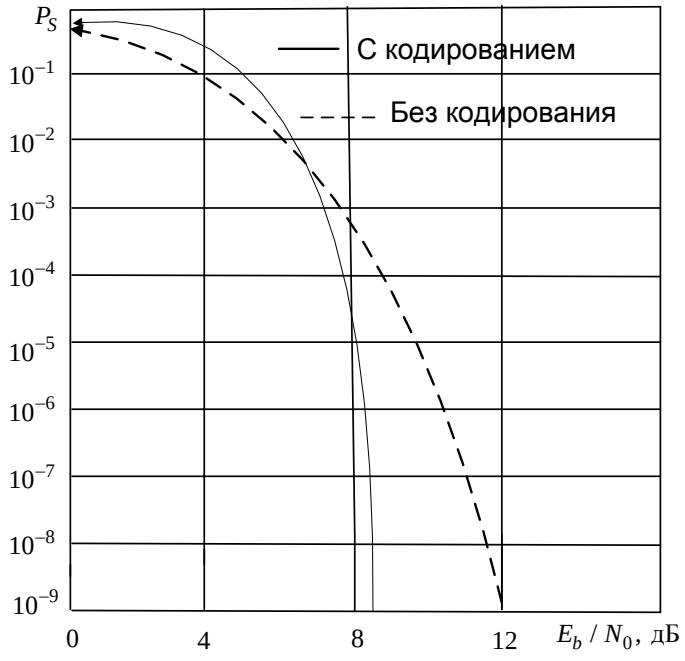
где E_C – энергия чипа, $E_S = 5E_b = 32E_C$. На рис. 5 приведены зависимости вероятности ошибки на символ для ортогональных сигналов (нижняя кривая) и квазиортогональных, используемых в JTIDS (верхняя кривая) [2]. Как следует из графиков, при вероятности ошибки на символ 10^{-5} CCSK сигналы проигрывают в отношении сигнал–шум ортогональным 2 дБ.

Вероятность ошибки при кодировании

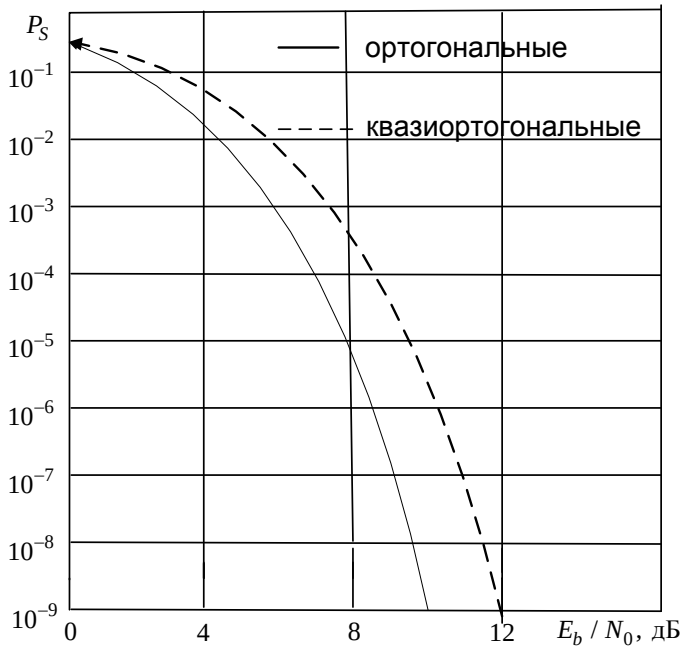
В соответствии с рис. 1 после когерентного демодулятора CCSK сигналов происходит деперемежение символов с последующим декодированием кодов Рида–Соломона. Предполагается, что деперемежение происходит безошибочно. При декодировании RS возможны ошибки. При известной канальной вероятности ошибки на символ p_S (4) вероятность ошибки на символ после декодирования P_S находится по формуле

$$P_S = \frac{1}{32} \sum_{i=9}^{32} i C_{32}^i p_S^i (1-p_S)^{32-i}. \quad (6)$$

На рис. 5б [2] приведены зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал – шум с кодированием и без кодирования.



а)



б)

Рис. 5. Вероятность ошибки на символ:
а – на выходе демодулятора CCSK, б – на выходе декодера Рида–Соломона

Замечание. Анализ помехоустойчивости в настоящей работе был проведен для одинарного импульса. Структура двойного импульса состоит из двух одинарных импульсов (рис. 3), передающих одну и ту же информацию, но на различных несущих. Такое повторение позволяет организовать устойчивую связь в каналах с замираниями и/или при воздействии узкополосных помех. При воздействии только белого шума отличие в помехоустойчивости для бинарного импульса будет состоять в том, что энергия бита увеличится вдвое (на 3 дБ).

Выводы

Комплекс мероприятий по повышению помехозащищенности в JTIDS состоит в использовании гибридных ШПС/ППРЧ сигнальных конструкций, перемежения и помехоустойчивого кодирования, а также применении структуры двойного импульса, что позволяет организовать надежную связь в каналах с замираниями и/или при воздействии узкополосных помех. Скачки частоты осуществляются по псевдослучайному закону со скоростью 77000 скачков в секунду по 51 частотной позиции. В приемопередающей аппаратуре JTIDS всегда осуществляются последовательно два модуляционных процесса: циклический сдвиг 32-элементной кодовой последовательности и модуляция с минимальным разносом частот. Первая осуществляет одновременно *M*-ичную модуляцию и расширение спектра, представляя каждый 5-битовый символ 32-чиповой последовательностью, в результате чего на базовом импульсе длительностью 6.4 мкс переносится 5 бит информации. При приеме для определения 5-битового символа вычисляется взаимно корреляционная функция между принятой последовательностью и каждой из 32 возможных последовательностей. Модуляция с минимальным разносом частот используется для передачи скачков частоты.

Однако, несмотря на высокую помехозащищенность и скрытность, сигнальные конструкции JTIDS не оптимизированы к воздействию импульсных помех или замираниям в каналах [7, 8]. В [7, 8] предлагается в качестве альтернативы использовать 32-чиповые ортогональные сигналы с (31,15) кодами Рида–Соломона. Рассматривается когерентное и некогерентное детектирование. При воздействии только белого гауссовского шума альтернативный вариант при вероятности ошибки на бит $P_E = 10^{-5}$ превосходит используемый в JTIDS на 1.7 дБ для когерентного и на 1.4 дБ для некогерентного детектирования. При воздействии импульсной помехи этот выигрыш составляет 3.1 и 4.2 дБ для когерентного и некогерентного детектирования соответственно.

Литература

1. *Чаркин Д.Ю., Алехин С. Ю., Григорьев Е. В., Лимарев А. Е., Прохоров В.Е.* Гибридные ППРЧ-ШПС системы связи. Ч. 1. Основы теории // Теория и техника радиосвязи. 2017. № 2. С. 42–51.

2. *Chi-Han Kao* Performance Analysis of a JTIDS/Link-16-Type Waveform Transmitted Over Slow, Flat Nakagami Fading Channels in the Presence of Narrowband Interference: Dissertation / Naval Postgraduate School. 2008. 208 p.

3. *Kopp C.* Network Centric Warfare Fundamentals. Part 3: JTIDS/MIDS // Defence TODAY Magazine. Sept. 2005. Pp. 12–19.

4. *Pursley M.B., Royster T.C., Tan M.Y.* High-Rate Direct-Sequence Spread Spectrum // Proc. IEEE Military Comm. Conf. October 2003. Vol. 2. Pp. 1101–1106.

5. *Pursley M.B., Royster T.C.* High-Rate Direct-Sequence Spread Spectrum with Error-Control Coding // IEEE Trans. on Comm. 2005. Vol. 54, No. 9. Pp. 1693–1702.

6. *Прокис Дж.* Цифровая связь: пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.

7. *Lekkakos D., Robertson R.C.* Performance Analysis of a LINK-16/JTIDS Compatible Waveform Transmitted over a Channel with Pulse-Noise Interference // Proc. IEEE PACRIM'09. 2009. Pp. 29–34.

8. *Koromilas I.* Performance Analysis of the Link-16/JTIDS Waveform with Concatenated Coding: Dissertation / Naval Postgraduate School. 2009. 81 p.

Статья поступила в редакцию 30 марта 2017 года

УДК 621.375.026

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ МЕТОДА ЦИФРОВЫХ ПРЕДЫСКАЖЕНИЙ С АЛГОРИТМАМИ УМЕНЬШЕНИЯ ПИК-ФАКТОРА ДЛЯ СИГНАЛОВ С ЧАСТОТНЫМ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕМ

© Авторы, 2017

Л.И. Аверина, д.ф.-м.н., доцент, Воронежский государственный университет, e-mail: averina@phys.vsu.ru
А.С. Малев, начальник отдела
Д.Ю. Чаркин, директор НТЦ
АО «Концерн «Созвездие»

Рассмотрено одновременное применение метода цифровых предыскажений и алгоритмов уменьшения пик-фактора сигналов с частотным мультиплексированием. Проведен сравнительный анализ экспериментальных результатов линеаризации усилителя мощности для OFDM-сигналов с ограниченной амплитудой с введением селективного отображения и SC-FDM-сигнала для различных значений входной мощности. Показано, что наименьший уровень внеполосного излучения и минимальная степень деформации сигнального созвездия при сохранении высокой энергоэффективности усилителя достигаются для сигналов на одной несущей с частотным мультиплексированием.

***Ключевые слова**: сигналы с частотным мультиплексированием, цифровые предыскажения, уменьшение пик-фактора.*

PERFORMANCE EVALUATION OF DIGITAL PREDISTORTION AND PEAK-TO-AVERAGE POWER RATIO REDUCTION FOR FREQUENCY-DIVISION MULTIPLEXING SIGNALS

©Authors, 2017

L.I. Averina, Dr.Sci. (Phys. and Math.), Associate Professor, Voronezh State University, e-mail: averina@phys.vsu.ru
A.S. Malev, Head of Department
D.Yu. Charkin, Head of Scientific and Technical Centre
JSC «Concern «Sozvezdie»

Simultaneous application of digital predistortion method and peak-to-average power ratio reduction to frequency-division multiplexing signals is considered. A comparative analysis of the experimental results of power amplifier linearization for clipped OFDM-signals with the selective mapping, and SC-FDM-signals for various values of output power is performed. The lowest level of out-of-band emission and minimum deformation of signals constellation while maintaining a high efficiency of power amplifier are proved to be achieved for single-carrier frequency-division multiplexing signals.

***Keywords**: frequency-division multiplexing signals, digital predistortions, peak-to-average power ratio reduction.*

В настоящее время в различных телекоммуникационных системах используются сигналы с ортогональным частотным мультиплексированием (OFDM), которые обладают рядом достоинств. Во-первых, это простая аппаратная реализация: базовые операции реализуются методами цифровой обработки. Во-вторых, высокая эффективность использования радиочастотного спектра, объясняемая почти прямоугольной формой огибающей спектра при большом числе поднесущих колебаний [1]. Однако широко известным недостатком данных сигналов является высокое значение пик-фактора – отношения пиковой мощности к средней (PAPR). Это связано с тем, что для определённых OFDM-символов поднесущие колебания складываются синфазно, что приводит к кратковременному пику излучаемой мощности. Для сигналов с высоким значением пик-фактора требуются усилители мощности с широким линейным динамическим диапазоном. Всплески мощности приводят к амплитудному ограничению сигнала в усилителе и, как следствие, возникновению комбинационных частот, провоцирующих паразитные внеполосные излучения. Также возникают нелинейные искажения передаваемого сигнала, что ухудшает, а в некоторых случаях делает невозможной, демодуляцию сигнала на приёмной стороне. Поэтому для систем связи, использующих сигналы с различной амплитудно-фазовой модуляцией,

огибающая которых характеризуется значительным изменением уровня, принято либо накладывать жесткие ограничения на линейность тракта во всём динамическом диапазоне передаваемого сигнала, либо уменьшать значение пик-фактора сигнала. Для увеличения линейности передающей системы при сохранении её высокой энергоэффективности часто используется метод цифровых предыскажений [4, 5]. Обычно задачи повышения линейности системы и уменьшения значения пик-фактора сигнала рассматриваются раздельно. В данной работе рассматриваются возможности одновременного применения этих подходов для различных сигналов с частотным мультиплексированием.

Методы уменьшения пик-фактора OFDM-сигнала

Рассмотрим сначала методы уменьшения пик-фактора сигналов с частотным мультиплексированием, применяемые в данной работе. Как известно, пик-фактор сигнала определяется соотношением

$$PARP = \frac{\max\limits_{0\le t\le T}\left|x(t)\right|^2}{E\left[\frac{1}{T}\int\limits_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}}\left|x(t)\right|^2 dt\right]} = \frac{\max\limits_{0\le t\le T}\left|x(t)\right|^2}{P},$$

где $x(t)$ – изменение огибающей сигнала, E – оператор усреднения по времени.

Одним из наиболее простых с точки зрения аппаратной реализации искажающих методов уменьшения пик-фактора сигнала является метод ограничения амплитуды (CF) и его производные [3]. Он основан на искажении огибающей сигнала во временной области путем введения функции жесткого ограничения:

$$\overline{x}_j = \begin{cases} x_j, & \text{если } \left|x_j\right| \le A; \\ Ae^{j\varphi\left(x_j\right)}, & \text{если } \left|x_j\right| > A. \end{cases}$$

Здесь x_j – j-й отсчёт огибающей сигнала, $\varphi(x_j)$ – его фаза, A – порог ограничения амплитуды. Применение нелинейной операции ограничения вносит паразитные внутриполосные и внеполосные излучения. Внеполосные искажения уменьшают, пропуская ограниченный сигнал через фильтр, тип и параметры которого выбираются на основе требований к системе.

Одним из неискажающих методов уменьшения пик-фактора OFDM-сигнала является метод селективного отображения (SLM) [2]. Применение неискажающих методов приводит к уменьшению пропускной способности системы, т.к. некоторая ее часть будет расходоваться для уменьшения пиковой мощности. Так, например, SLM требует передачи дополнительной информации о сигнале. Кроме этого, повышается вычислительная мощность системы, требуется больший объем памяти и усложняется схемотехника. Однако всё это не влияет на общую пропускную способность [2].

В методе селективного отображения несущий информацию вектор d в «частотной области» умножается поэлементно на Q векторов $\{u_q\}_{q=1,\ldots,Q}$, имеющих вид

$$u_q = \left[e^{j\varphi_1^{(q)}},\ldots,e^{j\varphi_N^{(q)}}\right],$$

где $\varphi_1^{(q)}$ обычно выбираются произвольно из набора $\{0, \pi\}$ или $\{0, \pi/2, -\pi, -\pi/2\}$. В результате Q векторов, которые несут ту же информацию, модулируются параллельно с использованием OFDM-сигнала для получения $\{x_q(t)\}_{q=1,\ldots,Q}$ различных сигналов. Передается обычно $x_q(t)$ сигнал, имеющий наименьший пик-фактор. Конкретный набор $\varphi_i^{(q)}$ кодируется и передается как дополнительная информация, занимая определённую полосу частот. Приёмник использует эту дополнительную информацию для восстановления вектора d, несущего информацию путём поэлементного умножения на выходной сигнал.

Помимо методов уменьшения пик-фактора обычного OFDM-сигнала можно использовать сигнал с частотным мультиплексированием на одной несущей (SC-FDM). Данный сигнал может быть интерпретирован как OFDM-сигнал, но с линейным предварительным кодированием, то есть он имеет дополнительное преобразование Фурье, предшествующее обычной обработке OFDM-сигнала. Благодаря присущей ему структуре сигнала с одной несущей, заметным его преимуществом является более низкое значение пик-фактора.

Метод цифровых предыскажений

Существует множество методов повышения линейности передающего тракта. В последнее время широкое распространение получил метод цифровых предыскажений. Суть метода состоит в том, что в сигнал, формируемый в цифровой форме, вносятся предыскажения, обратные искажениям, вносимым усилителем мощности. Обычно в системе также присутствует петля обратной связи, при помощи которой отслеживаются изменения нелинейных характеристик устройства и адаптация корректирующих коэффициентов [4].

В данной работе цифровой корректор строился на основе известной параллельной модели Гаммерштейна (полиномиальная модель с памятью) с использованием обратной архитектуры обучения. Данная модель, как известно [5], даёт вполне удовлетворительные результаты при линеаризации разных типов усилителей мощности. Структура модели задается с помощью числовых параметров, таких как порядок нелинейности P и глубина памяти M. При этом соотношение, связывающее отсчёты входного и выходного сигналов для модели, имеет вид

$$y(n)=\sum_{p=1}^{P}\sum_{m=0}^{M}h_{p,m}x(n-m)\left|x(n-m)\right|^{2(p-1)},$$

где $x(n)$ – низкочастотный эквивалент входного сигнала, $y(n)$ – низкочастотный эквивалент выходного сигнала и h – параметры модели.

Методика проведения эксперимента

Для оценки эффективности применения метода цифровых предыскажений с алгоритмами уменьшения пик-фактора для сигналов с частотным мультиплексированием проводился эксперимент на реальном усилителе мощности сантиметрового диапазона. Сначала были сформированы квадратуры различных сигналов: OFDM-сигнала со 128 поднесущими и SC-FDM-сигнала с аналогичными параметрами. Для OFDM-сигнала также были реализованы метод ограничения амплитуды с последующей фильтрацией (CF) и метод селективного отображения (SLM). Величина пик-фактора оригинального OFDM-сигнала составила 10,4 дБ, SC-FDM сигнала – 7 дБ, CF – 7,2 дБ, SLM – 9,4 дБ. Рабочая полоса всех исследуемых сигналов была одинаковой и составляла 2 МГц, а в качестве модуляции использовалась QAM16.

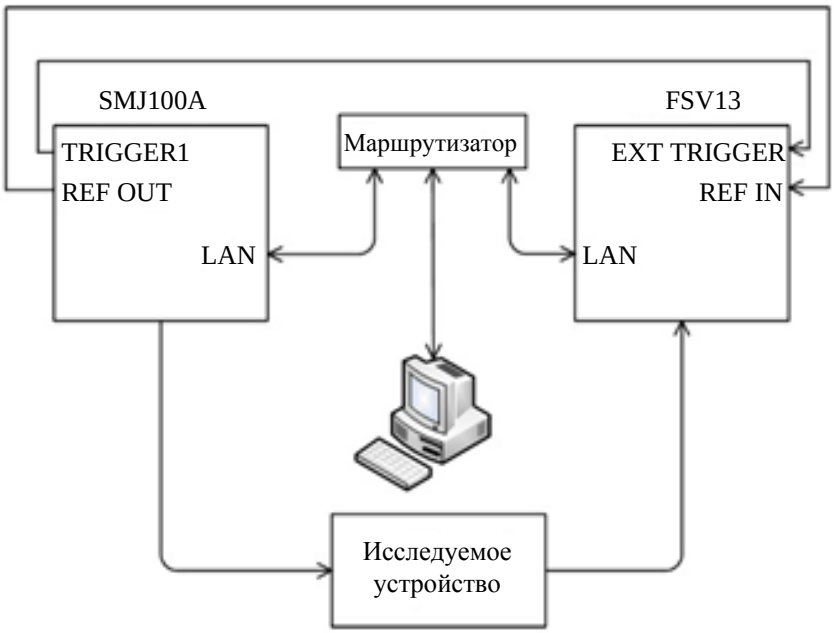


Рис. 1. Блок-схема экспериментальной установки

На рис. 1 приведена блок-схема экспериментальной установки. Для каждого из четырёх типов исследуемых сигналов проводились следующие действия. Цифровой сигнал формировался с помощью ЭВМ и пересылался в векторный генератор SMJ100A. Далее аналоговый сигнал с генератора поступал на усилитель мощности (исследуемое устройство), а затем на векторный анализатор FSV13. На основе исходного сигнала и «захваченных» с анализатора квадратур с помощью ЭВМ строился цифровой корректор, с помощью которого происходило

предыскажение исходного сигнала. Необходимо отметить, что при построении цифрового корректора поддерживалось условие сохранения мощности излучаемого сигнала. Затем предыскажённый сигнал также пересылался в векторный генератор, проходил через усилитель мощности и «захватывался» ЭВМ с помощью анализатора, где происходил дальнейший анализ параметров сигнала. В качестве переменного параметра использовалась средняя мощность подаваемого сигнала.

Критерии оценки и сравнительный анализ

В качестве параметров, количественно оценивающих эффективность применения цифровых корректоров, в работе использовались *ACPR* и *EVM*. При этом анализировалось изменение энергоэффективности системы (*PAE*) и уровень пик-фактора предыскажённого сигнала.

Основным преимуществом использования метода цифровых предыскажений является снижение уровня внеполосных излучений передаваемого сигнала, создаваемых усилителем мощности. Параметр *ACPR* характеризует уровень внеполосного излучения и определяется соотношением

$$ACPR = 10\log_{10}\left(\frac{P_{\text{сосед. канал}}}{P_{\text{осн. канал}}}\right),$$

где под $P_{\text{осн. канал}}$ подразумевается мощность сигнала в основной полосе, а под $P_{\text{сосед. канал}}$ – мощность в соседнем канале. Видно, что этот параметр в основном характеризует изменение спектра сигнала.

На рис. 2 представлены измеренные зависимости уровня *ACPR* сигнала на выходе усилителя от средней мощности входного сигнала для четырёх типов исследуемых сигналов. При этом сплошные линии соответствуют системе без предыскажений, а пунктирные – с предыскажениями. Из графиков видно, что в системе без предыскажений наибольший уровень внеполосного излучения имеет CF-сигнал, а наименьший у SC-FDM-сигнала. Разница при этом составляет порядка 2–3 дБ. С ростом мощности входного сигнала уровень *ACPR* всех сигналов возрастает, разница практически остаётся постоянной. В системе с цифровыми предыскажениями удаётся понизить уровень внеполосных излучений всех сигналов. Однако для OFDM и CF-сигналов эффективность линеаризации уменьшается с ростом входной мощности: выигрыш в *ACPR* при $P_{\text{вх}}$ = –5 дБмВт составил 12–14 дБ, при $P_{\text{вх}}$ = 5 дБмВт – всего 6 дБ. Для SLM и SC-FDM-сигналов уменьшение *ACPR* во всём диапазоне исследуемых входных мощностей практически оставалось неизменным и составило 15 и 20 дБ соответственно.

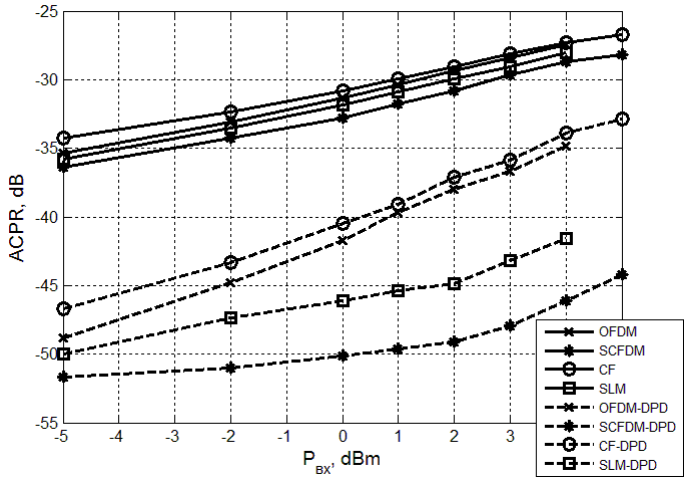


Рис. 2. Зависимости уровня внеполосных излучений для разных типов сигналов от значения входной мощности в системе без цифрового корректора и при его наличии

Параметр, характеризующий внутриполосные искажения сигнала – *EVM* – модуль вектора ошибки. Он показывает деформацию сигнального созвездия (в процентном соотношении) и характеризует изменение сигнала во временной области:

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

где $I_{вх}$, $I_{вых}$, $Q_{вх}$, $Q_{вых}$ – квадратуры сигнального созвездия на входе и выходе устройства. На рис. 3 представлены зависимости *EVM* выходного сигнала, рассчитанные из измеренных данных от средней мощности входного сигнала для четырёх типов исследуемых сигналов. Здесь также сплошные кривые соответствуют системе без цифрового корректора, а пунктирные – при его наличии. Из графиков видно, что в системе без цифрового корректора наибольшее искажение сигнального созвездия испытывает CF-сигнал, а наименьший уровень *EVM* у SC-FDM-сигнала. Применение цифровых предыскажений позволяет снизить значение векторной ошибки для всех сигналов. С ростом значения входной мощности сигнала эффективность уменьшения внутриполосных искажений остаётся наилучшей для SLM и SC-FDM-сигналов. При больших уровнях нелинейности усилителя мощности хуже всех удаётся линеаризовать систему для OFDM-сигнала.

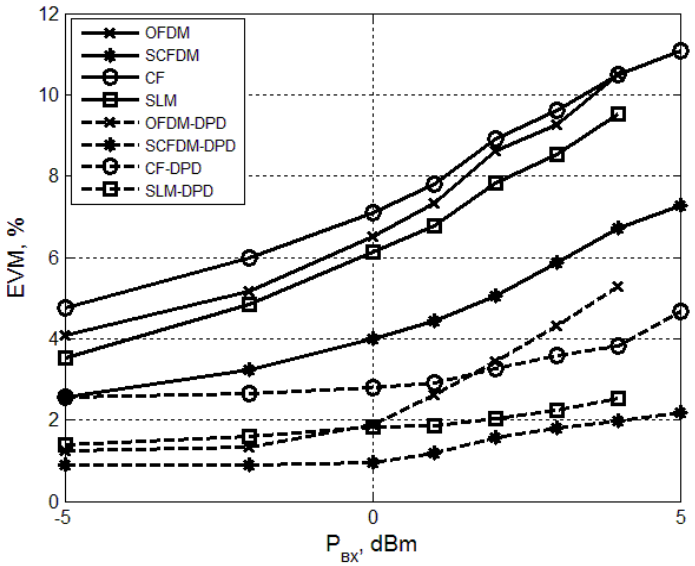


Рис. 3. Зависимости модуля ошибки для разных типов сигналов от значения входной мощности в системе без цифрового корректора и при его наличии

Для того, чтобы проанализировать изменение энергоэффективности системы при функционировании в различных условиях в работе анализировался уровень PAE, который в процентном отношении определяется соотношением

$$PAE = 100 * \frac{P_{вых} - P_{вх}}{P_{DC}},$$

где $P_{вх}$, $P_{вых}$ – мощности сигнала на входе и выходе системы соответственно, P_{DC} – постоянная потребляемая мощность. На рис. 4 приведены полученные зависимости *PAE* системы с предыскажениями и без них от уровня входной мощности для разных типов сигналов. Видно, что применение цифровых корректоров незначительно снижает энергоэффективность системы, которая при входной мощности $P_{вх}$ = 4 дБмВт достигает максимума. Это говорит о том, что усилитель входит в режим насыщения и дальнейшее увеличение мощности входного сигнала не имеет практического смысла. Разница в зависимостях для различных сигналов объясняется погрешностью эксперимента.

Ещё одним параметром, представляющим особый практический интерес, является пик-фактор предыскажённого сигнала. Это связано с тем, что слишком высокий пик-фактор подаваемого на усилитель сигнала может привести к выходу из строя силового транзистора. Поэтому в работе анализировалось значение пик-фактора предыскажённого сигнала при построении цифровых корректоров для разных сигналов с частотным мультиплексированием. Измеренные результаты в виде зависимостей представлены на рис. 5. Из графиков видно, что при небольших значениях входной мощности сигнала, когда усилитель работает в слабонелинейном режиме наименьшим пик-фактором обладают SC-FDM и CF предыскажённые сигналы. SLM и OFDM предыскажённые сигналы имеют пик-фактор больше на 3–4 дБ. Это связано с тем, что данные сигналы исходно имеют больший пик-фактор. С ростом мощности входного сигнала усилитель приближается к режиму насыщения и

для его линеаризации требуется сигнал с большим пик-фактором. Для рассматриваемого усилителя мощности при $P_{вх}$ = 4 дБмВт пик-фактор SLM и OFDM предыскажённых сигналов увеличивается до 16 дБ, SC-FDM – до 13,5 дБ, CF – до 11,5 дБ. Необходимо отметить, что все эти значения лежат в пределах допустимого диапазона.

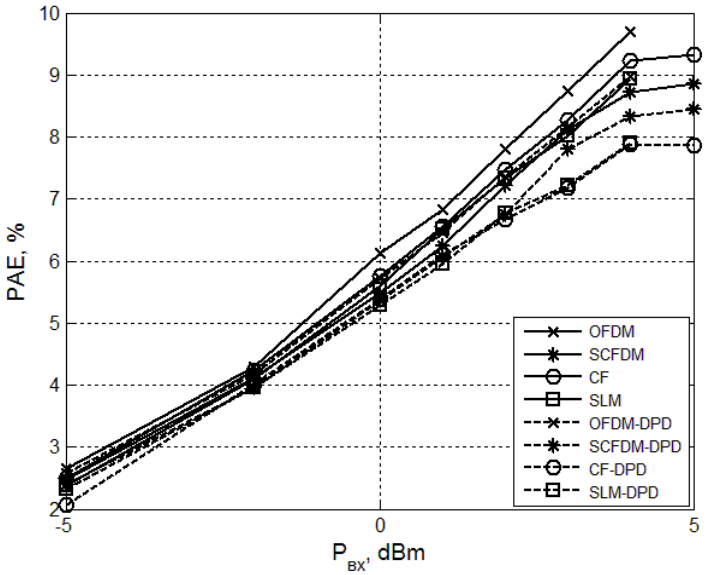


Рис. 4. Зависимости *PAE* для разных типов сигналов от значения входной мощности в системе без цифрового корректора и при его наличии

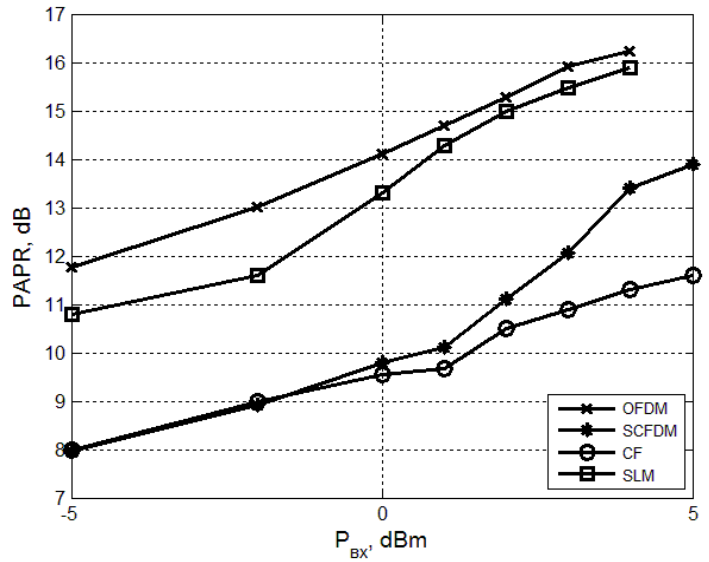


Рис. 5. Зависимости пик-фактора для разных типов предыскажённых сигналов от значения входной мощности

Заключение

В работе рассмотрено одновременное применение метода цифровых предыскажений и алгоритмов уменьшения пик-фактора сигналов с частотным мультиплексированием. Проведен сравнительный анализ экспериментальных результатов линеаризации усилителя мощности для OFDM-сигналов с ограниченной амплитудой с введением селективного отображения и SC-FDM-сигнала для различных значений входной мощности. В результате проведённых исследований установлено, что наименьший уровень внеполосного излучения и минимальная степень деформации сигнального созвездия при сохранении высокой энергоэффективности усилителя достигается для сигналов на одной несущей с частотным мультиплексированием. Среди сигналов со многими поднесущими наилучшие результаты при применении цифровых предыска-

жений продемонстрировал алгоритм введения селективного отображения. Также практически показано, что для всех типов рассматриваемых сигналов применение одновременно и алгоритмов уменьшения пик-фактора сигнала, и цифровых методов линеаризации усилительного тракта уменьшают уровень внеполосных излучений передаваемого сигнала и степень деформации сигнального созвездия при сохранении высокой энергоэффективности устройства.

Литература

1. *Cho Y.S., Kim J., Yang W.Y., Kang C.G.* MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB // Wiley. IEEE Press, 2010. 457 p.

2. *Коржихин Е.О.* Анализ методов сокращения пиковой мощности для OFDM систем / Под ред. чл.-корр. РАН А.С. Сигова // Материалы Международной научно-технической конференции «Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения», 23–27 ноября 2010 г. Москва. М.: Энергоатомиздат, 2010. Ч. 1. С. 184–188.

3. *Nader C., Landin N., Van Moer W., Björsell N., Händel P.* Performance evaluation of peak-to-average power ratio reduction and digital pre-distortion for OFDM based systems // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2011. Vol. 59. No. 12. Pp. 3504–3511.

4. *Аверина Л.И., Бобрешов А.М., Шутов В.Д.* Повышение линейности передающего тракта методом цифровых предыскажений // Нелинейный мир. Радиотехника. 2013. Т. 11. № 10. С. 720–727.

5. Ghannouchi F.M., Hammi O. Behavioral modeling and predistortion // IEEE Microw. Mag. 2009. Vol. 10. No. 7. Pp. 52–64.

Статья поступила в редакцию 18 июля 2017 года

УДК 681.3

МЕТОД ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПОЗИЦИОННОГО КОДА В КОД СИСТЕМЫ ОСТАТОЧНЫХ КЛАССОВ

© Авторы, 2017

А.В. Велигоша, к.т.н., доцент, e-mail: aveligosha@mail.ru
В.В. Кургузов, преподаватель
Военная академия РВСН имени Петра Великого, филиал в г. Серпухове Московской области

Проведено обоснование целесообразности разработки нового метода преобразования данных из позиционного представления в код системы остаточных классов. Существующие методы преобразования обладают рядом недостатков, основными из которых являются большое время преобразования и большие аппаратурные затраты, необходимые на реализацию устройств преобразования. Большое время преобразования данных из позиционного представления в код системы остаточных классов не позволяет в полной мере использовать преимущества модулярных кодов в специализированных вычислительных устройствах цифровой обработки сигналов, в том числе цифровых фильтрах. Основой разработанного метода преобразования позиционного кода в код системы остаточных классов является использование естественного свойства модулярных кодов – свойства «кольца». Проведенная сравнительная оценка быстродействия разработанного метода и существующих методов преобразования показала его эффективность, в первую очередь, с точки зрения быстродействия.

***Ключевые слова**: модулярный код, система остаточных классов, цифровой фильтр, модуль, остаток, позиционный код, разряд, устройство преобразования, система оснований, метод, алгоритм преобразования.*

METHOD FOR CONVERTING POSITION CODE TO RESIDUE NUMBER SYSTEM CODE

©Authors, 2017

A.V. Veligosha, Ph.D. (Eng.), Associate Professor, e-mail: aveligosha@mail.ru
V.V. Kurguzov, Lecturer
Military Academy of Strategic Missile Forces named after Peter the Great (Branch in Serpukhov, Moscow Region)

The purpose of this research is to give a rationale of the development of a new method of data conversion from its positional representation to the residue number system code. The existing conversion methods have a number of drawbacks, the main ones are: a long conversion time and large hardware costs required for the implementation of conversion devices. The long duration of data conversion from a positional representation to the residue number system code does not allow to fully exploit the advantages of modular codes in specialized digital signal processing computing devices, including digital filters. The basis of the developed method of converting the position code to the residue number system code is the use of the natural property of modular codes, the property of "ring". A comparative assessment of the performance of this method and the existing conversion methods showed its effectiveness most of all in terms of performance.

***Keywords**: modular code, residue number system, digital filter, module, residue, position code, digit, conversion device, bases system, method, conversion algorithm.*

Эффективность вычислительных устройств, функционирующих на основе модулярного кодирования данных, определяется, в первую очередь, временем обработки по заданному алгоритму и аппаратурными затратами, необходимыми на реализацию модулярного вычислительного устройства.

Время обработки данных в модулярном вычислительном устройстве определяется временем их преобразования в модулярный код, временем, необходимым для реализации заданного вычислительного алгоритма и временем представления результата его вычислений в позиционном (двоичном) виде. Такая последовательность процедур обработки данных применяется тогда, когда требуется обеспечить уменьшение времени получения результатов вычислений по заданному алгоритму.

Проведенный анализ современных реализаций вычислительных алгоритмов в модулярных кодах позволяет сделать вывод о том, что время, необходимое на модулярное представление данных и их обратное преобразование в позиционное представление, составляет не менее 60–70%

 ISSN 1995-7009

от общего времени вычислений в модулярном вычислительном устройстве [1].

Большое время преобразования данных, представленных в позиционном коде, в модулярный код и обратно обусловлено тем, что эти алгоритмы выполняются на основе немодульных операций, которые требуют значительных временных и аппаратных затрат [2]. Существующие алгоритмы представления данных в модулярных кодах направлены, в первую очередь, на усовершенствование организации вычислений и не позволяют значительно повысить быстродействие преобразования. Они имеют общий недостаток, заключающийся в том, что увеличение разрядности представляемых в модулярном коде данных влечет за собой значительное увеличение времени и аппаратурных затрат, требуемых для реализации устройства преобразования данных [3].

Реализация алгоритмов преобразования данных в модулярное представление программным способом неприемлема для вычислительных устройств, функционирующих в реальном масштабе времени. Проведенные оценки показали, что программная реализация алгоритмов представления данных в модулярных кодах требует в несколько сот раз больше времени, чем аппаратная реализация [1].

Как показано в [4–6], наиболее распространенным алгоритмом цифровой обработки сигналов является алгоритм цифровой фильтрации. На практике в большей степени находят применение нерекурсивные цифровые фильтры (ЦФ), которые имеют ряд преимуществ по сравнению с рекурсивными [5].

Нерекурсивные ЦФ эффективно реализуются на основе использования модулярных кодов, что позволяет значительно улучшить их амплитудно-частотную характеристику и значительно снизить время вычисления выходного отсчета [2–4, 6]. При этом обобщенная структура модулярного ЦФ будет иметь вид, показанный на рис. 1.

Из рис. 1 видно, что для представления данных в модулярном коде используются устройства преобразования по каждому модулю выбранной системы оснований. На практике используются различные способы преобразования данных из позиционного представления в модулярный код. К ним относятся [1] следующие основные методы: непосредственное модульное преобразования позиционного двоичного кода в код системы остаточных классов (СОК) и его модификация; модифицированный метод Горнера для преобразования позиционного кода в код СОК; преобразование позиционных кодов методом рекурсивного сдваивания; понижение разрядности исходного позиционного кода при преобразовании его в код СОК. Описание этих методов и структурные схемы их реализации приведены в [1, 7].

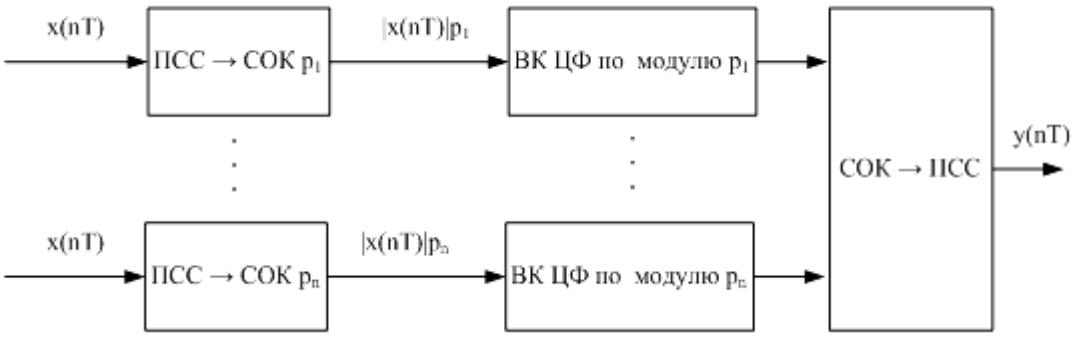


Рис. 1. Обобщенная структура модулярного цифрового фильтра

На основе анализа математических методов преобразования позиционных кодов в коды СОК установлено, что отсутствие теории построения преобразователей кодов цифровых вычислительных устройств приводит к интуитивным методам их разработки. Недостаточное развитие теоретических основ построения преобразователей кодов и вытекающее отсюда недостаточное развитие методов и средств их реализации, неразвитость методов и средств проектирования преобразователей становятся критическим местом во всем цикле разработки модулярных вычислительных устройств, в том числе и ЦФ.

Следовательно, для использования всех преимуществ модулярных кодов необходима разра-

ботка эффективных методов преобразования позиционных кодов в коды СОК. В [1] показано, что одним из направлений разработки существующих методов преобразования позиционных кодов в модулярные коды является увеличение диапазона преобразуемых данных. При этом увеличиваются время преобразования и аппаратурные затраты. Необходимо отметить, что такой подход является нерациональным. Данное утверждение объясняется тем, что при реализации алгоритмов цифровой фильтрации в них обрабатываются данные, имеющие разрядность 12–16 бит. В таблице приведены характеристики аналого-цифровых преобразователей (АЦП) ведущих производителей: Texas Instruments, Analog Devices, Linear Technology [8].

Из анализа данных, приведенных в таблице, следует, что разрядность обрабатываемых данных при цифровой обработке сигналов составляет 12–16 бит.

В настоящее время для микросхем АЦП, обеспечивающих на выходе 16-битный код, максимальная частота преобразования составляет 130 МГц, для 14-битного кода – 190 МГц, для 12-битного – 250 МГц [8]. Следовательно, увеличение быстродействия АЦП связано с уменьшением разрядности преобразуемых данных. Таким образом, в настоящей статье предлагается метод преобразования данных для диапазона их представления, равного 2^{16}, что соответствует десятичному представлению 65536.

Таблица

Характеристики аналого-цифровых преобразователей ведущих производителей

Параметр		**Texas Instruments**		**Analog Devices**		**Linear Technology**	
		ADS5545	ADS5546	AD9461	AD9230-250	LTC2208	LTC2242-12
Максимальная частота дискретизации, МГц		170	190	130	250	130	250
Разрешение АЦП, бит		14	14	16	12	16	12
Полоса входного сигнала, МГц		400	500	615	900	700	1200
Соотношение сигнал/шум, дБ	10 МГц	74	73,8	76	65	77,7	65,4
	70 МГц	73,5	73,2	—	65	77,5	65,3
Реальный динамический диапазон, дБ	10 МГц	90	85	82–90	80	100	78
	70 МГц	85	84	—	80	90	75
Коэффициент гармонических искажений, дБ	10 МГц	–84	–81,5	—	—	—	—
	70 МГц	–81	–81,8	—	—	—	—

Для представления данных в диапазоне 65536 достаточно использовать систему оснований, включающую 4–6 оснований [1–4]. Такой системой оснований может быть система, включающая основания 5, 7, 11, 13, 16 или 2, 11, 13, 15, 16. В зависимости от типа задачи, решаемой алгоритмом нерекурсивной цифровой фильтрации, система оснований может быть оптимизирована для обработки данных в диапазонах 2^{12} или 2^{14}.

Анализ структуры модулярных кодов позволил использовать их свойство «кольца» для разработки эффективного метода представления данных в модулярном коде. Предлагаемый метод не имеет недостатков, присущих существующим методам, и может быть использован при реализации модулярных вычислительных устройств различного типа [9].

Свойство «кольца» модулярного кода заключается в том, что любое число из рабочего диапазона СОК по модулю p_i принимает одно значение из целочисленного числового интервала $p_i - 1$. То есть по модулю 7 остатки принимают значения 0, 1, 2, 3, 4, 5 и 6. Если значение отсчета на выходе 16-разрядного АЦП принимает значение 01101000_2 (104_{10}), то по модулю $p = 7$ в модулярном коде оно будет представлено как 00000110_2 (6_{10}). Использование естественного свойства «кольца» СОК позволяет разработать эффективный метод преобразования позиционного кода в модулярный код.

Если в СОК выбрана система рабочих оснований $p_1, p_2, \ldots, p_n$, то предлагаемый метод преобразования состоит в том, что двоичное число A на выходе АЦП, представленное k разрядами, делится пополам на две части, включающие

старшие a_k, a_{k-1},…,$a_{k-k/2}$ и младшие $a_{(k-k/2)-1}$, $a_{(k-k/2)-2}$,…, a_0 разряды. Младшие разряды числа A позволяют определить значение остатка α_i по модулю p_n выбранной системы оснований путем выборки его значения из запоминающего устройства (ЗУ). Сигналами считывания для ЗУ будут сигналы функционала $\alpha_i = f(a_0, a_1, \ldots; a_{(k-k/2)-1}, a_{(k-k/2)-2})$. Например, для 8-разрядных отсчетов это будут разряды $\alpha_i = f(a_0, a_1, \ldots; a_3, a_4)$, то есть для модуля $p_n = 16$ запоминающее устройство будет хранить 16 значений остатков от 0 до 15.

По остатку α_i по модулю p_n могут быть определены остатки по остальным модулям выбранной системы оснований $p_1, p_2, \ldots, p_{n-1}$. Процедура определения этих остатков будет заключаться в выборке их значений из ЗУ, в котором они будут записаны, таким образом, что при равенстве остатков $\alpha_i \bmod p_n = \alpha_i \bmod p_i$ ($i < n$) из ЗУ будет считан остаток $\alpha_i \bmod p_n$. Если остаток $\alpha_i \bmod p_n$ будет превышать требуемое значение остатка $\bmod p_i$ ($i < n$), то в соответствующей ячейке ЗУ будет записан требуемый остаток, определяемый как $\alpha_i \bmod p_i$ ($i < n$) = $p_i \bmod p_i$; $p_i + 1 \bmod p_i$; $p_i + 2 \bmod p_i$ и т.д. Например, при $p_n = 16$ остаток по модулю $p_{n-1} = 13$ будет определяться следующим образом: $\alpha_0 \bmod p_{n-1} = \alpha_0 \bmod p_n = 0$; $\alpha_1 \bmod p_{n-1} = \alpha_1 \bmod p_n = 1$; $\alpha_2 \bmod p_{n-1} = \alpha_2 \bmod p_n = 2$; …; $\alpha_{12} \bmod p_{n-1} = \alpha_{12} \bmod p_n = 12$. При значении $\alpha_{13} \bmod p_n = 13$ значение α_i по $\bmod p_{n-1}$ будет определено как $\alpha_i \bmod p_{n-1} = p_{n-1} \bmod p_{n-1} = 0$; $\alpha_{i+1} \bmod p_{n-1} = p_{n-1} + 1 \bmod p_{n-1} = 1$ и т.д.

Таким образом, структурная схема устройства преобразования в соответствии с предложенным методом будет иметь вид, показанный на рис. 2.

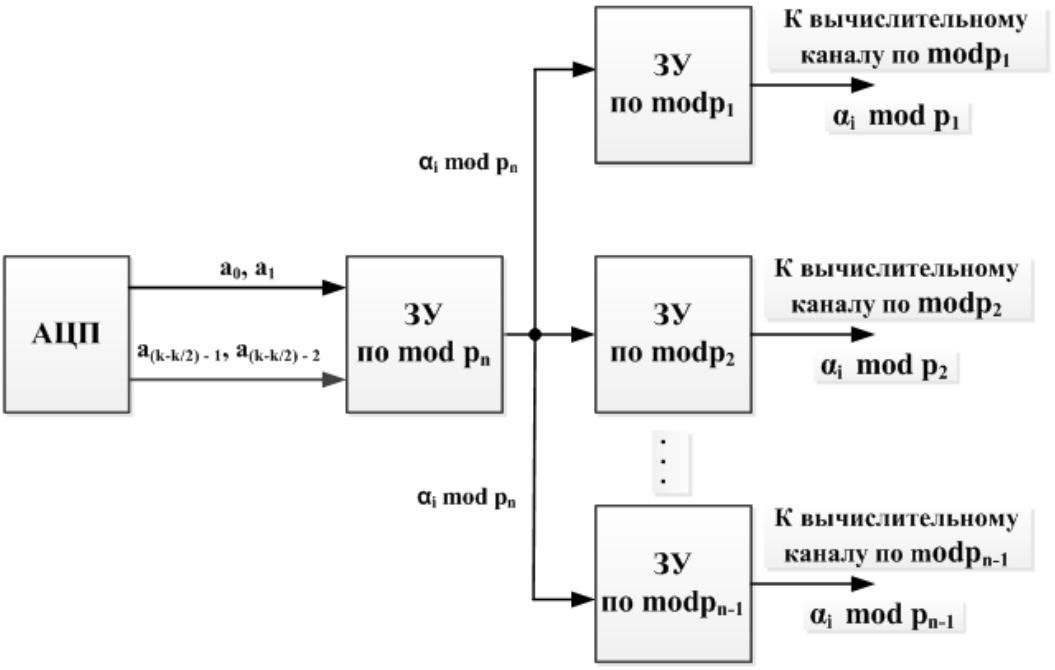


Рис. 2. Структурная схема предложенного устройства преобразования

Проведем сравнительный анализ времени преобразования данных из позиционного представления в модулярный код. В [10] рассмотрены последовательный и параллельный алгоритмы прямого преобразования данных из позиционных кодов в модулярные. Остаток n-разрядного числа X по модулю p_i для последовательного алгоритма определяется выражением

$$\left|X\right|_p^+ = \left|x_{n-1}x_{n-2}x_{n-3}\ldots x_1x_0\right|_p^+, \qquad (1)$$

где x_i – i-й разряд числа X.

Для полной формы записи числа X имеем:

$$\left|X\right|_p^+ =$$

$$= \left|2^{n-1}x_{n-1} + 2^{n-2}x_{n-2} + 2^{n-3}x_{n-3} + \ldots + 2^1x_1 + 2^0x_0\right|_p^+. \qquad (2)$$

Тогда справедливо равенство для вычисления остатка по модулю p

$$|X|_p^+ = \left\| 2^{n-1} x_{n-1} \right\|_p^+ + \left\| 2^{n-2} x_{n-2} \right\|_p^+ + \left| \left\| 2^{n-3} x_{n-3} \right| + \ldots + \left\| 2^1 x_1 \right\|_p^+ + \left\| 2^0 x_0 \right\|_p^+ \right|_p^+ . \quad (3)$$

Схема устройства преобразования, реализующая алгоритм (3), приведена на рис. 3.

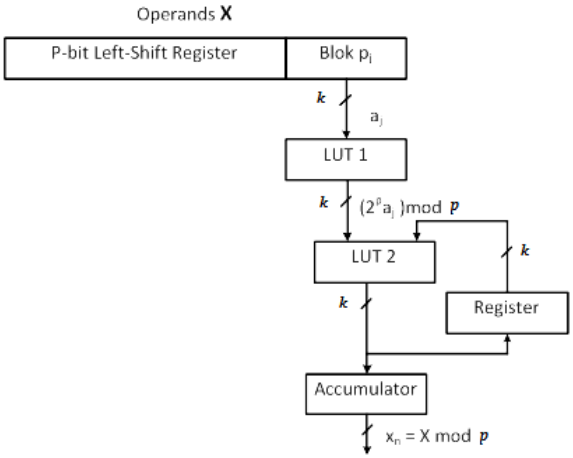


Рис. 3. Схема устройства преобразования, реализующая алгоритм (3)

При последовательной реализации алгоритма (3) время вычисления остатка числа по модулю p составит

$$T = 2t_{\text{ПЗУ}} \frac{n}{k} + t_p, \quad (4)$$

где k – размер блока, $t_{\text{ПЗУ}}$ – время выборки из ЗУ 1 (LUT 1), t_p – время считывания остатка из выходного регистра, n – размер входного операнда. Для оценки быстродействия последовательного преобразования примем следующие исходные данные: размер входного операнда – 16 бит; размер блока – 1; $t_{\text{ПЗУ}} = t_p$ = 1 нс. Тогда время преобразования T составит 33 нс.

Рассмотрим параллельный алгоритм прямого преобразования данных из ПСС в СОК. Пример устройства, реализующего параллельный алгоритм преобразования данных, показан на рис. 4. При параллельной реализации алгоритма преобразования время вычисления остатка числа по модулю составит [9, 10]. Для оценки времени преобразования используем такие же исходные данные, как и для последовательного алгоритма, за исключением того, что количество блоков в данной реализации равно 4.

$$T = 2t_p + 2t_{\text{ПЗУ}} + t_{\text{ПЗУ}} log_2 \frac{n}{k}, \quad (5)$$

где t_p – время записи, считывания блоков 1–4 операнда из регистра, которое тоже принимаем равным 1 нс.

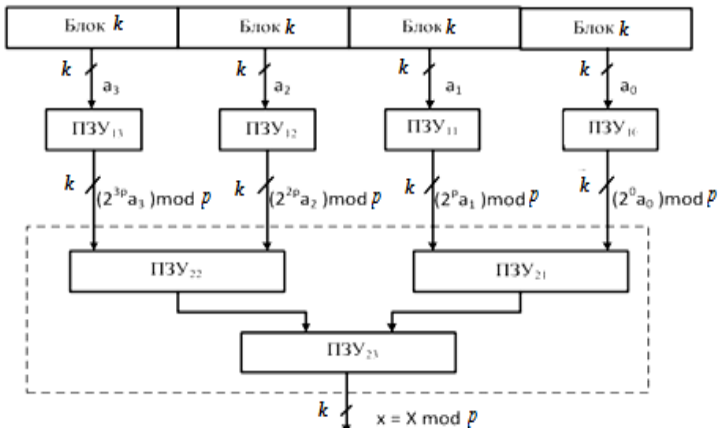


Рис. 4. Устройство параллельного преобразования данных

Время преобразования по параллельному алгоритму T составит 6 нс. Время преобразования для предложенного метода составит две выборки из ЗУ, что соответственно меньше в 3 раза для параллельного метода преобразования и в 16,5 раз – для последовательного преобразования.

Необходимо отметить, что увеличение разрядности обрабатываемых данных значительно увеличит время преобразования и аппаратурные затраты для рассмотренных методов. В то же время предложенный метод обеспечивает постоянное время преобразования с незначительным увеличением объема запоминающих устройств.

Таким образом, можно сделать вывод о том, что предложенный метод преобразования данных из позиционного кода в модулярный является эффективным с точки зрения временных и аппаратурных затрат по сравнению с существующими методами преобразования.

Литература

1. *Червяков Н.И., Сахнюк П.А., Шапошников А.В., Ряднов С.А.* Модулярные параллельные вычислительные структуры нейропроцессорных систем / Под ред. Н.И. Червякова. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. 288 с.

2. *Велигоша А.В., Червяков Н.И., Калмыков И.А., Иванов П.Е.* Цифровые фильтры в системе остаточных классов // Радиоэлектроника. 1995. №8. С. 11–20.

3. *Велигоша А.В., Велигоша Д.А.* Решение задач цифровой фильтрации на основе применения непозиционных кодов // Известия высших учебных заведений. Северо-Кавказский регион, технические науки. 2006. № 3. С. 21–22.

4. *Велигоша А.В.* Обоснование и выбор эффективного метода реализации адаптивных цифровых фильтров // Теория и техника радиосвязи. 2012. № 1. С. 66–72.

5. *Гольденберг Л.М., Матюшкин В.Д., Поляк М.Н.* Цифровая обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1990. 256 с.

6. *Велигоша А.В.* Оптимизация структуры и алгоритмов функционирования непозиционного цифрового фильтра // Теория и техника радиосвязи. 2010. № 4. С. 82–88.

7. *Червяков Н.И.* Применение системы остаточных классов в цифровых системах обработки и передачи информации. Ставрополь: СВВИУС, 1984. 84 с.

8. *Руднев П.И., Дорофеев П.Г.* Быстродействующие АЦП с большим динамическим диапазоном // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Техника, Бизнес. 2006. №4. С. 23–25.

9. *Велигоша А.В.* Новый метод представления данных в модулярных кодах для цифровой обработки сигналов // Теория и техника радиосвязи. 2011. № 2. С. 69–75.

10. *Велигоша А.В.* Параллельные модулярные вычисления в цифровой обработке сигналов //18-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение» (DSPA-2016). С. 36–43.

Статья поступила в редакцию 16 июня 2017 года

УДК 621.391.23

ФАЗОВЫЕ И АМПЛИТУДНЫЕ НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ ПЕРЕДАЮЩЕГО ТРАКТА

© Автор, 2017

М.А. Евсеев, ведущий конструктор, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: z-e-u-s@mail.ru

Рассмотрено влияние амплитудных и фазовых искажений нелинейных элементов цифро-аналогового передающего тракта на выходной сигнал. Введены понятия статических и динамических АМ-РМ искажений. С учетом этого построена математическая модель, которая позволяет оценить влияние различного рода искажений на бигармонический измерительный сигнал. На основе модели получена зависимость уменьшения уровня комбинационной составляющей с помощью безынерционного корректора нелинейности от приращения фазы, вызванной влиянием динамических АМ-РМ искажений. Правильность предложенной математической модели была проверена на практике.

***Ключевые слова**: нелинейность, цифровая коррекция, нелинейные искажения, цифро-аналоговый тракт, фазовые искажения, радиосвязь.*

PHASE AND AMPLITUDE NON-LINEAR DISTORTIONS OF THE TRANSMISSION PATH

©Author, 2017

M.A. Evseev, Leading Designer, JSC «Concern «Sozvezdie», e-mail: z-e-u-s@mail.ru

The article considers an effect of amplitude and phase distortions of non-linear elements in the digital-to-analog transmission path on an output signal. Concepts of static and dynamic AM-PM distortions are introduced. With this in view a mathematical model which allows to estimate the effect of various distortions on a biharmonic measuring signal is developed. On the basis of the model a dependence of the reduction of the level of a sideband component by means of delayless linearity corrector on the phase increment caused by the influence of dynamic AM-PM distortions is obtained. Correctness of the offered mathematical model has been tested through practice.

***Keywords**: nonlinearity, digital correction, non-linear distortions, digital-to-analog path, phase distortions, radio communication.*

В условиях ограниченных частотных ресурсов проблема повышения скорости информационного обмена решается главным образом за счет увеличения количества передаваемой информации при неизменной полосе сигнала. Для этого применяются спектрально-эффективные виды модуляций с высоким пик-фактором, которые являются весьма чувствительными к амплитудным и фазовым искажениям [1]. Таким образом, использование нелинейных радиопередающих устройств для передачи таких сигналов приводит к увеличению вероятности ошибки, а также вызывает расширение спектра, что оказывает влияние на соседние каналы связи [2].

Искажения возникают вследствие нелинейного характера передаточной характеристики усилителей мощности (УМ) и приводят к возникновению в спектре выходного сигнала гармоник и продуктов интермодуляции. Уменьшить возникающие искажения можно сместив рабочую точку УМ на линейный участок (класс А), однако, это приведет к значительному снижению КПД [3], который является важнейшим параметром для мобильных радиосредств, работающих от встроенной батареи.

Наиболее сильное влияние на выходной сигнал оказывают два вида искажений: амплитудно-амплитудные (АМ-АМ) и амплитудно-фазовые (АМ-РМ) [4]. Для уменьшения влияния такого рода искажений в современной радиотехнике применяются разнообразные методы цифровой коррекции искажений или цифровые предыскажения [5]. Чтобы сделать выбор подходящего метода цифровой коррекции, необходимо знать параметры радиотракта и преобладающий в нём вид нелинейных искажений, АМ-АМ или АМ-РМ.

Задача, решаемая в работе, заключается в разработке метода количественной оценки АМ-РМ искажений нелинейного передающего тракта.

Для лучшего понимания влияния искажений рассмотрим приведённую на рис. 1 блок-схему

 ISSN 1995-7009

цифро-аналогового передающего тракта с безынерционным корректирующим элементом (КНЭ) и нелинейным УМ, который состоит из блока фазоамплитудных искажений AM-PM и блока амплитудных искажений AM-AM.

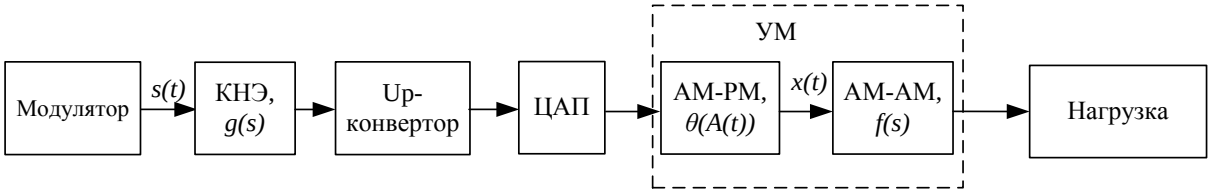


Рис. 1. Блок схема цифро-аналогового тракта с нелинейным УМ

Рассмотрим механизм влияния нелинейных искажений УМ на бигармонический сигнал с относительно небольшим разносом частот без предварительных искажений:

$$s(t) = A \cdot \cos(\omega_1 t) + A \cdot \cos(\omega_2 t). \qquad (1)$$

Искажения вида AM-PM приводят к изменению фазы сигнала на выходе в зависимости от амплитуды огибающей сигнала на входе. Для оценки воздействия AM-PM искажений выгодно представить сигнал $s(t)$ в следующей форме:

$$s(t) = A(t)\cos(\varphi(t)), \qquad (2)$$

где $A(t)$ – огибающая сигнала, $\varphi(t)$ – полная фаза сигнала.

Огибающую $A(t)$ и полную фазу $\varphi(t)$ можно вычислить, применив преобразование Гильберта [6]:

$$A(t) = \sqrt{\left(A \cdot \cos(\omega_1 t) + A \cdot \cos(\omega_2 t)\right)^2 + \left(A \cdot \sin(\omega_1 t) + A \cdot \sin(\omega_2 t)\right)^2} =$$

$$= A\sqrt{2 + 2\cos\left((\omega_1 - \omega_2)t\right)} = 2A \cdot \cos\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t\right); \qquad (3)$$

$$\varphi(t) = \arctan\left(\frac{\sin(\omega_1 t) + \sin(\omega_2 t)}{\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)}\right) = \arctan\left(\tan\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} t\right)\right) = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} t. \qquad (4)$$

После воздействия AM-PM искажений сигнал (2) будет иметь следующий вид

$$x(t) = A(t)\cos\left(\varphi(t) + \theta\left(A(t)\right)\right), \qquad (5)$$

где $\theta\left(A(t)\right)$ – функция зависимости приращения фазы от амплитуды огибающей.

Согласно последовательности прохождения сигнала по структуре радиотракта, рис. 1, рассмотрим влияние AM-AM искажений на сигнал (5).

Нелинейные AM-AM искажения представляют собой передаточную функцию $f(s)$ безынерционного нелинейного элемента (БНЭ), где амплитуда выходного сигнала зависит от амплитуды входного. Эта функция может иметь полиномиальное либо кусочно-линейное представление.

Пусть передаточная характеристика БНЭ представлена в виде суммы E-полиномов 3-го порядка [7]:

$$f(s) = K\left(E_1(s) + a_3 E_3(s)\right), \qquad (6)$$

где K – коэффициент усиления; a_3 – коэффициент E-полинома; $E_1(s) = s$, $E_3(s) = \frac{16 \cdot s^3}{3} - 3 \cdot s$.

В результате воздействия характеристики (6) на сигнал (5), получаем:

$$f\left(x(t)\right) = K \cdot A(t)\cos\left(\varphi(t) + \theta\left(A(t)\right)\right) -$$

$$-K \cdot a_3\left(\frac{16 \cdot \left(A(t)\cos\left(\varphi(t) + \theta\left(A(t)\right)\right)\right)^3}{3} - 3 \cdot A(t)\cos\left(\varphi(t) + \theta\left(A(t)\right)\right)\right). \qquad (7)$$

Используя тригонометрические преобразования и приняв для упрощения вычислений $A = 0.5$, с учетом (3) и (4), раскроем выражение (7). Чтобы избежать громоздких выкладок результат преобразования сигнала (7) представим в виде суммы спектральных компонент:

$$f\left(x(t)\right) = f\left(x(t)\right)_1 + f\left(x(t)\right)_{2-1} + f\left(x(t)\right)_3 + f\left(x(t)\right)_{2+1}, \tag{8}$$

где

$$f\left(x(t)\right)_1 = K \cdot \left(\cos\left(\omega_1 t + \theta\left(A(t)\right)\right) + \cos(\omega_2 t + \theta\left(A(t)\right)\right), \tag{9}$$

$$f\left(x(t)\right)_{2-1} = K \cdot a_3 \cdot \left(\cos\left(2\omega_2 t - \omega_1 t + \theta\left(A(t)\right)\right) + \cos\left(2\omega_1 t - \omega_2 t + \theta\left(A(t)\right)\right)\right), \tag{10}$$

$$f\left(x(t)\right)_3 = K \cdot a_3 \cdot \frac{1}{3}\left(\cos\left(3\omega_1 t + 3\theta\left(A(t)\right)\right) + \cos\left(3\omega_2 t + 3\theta\left(A(t)\right)\right)\right), \tag{11}$$

$$f\left(x(t)\right)_{2+1} = K \cdot a_3 \left(\cos\left(2\omega_2 t + \omega_1 t + 3\theta\left(A(t)\right)\right) + \cos\left(2\omega_1 t + \omega_2 t + 3\theta\left(A(t)\right)\right)\right). \tag{12}$$

На рис. 2 построен спектр выходного сигнала УМ с учетом АМ-РМ и АМ-АМ искажений, согласно (8).

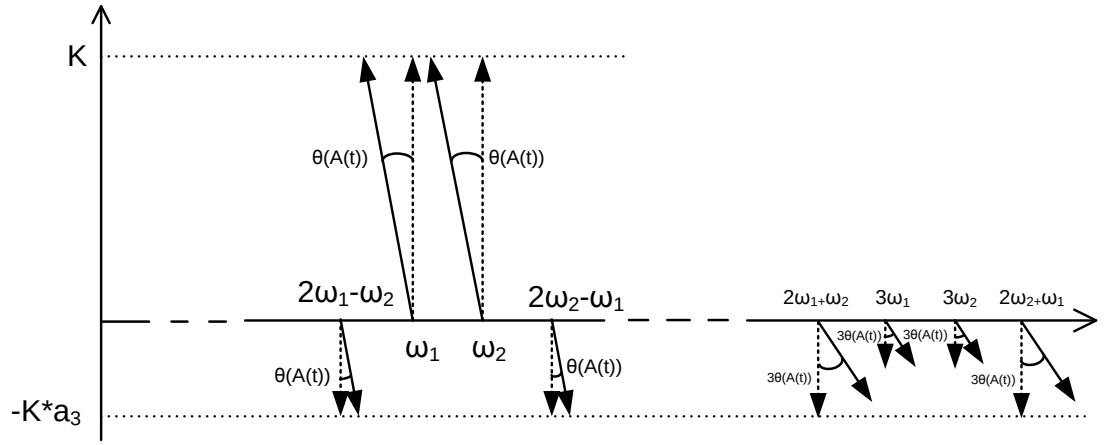


Рис. 2. Спектр бигармонического сигнала, претерпевшего АМ-РМ и АМ-АМ искажения

Из рис. 2 следует важный вывод: отклонение фазы от нормального значения первой гармоники и комбинации третьего порядка одинаковое и равно $\theta\left(A(t)\right)$. На основе приведенных выше расчетов при использовании *E*-полинома более высокого порядка можно убедиться, что отклонения фазы комбинаций высших порядков в окрестности первой гармоники также имеют значение $\theta\left(A(t)\right)$. В свою очередь, АМ-РМ искажения в окрестностях высших гармоник будут иметь множитель порядка гармоники, например, согласно (11), отклонение фазы 3-й гармоники составит $3\theta\left(A(t)\right)$.

Таким образом, показано, что АМ-РМ искажения вида $\theta\left(A(t)\right)$ не оказывают влияния на спектр выходного сигнала в окрестностях первой гармоники, а лишь вводят временную задержку выхода относительно входа УМ. Такие АМ-РМ искажения будем называть *статическими* АМ-РМ искажениями.

Если рассматривать УМ как источник АМ-АМ искажений и статических АМ-РМ, в результате цифровой коррекции безынерционным КНЭ комбинация 2–1 должна обратиться в ноль. Другими словами, комбинация 2–1, порожденная УМ, должна компенсироваться комбинациями, синтезируемыми с помощью КНЭ. Этот процесс представлен на рис. 3.

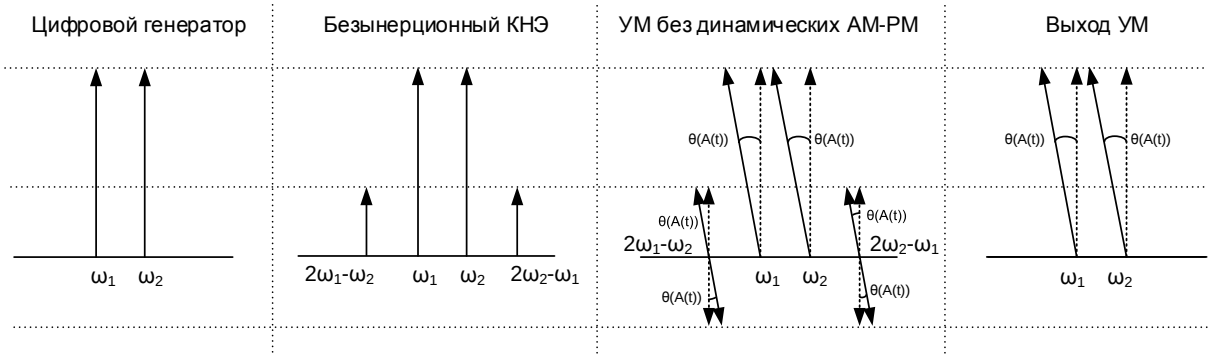


Рис. 3. Цифровая коррекция УМ с АМ-АМ и статическими АМ-РМ искажениями

На практике комбинации в окрестности первой гармоники не всегда имеют одинаковый прирост фазы. Разницу в приросте фазы АМ-РМ искажений первой гармоники и комбинации третьего порядка на выходе УМ обозначим как φ и будем называть *динамическими* АМ-РМ искажениями. С учетом этого запишем формулу комбинации 3-го порядка (10) следующим образом

$$f\left(x(t)\right)_{2-1} = K \cdot a_3 \cdot \left(\cos\left(2\omega_2 t - \omega_1 t + \theta\left(A(t)\right) + \varphi\right) + \cos\left(2\omega_1 t - \omega_2 t + \theta\left(A(t)\right) + \varphi\right)\right). \quad (13)$$

Таким образом, в окрестности первой гармоники полезный сигнал и комбинации, порождаемые АМ-АМ искажениями, на выходе УМ будут иметь различную задержку. Вследствие этого динамические АМ-РМ искажения могут оказывать существенное влияние на эффективность применения безынерционных КНЭ.

Чтобы количественно оценить это влияние, построим математическую модель прохождения сигнала (1) по цифро-аналоговому тракту (рис. 1) с безынерционным КНЭ и УМ, который помимо АМ-АМ и статических АМ-РМ вносит динамические АМ-РМ искажения. Визуальное представление процесса цифровой коррекции показано на рис. 4.

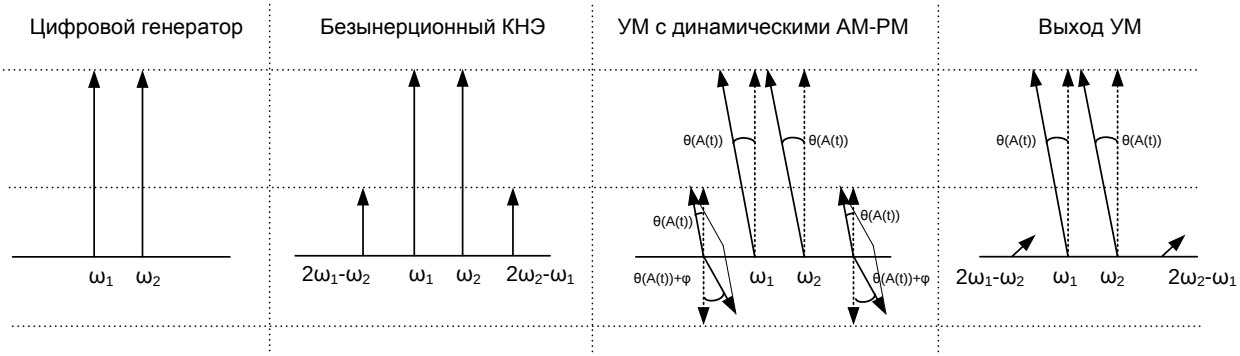


Рис. 4. Цифровая коррекция УМ с АМ-АМ, статическими и динамическими АМ-РМ искажениями

Измерительный сигнал обозначим $s(t)$, характеристика безынерционного КНЭ описана функцией $g(s)$, характеристика нелинейного УМ с коэффициентом усиления K описана функцией $f(s)$. Запишем уравнение цифровой коррекции

$$f\left(g\left(s(t)\right)\right) = K \cdot s(t). \quad (14)$$

Передаточная характеристика УМ описывается выражением (6). Характеристику безынерционного КНЭ можно также представить в виде суммы Е-полиномов, соответственно получим

$$g(s) = E_1(s) + b_3 \cdot E_3(s), \quad (15)$$

$$f(s) = K \cdot \left(E_1(s) + a_3 \cdot E_3(s)\right), \quad (16)$$

где, согласно определению Е-полиномов [7],

$$E_1(s) = s, \quad (17)$$

$$E_3(s) = \frac{16 \cdot s^3}{3} - 3 \cdot s. \quad (18)$$

В качестве измерительного сигнала будем использовать сигнал (1), где для упрощения примем $A=\frac{1}{2}$, получается

$$s(t)=\frac{1}{2}\cos(\omega_1 t)+\frac{1}{2}\cos(\omega_2 t). \qquad (19)$$

Подставим в (14) уравнения (15) – (19) с учетом статических АМ-РМ θ. После преобразований выделим комбинацию 2–1 получается

$$IMD3_{corr}=a_3\left(\frac{26\cdot(b_3)^3}{3}+\frac{26\cdot(b_3)^2}{3}+\frac{14\cdot b_3}{3}+1\right)\times$$
$$\times\frac{\cos\left((2\omega_1-\omega_2)t+\theta\right)}{2}+b_3\cdot\frac{\cos\left((2\omega_1-\omega_2)t+\theta\right)}{2}. \qquad (20)$$

Комбинацию 2–1 (20) удобно рассматривать в виде двух слагаемых, где первое слагаемое – это продукт интермодуляции 3-го порядка, являющийся следствием АМ-АМ искажений УМ; второе слагаемое является компонентой спектра сигнала на выходе КНЭ и является частью первой гармоники сигнала на выходе УМ, но при этом совпадает по частоте с комбинацией 2–1 исходного сигнала.

Очевидно, что комбинация 2–1 будет полностью скорректирована при условии

$$b_3=-a_3\left(\frac{26\cdot(b_3)^3}{3}+\frac{26\cdot(b_3)^2}{3}+\frac{14\cdot b_3}{3}+1\right). \qquad (21)$$

При описании нелинейных элементов *E*-полиномами коэффициентом *E*-полинома является отношение уровня комбинации соответствующего порядка к уровню первой гармоники [7], следовательно $a_3 \ll 1$ и $b_3 \ll 1$, что позволяет упростить выражение (21) за счет исключения малозначимых компонент:

$$b_3\approx -a_3. \qquad (22)$$

Теперь добавим в изложенную выше математическую модель (20) влияние динамических АМ-РМ искажений φ

$$IMD3_{corr}=a_3\cdot\frac{\cos\left((2\omega_1-\omega_2)t+\theta+\varphi\right)}{2}-$$
$$-b_3\cdot\frac{\cos\left((2\omega_1-\omega_2)t+\theta\right)}{2}. \qquad (23)$$

Без учета цифровой коррекции ($b_3=0$) уровень комбинации 2–1 определяется как

$$IMD3=a_3\cdot\frac{\cos\left((2\omega_1-\omega_2)t+\theta+\varphi\right)}{2}. \qquad (24)$$

Рассчитаем отношение энергии комбинаций 2–1 до коррекции и после коррекции, что позволит оценить влияние динамических АМ-РМ искажений. С учетом (22) запишем

$$\frac{IMD3^2}{IMD3_{corr}{}^2}=\frac{\int_{-\infty}^{\infty}\left|a_3\cdot\cos\left((2\omega_1-\omega_2)t+\theta+\varphi\right)\right|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty}\left|a_3\cdot\frac{\cos\left((2\omega_1-\omega_2)t+\theta+\varphi\right)}{2}-a_3\cdot\frac{\cos\left((2\omega_1-\omega_2)t+\theta\right)}{2}\right|^2 dt}. \qquad (25)$$

Или, если $IMD3_{corr}$ и $IMD3$ заданы в дБ,

$$\Delta IMD3(\varphi)=10\cdot\log\left(\frac{\int_{-\infty}^{\infty}\left|a_3\cdot\cos\left((2\omega_1-\omega_2)t+\theta+\varphi\right)\right|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty}\left|a_3\cdot\frac{\cos\left((2\omega_1-\omega_2)t+\theta+\varphi\right)}{2}-a_3\cdot\frac{\cos\left((2\omega_1-\omega_2)t+\theta\right)}{2}\right|^2 dt}\right), \qquad (26)$$

где $\Delta IMD3=IMD3-IMD3_{corr}$.

График зависимости $\Delta IMD3(\varphi)$ показан на рис. 5.

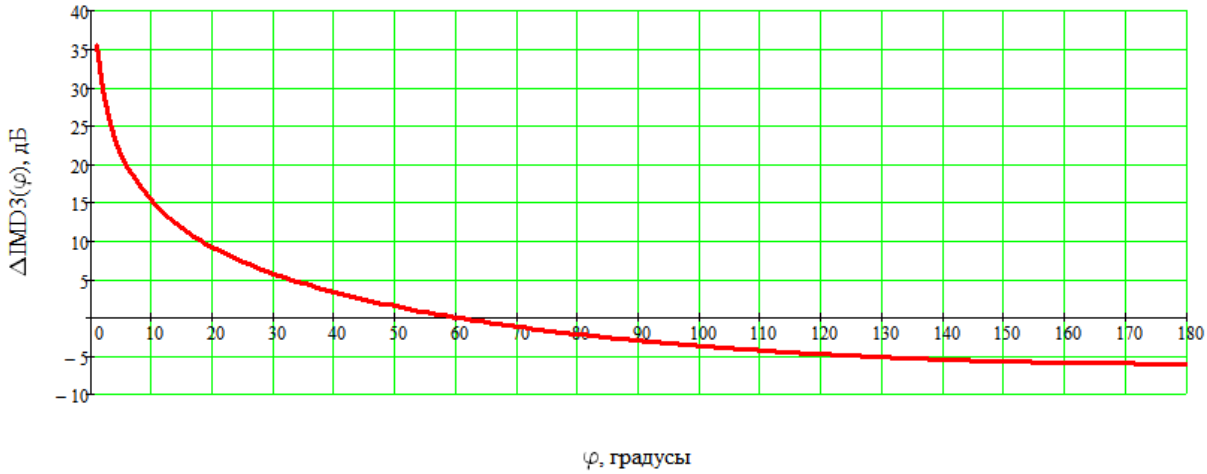


Рис. 5. Зависимость изменения уровня комбинации 3-го порядка от приращения фазы, вызванной динамическими АМ-РМ искажениями

Полученная зависимость позволяет количественно оценить фазовый сдвиг комбинаций относительно первой гармоники, вызванный влиянием динамических АМ-РМ искажений.

В качестве практического примера рассмотрим применение безынерционного корректирующего нелинейного элемента (КНЭ), выполненного на основе *E*-полиномов [7], для коррекции комбинационных составляющих бигармонического сигнала на выходе модуля усилителя мощности УМ131-1 производства АО «НИИЭТ». Структурная схема измерительного стенда приведена на рис. 6.

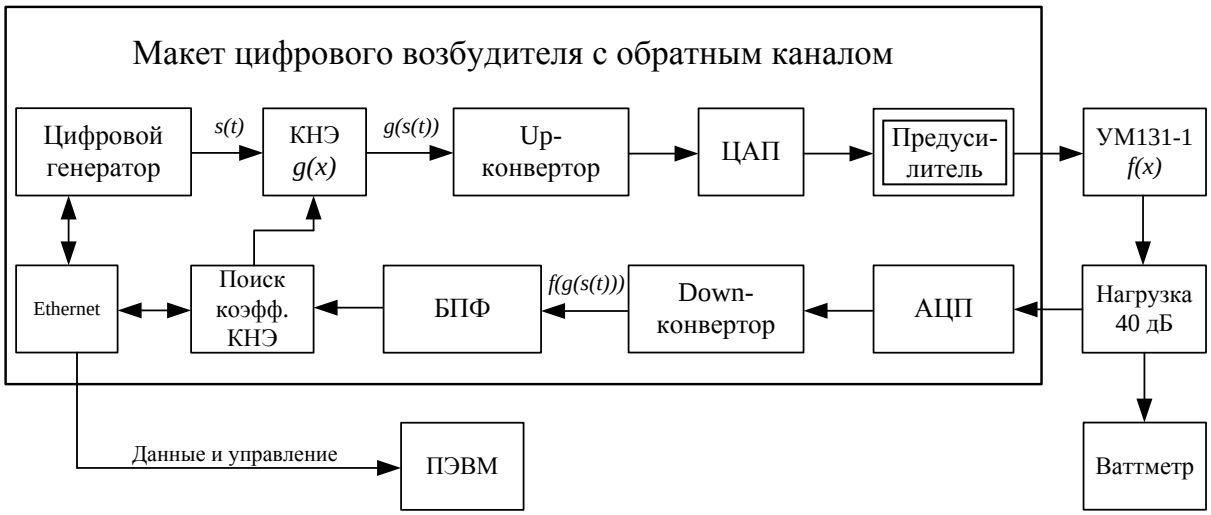


Рис. 6. Измерительный стенд коррекции искажений УМ131-1 с помощью безынерционного КНЭ

В цифровом генераторе синтезируется сигнал $s(t)$ в полосе 0.3–3.4 кГц, который поступает на КНЭ, где претерпевает предварительные амплитудные искажения. Далее сигнал переносится на ВЧ, преобразуется в аналоговую форму и поступает на предусилитель. С выхода предусилителя, являющегося выходом макета возбудительного устройства, сигнал поступает на вход УМ 131-1, где усиливается, а также претерпевает АМ-АМ и АМ-РМ искажения. Выход УМ131-1 нагружен на согласованную нагрузку с коэффициентом ослабления 40 дБ. Мощность на выходе УМ131-1 контролируется ваттметром, показания которого должны соответствовать номинальной мощности 20 Вт. Ослабленный сигнал с нагрузки поступает на обратный канал, выполненный по схеме цифрового приемника. После переноса сигнала на нулевую частоту рассчитывается спектр по алгоритму БПФ. На основе данных спектра производится поиск коэф-

фициентов КНЭ. Управление и наблюдение спектра осуществляется с помощью ПЭВМ. УМ131-1 запитан от источника +28 В и работает в номинальном режиме со смещением +5 В.

Оценка нелинейных искажений проводится по методике, приведенной в [8]. Форма синтезируемого измерительного сигнала $s(t)$ определяется согласно выражению (1), где частоты колебаний составляют 1600 и 2200 Гц.

Спектр сигнала на выходе УМ131-1 при нулевых коэффициентах КНЭ приведен на рис. 7.

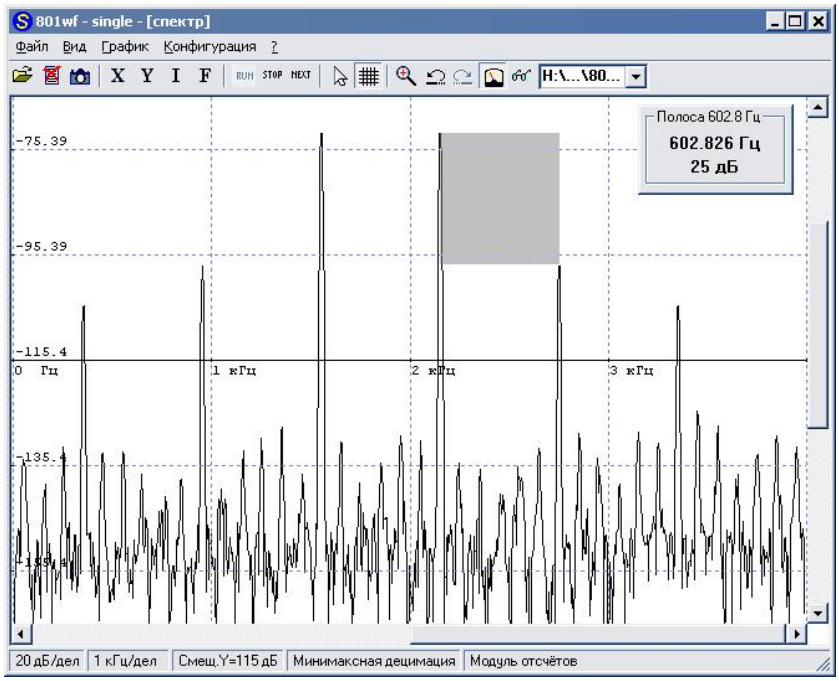


Рис. 7. Спектр сигнала на выходе УМ131-1 без цифровой коррекции

После осуществления поиска коэффициентов настраивается безынерционный КНЭ. Спектр бигармонического сигнала на выходе УМ131-1 с учетом цифровой коррекции приведен на рис. 8.

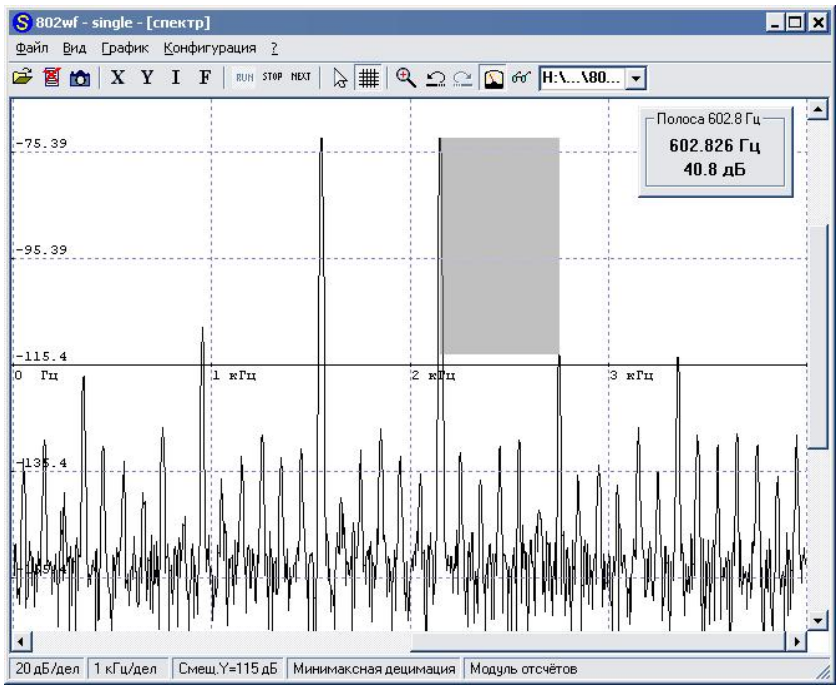


Рис. 8. Спектр сигнала на выходе УМ131-1 после цифровой коррекции

В результате цифровой коррекции уровень комбинации 2–1 снизился на 15.8 дБ. Фазовый сдвиг, вызванный влиянием динамических АМ-РМ искажений, согласно графику на рис. 5, составляет $\approx 10°$.

Для верификации полученных значений оценим непосредственно относительный фазовый сдвиг комбинации третьего порядка. Наиболее точным методом измерения фазы является компенсационный метод.

Как было показано выше, динамические АМ-РМ не оказывают влияния на первую гармонику сигнала. В соответствии с этим, смоделируем прохождение через цифроаналоговый тракт (рис. 1) сигнала следующего вида

$$s_{comp}(t)=\frac{1}{2}b_{comp}\cos\left((2\omega_1-\omega_2)t+\beta\right)+\frac{1}{2}\cos(\omega_1 t)+\frac{1}{2}\cos(\omega_2 t)+\frac{1}{2}b_{comp}\cos\left((2\omega_2-\omega_1)t+\beta\right), \quad (27)$$

где b_{comp} – уровень компенсирующей компоненты, β – фаза компенсирующей компоненты.

Согласно модели тракта, рис. 1, на сигнал (27) будут воздействовать АМ-АМ искажения $f(s)$ (16) и статические АМ-РМ искажения $\theta(A(t))$. Также комбинации сигнала на выходе НЭ претерпевают динамические АМ-РМ искажения φ. Коэффициенты КНЭ нулевые. Комбинация 2–1 на выходе НЭ будет описываться следующим выражением

$$f\left(s_{comp}(t)\right)_{2-1}=K\cdot\left(\frac{385\cdot b_{comp}{}^3\cdot a_3}{256}+\frac{b_{comp}\cdot a_3}{2}+\frac{b_{comp}}{2}\right)\cos\left(2\omega_2 t-\omega_1 t+\theta(A(t))+\beta\right)+$$

$$+K\cdot\frac{a_3}{2}\cos\left(2\omega_1 t-\omega_2 t+\theta(A(t))+\varphi\right). \quad (28)$$

Или, опустив малозначащие компоненты, получим

$$f\left(s_{comp}(t)\right)_{2-1}\approx K\cdot\frac{b_{comp}}{2}\frac{\cos\left(2\omega_2 t-\omega_1 t+\theta(A(t))+\beta\right)}{2}+K\cdot\frac{a_3}{2}\cos\left(2\omega_1 t-\omega_2 t+\theta(A(t))+\varphi\right). \quad (29)$$

Полная компенсация комбинаций 3-го порядка будет наблюдаться, если $\beta=\varphi$ и $b_{comp}=-a_3$.

В соответствии с результатом моделирования сгенерируем сигнал (27) с помощью цифрового генератора на макете (рис. 6) со следующими параметрами: $\omega_1=$ 1600 Гц, $\omega_2=$ 2200 Гц, $\beta=10°$. Коэффициенты КНЭ нулевые. После прохождения сигнала через УМ131-1 и подбора компенсирующего коэффициента b_{comp} на выходе УМ131-1 будет наблюдаться спектр, показанный на рис. 9.

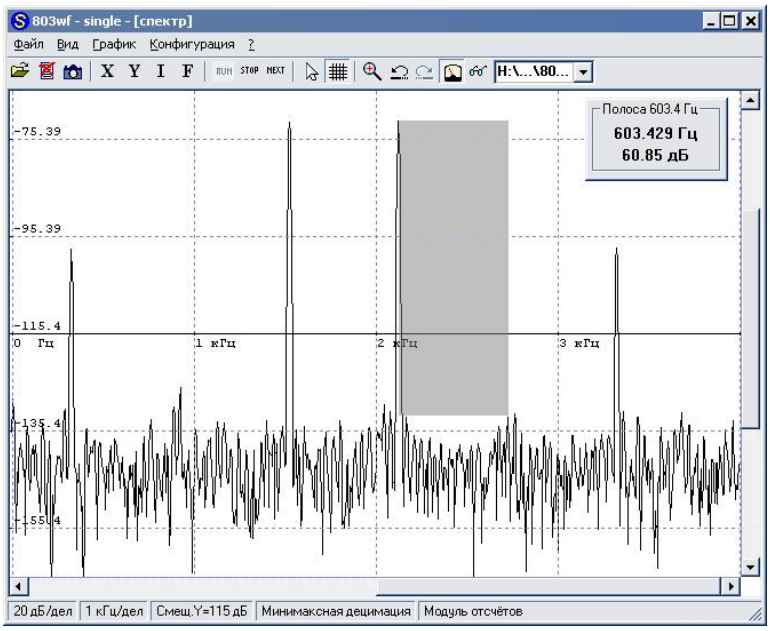


Рис. 9. Спектр сигнала на выходе УМ131-1

Уровень комбинации 2–1 относительно первой гармоники, согласно рис. 9, компенсировался и теперь составляет 60.85 дБ, что позволяет сделать вывод о правильности зависимости (26), приведенной на рис. 5.

Выводы

Рассмотрено влияние АМ-АМ и АМ-РМ искажений на выходной сигнал нелинейного элемента. Построена математическая модель прохождения бигармонического сигнала через цифро-аналоговый тракт с цифровой коррекцией нелинейности, реализованной в виде безынерционного нелинейного элемента и аппроксимированной Е-полиномами. Для объяснения результатов математического моделирования были введены понятия статических и динамических АМ-РМ искажений. На модели показано, что динамические АМ-РМ искажения могут оказывать существенное влияние на форму выходного сигнала нелинейного элемента ввиду различной задержки прохождения первой гармоники сигнала и комбинаций. В результате математического моделирования также получена зависимость уменьшения уровня комбинаций с помощью безынерционного КНЭ от приращения фазы комбинации, вызванной влиянием динамических АМ-РМ искажений. Эта зависимость позволяет количественно оценить влияния динамических АМ-РМ искажений на выходной сигнал.

Введение статических и динамических АМ-РМ искажений позволило получить результаты, позднее проверенные на экспериментальной установке. Результаты измерений приращения фазы комбинаций бигармонического сигнала на выходе реального усилителя мощности УМ131-1 и результаты моделирования совпадают с достаточной степенью точности, что позволяет сделать вывод о правильности предложенного описания механизма фазо-амплитудных нелинейных искажений.

Наличие динамических АМ-РМ искажений ограничивает применение безынерционных корректирующих элементов. В качестве направления дальнейших исследований необходимо рассматривать вопросы реализации цифровых нелинейных элементов с возможностью коррекции фазы комбинационных составляющих.

Литература

1. *Маковий В.А., Чупеев С.А.* Сигналы с перестановочной модуляцией и их свойства // Теория и техника радиосвязи. 2010. № 1. С. 13–24.

2. *Vuolevi J., Rahkpnen T.* Distortion in RF Power Amplifier. Artech House, 2003.

3. *Титов А.А.* Транзисторные усилители мощности МВ и ДМВ. М.: СОЛОН–ПРЕСС, 2009. 328 с.: ил.

4. *Cotimos Nunes L., Cabral P., Pedro J.* AM/AM and AM/PM distortion generation mechanisms in Si LDMOS and GaN HEMT based RF power amplifiers // Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. April 2014. Vol. 62. № 4. Pp. 799–809.

5. *Wood J.* Behavioral Modeling and Linearization of RF Power Amplifiers. Artech House. Norwood, MA, 2014.

6. *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. пособие для вузов. 5-е изд., испр. и доп. М.: Дрофа, 2006. 719 с.

7. *Маковий В.А., Евсеев М.А.* Спектральный метод синтеза корректирующих нелинейных элементов для передающих трактов // Радиотехника. 2016. № 5. С. 67–75.

8. ГОСТ Р 51903-2002. Передатчики радиосвязи стационарные декаметрового диапазона волн. Основные параметры, технические требования и методы измерений. М.: Издательство стандартов, 2002. 48 с.

Статья поступила в редакцию 23 марта 2017 года

УДК 621.396.98

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПОИСКА НАВИГАЦИОННОГО *QPSK* СИГНАЛА ПРИ СОВМЕСТНОЙ ОБРАБОТКЕ СИНФАЗНОЙ И КВАДРАТУРНОЙ КОМПОНЕНТ В УСЛОВИЯХ СИГНАЛОПОДОБНОЙ ПОМЕХИ

© Автор, 2017

Ю.С. Левицкая, преподаватель, ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: levitskaya-julia@mail.ru

Приведен алгоритм обнаружения навигационного QPSK сигнала с совместной обработкой синфазной и квадратурной компонент в условиях сигналоподобной помехи неизвестной мощности. Приведены зависимости вероятности обнаружения QPSK сигнала за три цикла поиска от отношения сигнал/помеха.

***Ключевые слова**: навигационный QPSK сигнал, алгоритм обнаружения с совместной обработкой синфазной и квадратурной компонент.*

EFFICIENCY OF NAVIGATION *QPSK* SIGNAL SEARCH IN THE JOINT PROCESSING OF INPHASE AND QUADRATURE COMPONENTS UNDER THE CONDITIONS OF SIGNAL-LIKE INTERFERENCE

© Author, 2017

J.S. Levitskaya, Lecturer, Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy (Voronezh), e-mail: levitskaya-julia@mail.ru

An algorithm of navigation QPSK signal detection with the joint processing of inphase and quadrature components under the conditions of signal-like interference of unknown power is presented. The dependences of the probability of QPSK signal detection for three search cycles on signal-to-noise ratio are introduced.

***Keywords**: navigation QPSK signal, detection algorithm with joint processing of in-phase and quadrature components.*

В настоящее время в ГНСС широко используются навигационные сигналы с расширением спектра путем фазовой манипуляции несущей псевдослучайной последовательностью (в англоязычной литературе используется термин «*BPSK* сигналы»). Однако в ГНСС ГЛОНАСС кроме *BPSK* сигналов на частоте *L*3 планируется использование нового вида навигационных сигналов – сигналов с квадратурной фазовой манипуляцией несущей псевдослучайной последовательностью (ПСП) (в англоязычной литературе используется термин «*QPSK* сигналы») [1]. Навигационный *QPSK* сигнал состоит из суммы двух компонент: синфазной и квадратурной. Компоненты представляют *BPSK* сигналы, начальные фазы несущей которых отличаются на 90°. При приёме *QPSK* сигнала, как правило, используется раздельная обработка компонент [2]. Основным недостатком раздельной обработки компонент *QPSK* сигнала является то, что теряется половина мощности сигнала. Потеря половины мощности *QPSK* сигнала при раздельной обработке компонент приводит к ухудшению помехоустойчивости. Необходимо отметить, что алгоритмы приёма и обработки *QPSK* сигнала синтезированы в основном для условий гауссовской шумовой помехи. Однако в реальных условиях приём и обработка *QPSK* сигнала может происходить при воздействии и других видов помех, например сигналоподобной помехи.

Таким образом, доработка научно-методического аппарата оценки эффективности алгоритмов и методов приёма *QPSK* сигнала в условиях сигналоподобной помехи является актуальной задачей.

Цель работы – доработка математической модели оценки эффективности поиска *QPSK* сигнала в условиях сигналоподобной помехи.

Математическое описание QPSK сигнала и сигналоподобной помехи

В общем виде навигационный сигнал, действующий на вход системы ССФ АП ГНСС, можно представить как [3]

$$y(t) = S(t) + J(t) + n(t), \qquad (1)$$

где $S(t)$ – навигационный *QPSK* сигнал; $J(t)$ – сигналоподобная помеха; $n(t)$ – гауссовский шум, ограниченный полосой частот навигационного приёмника.

Навигационный *QPSK* сигнал представляется в виде суммы синфазной и квадратурной компонент, которые можно условно рассматривать как сумму двух *BPSK* сигналов [2]:

$$S(t) = AG_I(t-\tau)\cos((\omega_0+\omega_Д)t+\varphi_0) + \\ +AG_Q(t-\tau)\sin((\omega_0+\omega_Д)t+\varphi_0), \qquad (2)$$

где $G_I(t), G_Q(t)$ – дальномерные коды синфазной и квадратурной компонент; A – амплитуда синфазной и квадратурной компонент; ω_0 – несущая частота; $\omega_Д$ – доплеровское смещение частоты; φ_0 – начальная фаза синфазной и квадратурной компонент, равномерно распределённая на интервале от 0 до 2π; τ – задержка.

Представим навигационный *QPSK* сигнал в виде

$$S(t) = AG_I(t-\tau)\cos(\omega_0 t+\varphi_0) + \\ +AG_Q(t-\tau)\cos(\omega_0 t+\varphi_1), \qquad (3)$$

где $\varphi_1 = \frac{\pi}{2} - \varphi_0$ – начальная фаза квадратурной компоненты.

В качестве сигналоподобной помехи, воздействующей на вход АП ГНСС, можно рассматривать *BPSK* сигнал, структура которого отличается от синфазной и квадратурной компонент *QPSK* сигнала

$$J(t) = A_П G_П(t-\tau_n)\cos(\omega_0 t+\varphi_n), \qquad (4)$$

где $A_П$ – амплитуда помехи; $G_П(t)$ – псевдослучайная последовательность, задающая структуру помехи; ω_0 – несущая частота; τ_n – задержка; φ_n – начальная фаза помехи, равномерно распределённая на интервале от 0 до 2π.

Постановка задачи поиска сигнала в условиях сигналоподобной помехи

Навигационный сигнал в условиях помехи на входе устройства поиска и обнаружения можно представить в виде (1). Ставится задача оценки информационного параметра сигнала – задержки τ. При дальнейшем рассмотрении алгоритмов, которые различаются только методами поиска сигнала по задержке, методы поиска по частоте не рассматриваются, т.е. предполагается, что частота сигнала известна.

Для оценки задержки сигнала в соответствии с теорией оптимальной обработки сигнала необходимо осуществить максимизацию функции правдоподобия:

$$p(\mathbf{Y} \mid \tau, \varphi_0, \varphi_1) \xrightarrow[\tau]{} \max, \qquad (5)$$

где $\mathbf{Y} = \left| y_{k-1,0} \quad y_{k-1,1} \quad \ldots \quad y_{k-1,N-1} \right|$ – вектор отсчётов входного наблюдения (1) на интервале времени $\left[t_{k-1};\ \ t_k \right]$.

Тогда функция правдоподобия с учётом формы представления *QPSK* сигнала (3) и цифровой обработки в аппаратуре потребителей может быть представлена в виде

$$p(\mathbf{Y} \mid \tau, \varphi_0, \varphi_1) = c \cdot \exp\{\sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i})(G_I(t_{k,i})\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_0) + G_Q(t_{k,i})\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_1)\}. \qquad (6)$$

Преобразуем выражение (5) для функции правдоподобия к виду

$$p(\mathbf{Y} \mid \tau, \varphi_0, \varphi_1) = c \cdot \exp\{\sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i})(G_I(t_{k,i})\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_0)\} \times \\ \times \exp\{\sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i})(G_Q(t_{k,i})\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_1)\}. \qquad (7)$$

В математической модели *QPSK* сигнала (3) начальная фаза случайная и является неинформативным параметром, что вызывает необходимость усреднения функции правдоподобия по значениям φ_0 и φ_1.

Предполагается, что начальные фазы сигнала φ_0 и φ_1 независимы друг от друга. Тогда усреднённую функцию правдоподобия можно представить выражением

$$p(\mathbf{Y} \mid \tau) = \frac{c}{(2\pi)^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} p(\mathbf{Y} \mid \tau, \varphi_0, \varphi_1) d\varphi_0 d\varphi_1 . \quad (8)$$

В результате усреднения по неинформативным параметрам выражения (7) получим

$$p(\mathbf{Y} \mid \tau) = \frac{c}{(2\pi)^2} \times$$

$$\times \int_{-\pi}^{\pi} \exp\{\sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i})(G_I(t_{k,i}) \cos(\omega_0 t_{k,i} + \varphi_0)\} d\varphi_0 \times$$

$$\times \int_{-\pi}^{\pi} \exp\{\sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i})(G_Q(t_{k,i}) \cos(\omega_0 t_{k,i} + \varphi_1)\} d\varphi_1 . \quad (9)$$

Выражение (9) может быть преобразовано к виду [3]

$$p(\mathbf{Y} \mid \tau) = c \cdot I_0(X_I) \cdot I_0(X_Q) , \quad (10)$$

где I_0 – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка; X_I, X_Q – отсчёты огибающих синфазной и квадратурной компонент *QPSK* сигнала.

Отсчёты огибающих синфазной и квадратурной компонент *QPSK* сигнала определяются в соответствии с выражениями

$$X_C = \sqrt{I_C^2 + Q_C^2} , \quad (11)$$

$$X_S = \sqrt{I_S^2 + Q_S^2} . \quad (12)$$

Синфазные и квадратурные составляющие в выражениях (11) и (12) формируются в корреляторах аппаратуры потребителей и определяются как

$$I_C = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_I(t_{k,i} - \tau) \cos(\omega_0 t_{k,i}) , \quad (13)$$

$$Q_C = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_I(t_{k,i} - \tau) \sin(\omega_0 t_{k,i}) , \quad (14)$$

$$I_S = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_Q(t_{k,i} - \tau) \cos(\omega_0 t_{k,i}) , \quad (15)$$

$$Q_S = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_Q(t_{k,i} - \tau) \sin(\omega_0 t_{k,i}) . \quad (16)$$

Для максимизации функции правдоподобия возьмём логарифм от выражения (10), в результате получим

$$\ln p(\mathbf{Y} \mid \tau) = \ln c + \ln I_0(X_C) + \ln I_0(X_S) . \quad (17)$$

Выражение (16) можно упростить, заменив $\ln I_0$ на операцию взятия модуля, при этом выражения, являющиеся аргументом модифицированной функции Бесселя, всегда положительные. Учитывая, что добавление константы не влияет на операцию взятия максимума, выражение (17) можно представить в виде

$$\ln p(\mathbf{Y} \mid \tau) \approx \sqrt{I_C^2 + Q_C^2} + \sqrt{I_S^2 + Q_S^2} . \quad (18)$$

Максимизация величины $\ln p(\mathbf{Y} \mid \tau)$ заключается в вычислении значений синфазной и квадратурной огибающих при всех возможных значениях задержки.

Анализ выражения (18) показывает, что логарифм функции правдоподобия представляет сумму синфазной и квадратурной огибающих и является, соответственно, суммарной огибающей X_{C+S}:

$$X_{C+S} \approx \sqrt{I_C^2 + Q_C^2} + \sqrt{I_S^2 + Q_S^2} . \quad (19)$$

Вычисленное значение величины X_{C+S} для каждого значения задержки сравнивается с пороговым напряжением, т.е. решается задача обнаружения.

Синтез канала оценки мощности помехи

Как правило, обнаружение *QPSK* сигнала осуществляется в условиях неизвестной мощности помехи. При обнаружении сигналов чаще всего используется критерий Неймана–Пирсона, который реализуется в соответствующих устройствах-обнаружителях. В соответствии с критерием Неймана–Пирсона порог обнаружения задаётся в соответствии с выражением, приведенным в [4]:

$$\tilde{h} = \sqrt{-\ln F} , \quad (20)$$

где $\tilde{h}$ – нормированный порог обнаружения; F – заданный уровень вероятности ложной тревоги.

Нормированный порог обнаружения определяется в соответствии с выражением [3]:

$$\tilde{h} = \frac{h}{\sqrt{\frac{N_0 T}{2}}} , \quad (21)$$

где h – порог обнаружения; N_0 – спектральная плотность мощности помехи типа «белый гауссовский шум», попадающая в полосу частот об-

наруживаемого сигнала; T – длительность обнаруживаемого сигнала.

Тогда напряжение помехи можно определить как

$$U_{\Pi} = \sqrt{\frac{N_0 T}{2}}. \qquad (22)$$

С учетом (22) окончательное выражение для порога обнаружения принимает следующий вид:

$$h = U_{\Pi}\sqrt{-\ln F}. \qquad (23)$$

Анализ выражения (23) показывает, что порог обнаружения в соответствии с критерием Неймана–Пирсона зависит от напряжения помехи на выходе обнаружителя и заданного уровня вероятности ложной тревоги.

Необходимо отметить, что решение задачи обнаружения *BPSK* сигналов на фоне гауссовских помех с неизвестной мощностью приведено в [2, 5]. В результате решения этой задачи синтезированы схемы оптимальных и квазиоптимальных обнаружителей *BPSK* сигналов, в которые добавлены каналы оценки мощности помехи.

Представим синфазные и квадратурные составляющие (13) – (16) на выходах корреляторов для *QPSK* сигнала в виде суммы сигнальных и помеховых компонент:

$$I_C = \sum_{i=1}^{N} AG_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_0)G_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}) +$$

$$+\sum_{i=1}^{N} AG_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_1)G_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}) + \sum_{i=1}^{N} n(t_{k,i})G_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}), \qquad (24)$$

$$Q_C = \sum_{i=1}^{N} AG_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_0)G_I(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i}) +$$

$$+\sum_{i=1}^{N} AG_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_1)G_I(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i}) + \sum_{i=1}^{N} n(t_{k,i})G_I(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i}), \qquad (25)$$

$$I_S = \sum_{i=1}^{N} AG_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_0)G_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}) +$$

$$+\sum_{i=1}^{N} AG_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_1)G_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}) + \sum_{i=1}^{N} n(t_{k,i})G_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}), \qquad (26)$$

$$Q_S = \sum_{i=1}^{N} AG_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_0)G_Q(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i}) +$$

$$+\sum_{i=1}^{N} AG_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_1)G_Q(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i}) + \sum_{i=1}^{N} n(t_{k,i})G_Q(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i}). \qquad (27)$$

Представим выражения (24) – (27) в виде

$$I_C = U_{IC,I} + U_{IC,Q} + U_{\Pi,IC}, \qquad (28)$$

$$Q_C = U_{QC,I} + U_{QC,Q} + U_{\Pi,QC}, \qquad (29)$$

$$I_S = U_{IS,I} + U_{IS,Q} + U_{\Pi,IS}, \qquad (30)$$

$$Q_S = U_{QS,I} + U_{QS,Q} + U_{\Pi,QS}, \qquad (31)$$

где $U_{IC,I}, U_{IC,Q}, U_{QC,I}, U_{QC,Q}, U_{IS,I}, U_{IS,Q}, U_{QS,I}, U_{QS,Q}$ – сигнальные компоненты; $U_{\Pi,IC}, U_{\Pi,QC}, U_{\Pi,IS}, U_{\Pi,QS}$ – помеховые компоненты.

Сигнальные и помеховые компоненты, входящие в выражения (28) – (31), определяются как

$$U_{IC,I} = \sum_{i=1}^{N} AG_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_0)G_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}), \qquad (32)$$

$$U_{IC,Q}=\sum_{i=1}^{N}AG_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_1)G_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}),\quad(33)$$

$$U_{\Pi,IC}=\sum_{i=1}^{N}n(t_{k,i})G_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}),\quad(34)$$

$$U_{QC,I}=\sum_{i=1}^{N}AG_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_0)G_I(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i}),\quad(35)$$

$$U_{QC,Q}=\sum_{i=1}^{N}AG_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_1)G_I(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i}),\quad(36)$$

$$U_{\Pi,QC}=\sum_{i=1}^{N}n(t_{k,i})G_I(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i}),\quad(37)$$

$$U_{IS,I}=\sum_{i=1}^{N}AG_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_0)G_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}),\quad(38)$$

$$U_{IS,Q}=\sum_{i=1}^{N}AG_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_1)G_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}),\quad(39)$$

$$U_{\Pi,IS}=\sum_{i=1}^{N}n(t_{k,i})G_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}),\quad(40)$$

$$U_{QS,I}=\sum_{i=1}^{N}AG_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_0)G_Q(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i}),\quad(41)$$

$$U_{QS,Q}=\sum_{i=1}^{N}AG_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_1)G_Q(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i}),\quad(42)$$

$$U_{\Pi,QS}=\sum_{i=1}^{N}n(t_{k,i})G_Q(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i}).\quad(43)$$

Необходимо отметить, что сигнальные компоненты $U_{IC,Q},U_{QC,Q},U_{IS,I},U_{QS,I}$ равны нулю и представляют собой произведения ортогональных сигналов. Синфазные и квадратурные составляющие (13) – (16) на выходе корреляторов распределены по гауссовскому закону с математическими ожиданиями и равными дисперсиями [4]:

$$m_{I_C}=M[I_C]=E_C\cos\varphi_0,\quad(44)$$

$$m_{Q_C}=M[Q_C]=-E_C\sin\varphi_0,\quad(45)$$

$$m_{I_S}=M[I_S]=E_S\cos\varphi_1,\quad(46)$$

$$m_{Q_S}=M[Q_S]=-E_S\sin\varphi_1,\quad(47)$$

где E_C – энергия синфазной компоненты *QPSK* сигнала; E_S – энергия квадратурной компоненты *QPSK* сигнала.

$$\sigma_C^2=M[(I_C-M[I_C])^2]=$$
$$=M[(Q_C-M[Q_C])^2]=\frac{N_0T}{4},\quad(48)$$

$$\sigma_S^2=M[(I_S-M[I_S])^2]=$$
$$=M[(Q_S-M[Q_S])^2]=\frac{N_0T}{4},\quad(49)$$

где N_0 – спектральная плотность мощности помехи; T – длительность сигнала.

Анализ выражений (44) – (47) показывает, что значения математических ожиданий при лю-

бых значениях начальной фазы обнаруживаемого сигнала не является нулевым. Таким образом, наличие сигнальных компонент будет приводить к ошибкам вычисления мощности помехи. Для уменьшения ошибки вычисления мощности помехи необходимо осуществлять минимизацию сигнальных компонент $U_{IC,I}, U_{QC,I}, U_{IS,Q}, U_{QS,Q}$ в выражениях (28) – (31).

Одним из возможных способов уменьшения влияния сигнальной компоненты на точность вычисления мощности помехи является умножение в корреляторах входной реализации $y(t)$ на квазиортогональные сигналы [2, 5]. Значение сигнальной компоненты в результате перемножения на опорный квазиортогональный сигнал составляет [2]

$$U_{I,C} = \int_0^T S(t)S(t)_{\text{КОРТ}}dt \approx 1/\sqrt{B}\,, \qquad (50)$$

где $S(t)_{\text{КОРТ}}$ – опорный квазиортогональный сигнал; B – база сигнала;

Анализ выражения (49) показывает, что в результате перемножения входной реализации $y(t)$ и опорного квазиортогонального сигнала в корреляторе происходит уменьшение уровня сигнальной компоненты в $\sqrt{B}$ раз. Квазиортогональность опорного сигнала $S(t)_{\text{КОРТ}}$ достигается выбором соответствующей псевдослучайной последовательности (ПСП). Степень квазиортогональности оценивается уровнем боковых лепестков функции взаимной корреляции опорной ПСП и ПСП дальномерного кода обнаруживаемого навигационного сигнала. В качестве квазиортогональных ПСП наиболее широко используются М-последовательности вследствие простоты генерации и хороших взаимокорреляционных свойств [2].

Умножим $y(t)$ на квазиортогональную ПСП и сформируем на выходах корреляторов следующие величины:

$$I_{\text{П}} = \sum_{i=1}^{N} AG_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_0)G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}) + \\ + \sum_{i=1}^{N} AG_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_1)G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}) + \\ + \sum_{i=1}^{N} n(t_{k,i})G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i})\,, \qquad (51)$$

$$Q_{\text{П}} = \sum_{i=1}^{N} AG_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_0)G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i}) + \\ + \sum_{i=1}^{N} AG_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_1)G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i}) + \\ + \sum_{i=1}^{N} n(t_{k,i})G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i})\,, \qquad (52)$$

где $G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i}-\tau)$ – ортогональная псевдослучайная последовательность.

Первые и вторые слагаемые в соотношениях (51) и (52) представляют собой сигнальные компоненты $U_{IC,I}, U_{QC,I}, U_{IS,Q}, U_{QS,Q}$, амплитуда которых подавлена в $\sqrt{B}$ раз. Тогда выражения (51) и (52) представляют собой синфазную и квадратурную компоненты огибающей помехи. Огибающая помехи определяется как

$$U_{\text{П}} = \sqrt{Q_{\text{П}}^2 + I_{\text{П}}^2}\,. \qquad (53)$$

Вычисленное значение огибающей помехи используется для определения порога обнаружения в соответствии с выражением (23).

В качестве показателя эффективности поиска сигнала выберем вероятность окончания поиска правильным обнаружением за три цикла P [6]

$$P = \sum_{j=1}^{3} P_{\text{ЦПР}}(1-P_{\text{Ц}})^{j-1}, \qquad (54)$$

где $P_{\text{ЦПР}}$ – вероятность окончания поиска на одном цикле правильным обнаружением; $P_{\text{Ц}}$ – вероятность окончания поиска на одном цикле.

Вероятность окончания поиска на одном цикле правильным обнаружением

$$P_{\text{ЦПР}} = D(1-F)^{L-1}, \qquad (55)$$

где L – число элементов неопределённости по задержке.

Вероятность окончания поиска на одном цикле

$$P_{\text{Ц}} = 1-(1-D)(1-F)^{L-1}, \qquad (56)$$

где D – вероятность правильного обнаружения навигационного сигнала.

Под одним циклом поиска будем считать один просмотр всех ячеек неопределённости по задержке и частоте. Для определения вероятности правильного обнаружения навигационного сигнала используем метод статистических испытаний, тогда [7]

$$D = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}\delta_k(X), \qquad (57)$$

где N – общее количество опытов; X – значение статистики на входе порогового устройства в k-м испытании; δ_k – индикаторная переменная, причём $\delta_k(X)=1$, если $X \ge h$; $\delta_k(X)=0$, если $X < h$.

Потребное число испытаний определяется заданной точностью моделирования [7]. Например, при точности моделирования $\varepsilon = 0,05$ и доверительной вероятности 0,9 потребное число испытаний составляет 190.

Для определения P вероятности окончания поиска правильным обнаружением за три цикла с использованием ЭВМ разработана модель обнаружителя навигационного *QPSK* сигнала.

Для определения вероятности P было проведено моделирование. При расчётах рассмотрен навигационный *QPSK*(10) сигнал, предполагаемый к использованию в глобальной навигационной спутниковой системе ГЛОНАСС после 2020 года. Параметры сигнала *QPSK* (10) приведены в [1].

На рис. 1 приведены зависимости вероятности P от отношения мощности сигнала к мощности помехи *s*/*j* для алгоритма поиска и обнаружения с раздельной и совместной обработкой компонент *QPSK* сигнала.

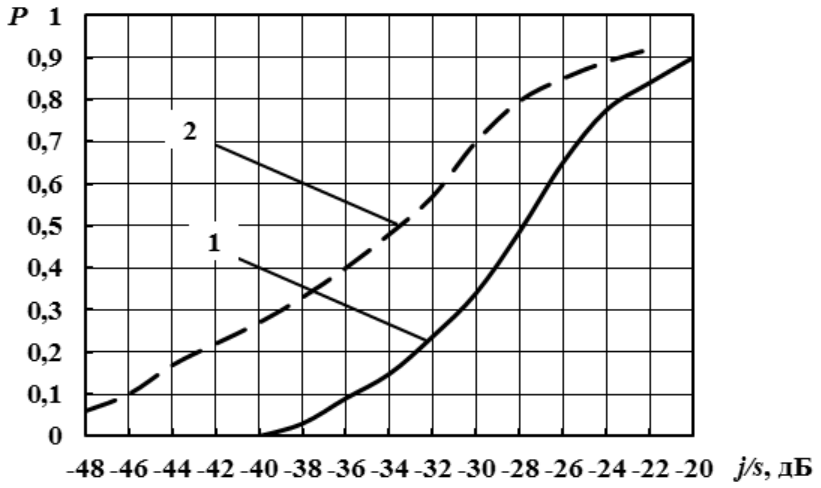


Рис. 1. Зависимости вероятности P от отношения *j*/*s*
1) с раздельной обработкой компонент; 2) с совместной обработкой компонент

Анализ графиков, приведенных на рис. 1, показывает, что помехоустойчивость алгоритма обнаружения *QPSK* сигнала с совместной обработкой компонент выше на 4…6 дБ, чем алгоритма с раздельной обработкой компонент. Увеличение помехоустойчивости алгоритма обнаружения *QPSK* сигнала с совместной обработкой компонент объясняется тем, что для обработки используется мощность не только синфазной, но и квадратурной компоненты *QPSK* сигнала, что приводит к повышению отношения сигнал/помеха.

Таким образом, результаты могут быть использованы отечественными производителями при разработке современной навигационной аппаратуры потребителей с *QPSK* сигналами повышенной помехозащищённости.

Литература

1. *Перов А.И.* Основы построения спутниковых радионавигационных систем. М.: Радиотехника, 2012. 240 с.

2. Помехозащищённость систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / Под ред. В.И. Борисова. М.: Радио и связь, 2003. 640 с.

3. *Перов А.И.* Статистическая теория радиотехнических систем. М.: Радиотехника, 2003. 400 с.

4. *Перов А.И.* Методы и алгоритмы оптимального приёма сигналов в аппаратуре потребителей спутниковых радионавигационных систем. М.: Радиотехника, 2012. 240 с.

5. Методы анализа и синтеза в прикладных задачах навигации, связи и управления / Под ред. А.В. Коренного. М.: Радиотехника, 2015. 240 с.

6. Поиск, обнаружение и измерение параметров сигналов в радионавигационных системах / Под ред. Ю.М. Казаринова. М.: Сов. радио, 1975. 296 с.

7. *Вентцель Е.С.* Теория вероятностей. М.: Высшая школа, 2001. 315 с.

Статья поступила в редакцию 28 марта 2017 года

УДК 621.391

МОДЕЛЬ ФОРМИРОВАТЕЛЯ СИГНАЛОВ С ДВУКРАТНОЙ ФАЗОРАЗНОСТНОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

© Авторы, 2017

А.И. Стиценко, соискатель, с.н.с., e-mail: sticenko@mail.ru
Н.С. Терехов, инженер-программист, e-mail: airjordan85@inbox.ru
Р.С. Яковлев, к.т.н., доцент, зам. начальника отдела, e-mail: roman_yakovlev@mail.ru
ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

На основе анализа различных источников проведены обобщение и конкретизация построения и алгоритмов функционирования формирователя сигналов с двукратной фазоразностной манипуляцией (ДФРМ). Предложена имитационная модель формирователя ДФРМ сигналов в среде программирования Simulink.

***Ключевые слова**: формирователь сигналов, двукратная фазоразностная манипуляция, начальная фаза сигнала, кодопреобразователь.*

SIGNAL CONDITIONER MODEL WITH BINARY PHASE-SHIFT KEYING

© Authors, 2017

A.I. Stitsenko, Aspirant, Senior Researcher, e-mail: sticenko@mail.ru
N.S. Terekhov, Software Engineer, e-mail: airjordan85@inbox.ru
R.S. Yakovlev, Ph.D. (Eng.), Associate Professor, Deputy Head of Department, e-mail: roman_yakovlev@mail.ru
Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy (Voronezh)

Based on the analysis of different sources generalization and specification of the design and operation algorithms of a signal conditioner with binary phase-shift keying (BPSK) were held. A simulation model of a signal conditioner with BPSK with the Simulink coding was proposed.

***Keyword**: signal conditioner, binary phase-shift keying, initial phase, decoder.*

Оценка эффективности приема дискретных сигналов в условиях воздействия непреднамеренных или преднамеренных помех является важной задачей теории и практики радиосвязи. Однако получение аналитических зависимостей (например, методом индикаторов решений о переданных элементах [1, 2]) показателей эффективности различных алгоритмов приема широко распространенных в практике радиосвязи ДФРМ сигналов от параметров этих сигналов и помех произвольной структуры в ряде случаев наталкивается на существенные трудности, преодоление которых возможно методом имитационного моделирования.

Необходимым условием построения адекватной имитационной модели линии передачи ДФРМ сигналов в условиях воздействия непреднамеренных или преднамеренных помех произвольной структуры является наличие детализированных алгоритмов функционирования формирователя и демодулятора сигналов с ДФРМ.

Представленная в известной литературе [3–10] информация о ДФРМ ограничена обобщенными схемами формирователя и демодулятора сигналов с ДФРМ. Алгоритмы работы элементов схем формирователя либо не раскрываются, либо раскрываются частично в силу ограниченного объема соответствующих разделов.

Целью настоящей работы является обобщение информации о формировании ДФРМ сигналов, представленной в [3–10], а также дополнение ее пояснениями, необходимыми для построения адекватной имитационной модели формирователя сигналов с ДФРМ.

Для достижения поставленной цели опишем алгоритм формирования сигналов с ДФРМ и построим функциональную схему формирователя.

Приведем определение фазоразностной манипуляции [3]. Фазоразностной манипуляцией (ФРМ) называется способ формирования фазомодулированного сигнала $s_i(t)$, при котором информация вкладывается в значение разностей

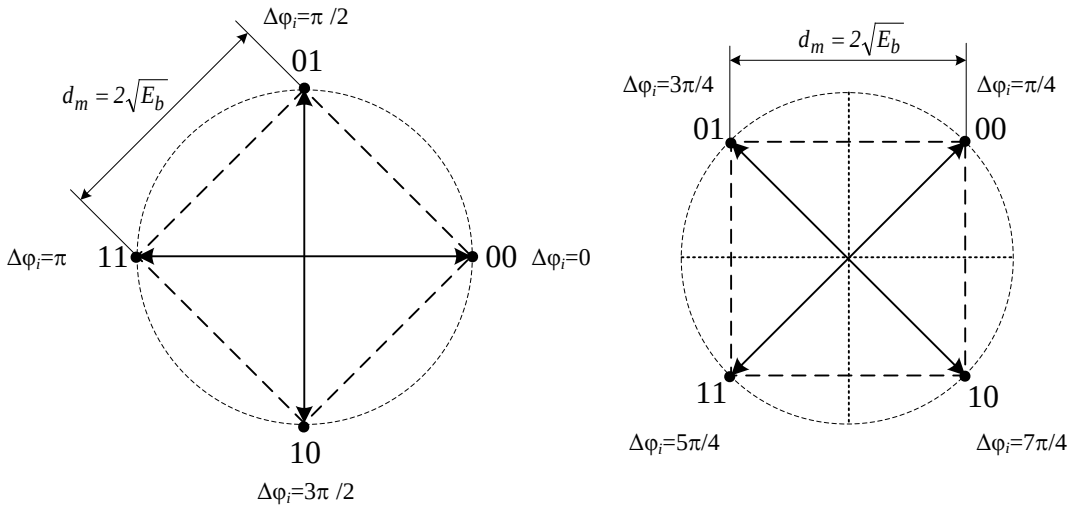
начальных фаз посылок сигнала. При ФРМ начальная фаза очередной *i*-й посылки φ_i передаваемого сигнала определяется по правилу

$$\varphi_i = \varphi_{i-1} + \Delta\varphi_i, \qquad (1)$$

где φ_{i-1} – начальная фаза $(I-1)$-й («опорной») посылки; $\Delta\varphi_i = \varphi_i - \varphi_{i-1}$ – разность начальных фаз *i*-й и $(i-1)$-й посылок сигнала.

Выражение (1) определяет общий порядок формирования и обработки сигнала с ФРМ. На передающей стороне системы цифровой передачи данных дискретному информационному символу ставится в соответствие одно из допустимых значений разности начальных фаз $\Delta\varphi_i$. Далее с помощью элемента задержки на время длительности посылки T и сумматора по правилу (1) формируется фаза очередной *i*-й посылки передаваемого сигнала. На приемной стороне после измерения начальных фаз двух соседних посылок сигнала φ_i и φ_{i-1} с помощью элемента задержки и устройства вычитания вычисляется информационная разность начальных фаз $\Delta\varphi_i$, которой ставится в соответствие переданный дискретный символ.

Число дискретных значений передаваемых разностей начальных фаз определяет кратность сигнала с ФРМ и его позиционность. Связь позиционности и кратности определяется формулой $k = \log_2 M$, где k – кратность сигнала с ФРМ, $M = 2^k$ – число дискретных значений передаваемых разностей начальных фаз. На практике используются как однократные (двухпозиционные) сигналы с ФРМ, в которых разность начальных фаз $\Delta\varphi_i$ принимает значения 0 и π, так и многократные сигналы [6]. Наиболее широкое применение на практике среди многократных сигналов с ФРМ получили двукратные (четырехпозиционные) сигналы с ФРМ. На рис. 1 а и б в векторной форме показаны два наиболее часто используемых варианта сигнала с ДФРМ [6].



а) б)

Рис. 1. Наиболее часто используемые варианты сигнала с ДФРМ

Важной характеристикой многопозиционных сигналов с ФРМ является минимальное расстояние между ближайшими вариантами сигнала d_m (рис. 1). Численное значение d_m рассчитывается по формуле [9]

$$d_m = 2\sqrt{E_b},$$

где $E_b = \dfrac{\int_0^T s_i^2(t)dt}{\log_2 M}$ – энергия бита информации.

Величину d_m удобно использовать для качественного сравнения различных систем сигналов, т.к. для заданной конфигурации сигнальных точек вероятность правильного приема элемента

сигнала является монотонно убывающей функцией минимального расстояния d_m. Системы сигналов на рис. 1 а и б характеризуются одинаковым значением минимального расстояния d_m, в силу чего имеют одинаковую потенциальную помехоустойчивость. Отличие состоит лишь в том, что в варианте 1 а есть нулевой скачок фазы: если в каждом канале передается бит «0», то начальная фаза посылки не изменяется, т.е. $\Delta\varphi_i = 0$; в варианте 1 б все значения разности начальных фаз $\Delta\varphi_i$ ненулевые.

Каждая посылка ДФРМ сигнала $s_i(t)$ передает два бита информации. Система кодирования двукратных сигналов двухразрядными двоичными комбинациями в общем случае может быть выбрана произвольно. Однако на практике для кодирования передаваемой информации применяется манипуляционный код Грея (рис. 1), который относится к числу распространенных оптимальных манипуляционных кодов.

Основное свойство кода Грея заключается в том, что кодовые комбинации, соответствующие ближайшим вариантам сигнала (разностям начальных фаз), отличаются только одним битом (расстояние Хемминга [7] между двумя соседними кодовыми комбинациями равно единице), то есть при ошибочном приеме вместо переданной разности фаз одной из двух ближайших к ней (например, вместо разности «0» принята разность «π/2» или «3π/2») возникает ошибка только в одном бите. Также оптимальный двукратный манипуляционный код Грея обеспечивает одинаковую потенциальную помехоустойчивость двоичных подканалов системы с ДФРМ.

Далее конкретизируем принципы и алгоритм формирования сигнала с ДФРМ. Общие принципы формирования сигналов с ДФРМ изложены в статье [3].

Обобщенная блок-схема формирователя сигнала с ДФРМ $s_i(t)$ представлена на рис. 2.

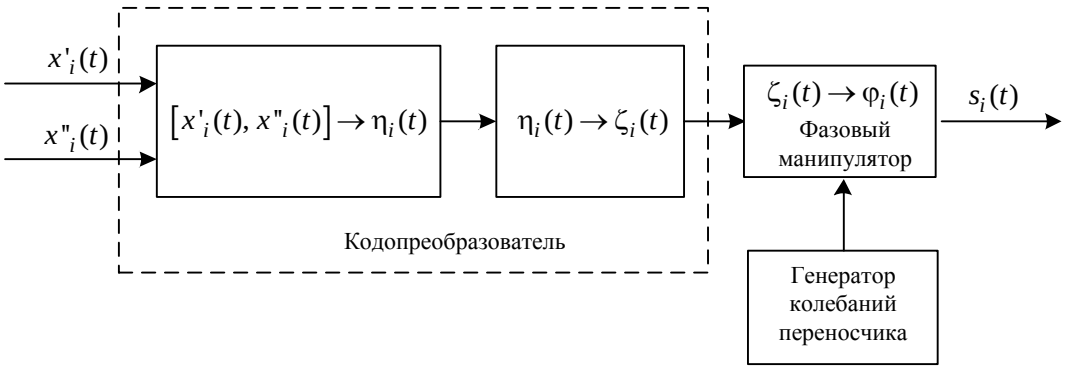


Рис. 2. Обобщенная блок-схема формирователя сигналов с ДФРМ

Процесс формирования сигналов с ДФРМ начинается с того, что входная информационная последовательность двоичных элементов $x(t)$, подлежащая передаче по каналу связи, делится на две последовательности двоичных элементов по определенному правилу. Например, нечетные элементы (биты) исходной информационной последовательности образуют последовательность $x'(t)$, а четные биты – последовательность $x''(t)$. При этом длительность двоичных элементов последовательностей $x'(t)$ и $x''(t)$ увеличивается в два раза по сравнению с двоичными элементами исходной последовательности $x(t)$. Последовательности $x'(t)$ и $x''(t)$ поступают на вход кодопреобразователя.

В кодопреобразователе осуществляются два последовательных преобразования. На первой ступени преобразования два двоичных элемента последовательностей $x'_i(t)$ и $x''_i(t)$, где $i > 0$ – номер такта, преобразуются в четверичный символ $\eta_i(t)$, который принимает значения {0, 1, 2, 3} и определяет закон манипуляции фазы несущего колебания [3]. Указанный закон состоит в следующем: при передаче значения $\eta_i(t)$ фаза i-й посылки сигнала должна отличаться от фазы предыдущей $(i-1)$-й посылки на угол

$$\Delta\varphi_i = \eta_i(t) \cdot \frac{\pi}{2}, \quad \eta_i = 0, 1, 2, 3. \qquad (2)$$

В общем случае преобразование $\left(x'_i(t), x''_i(t)\right) \to \eta_i(t)$ можно осуществить че-

тырьмя способами, так как паре двоичных элементов $\left(x'_i(t), x''_i(t)\right)$ возможно поставить в соответствие одно из значений четверичного символа $\eta_i(t)$: 0, 1, 2 или 3. Следовательно, возможно записать 4! = 24 варианта закона манипуляции (без учета ограничения в виде равенства 1 кодового расстояния между соседними символами). Остановимся на рассмотрении эффективного закона манипуляции в виде кода Грея. Данный закон манипуляции определяется выражением [3]

$$\eta_i = \overline{x''_i} \cdot \left(x''_i, x'_i\right)_2 + x''_i \cdot \left(x''_i, \overline{x'_i}\right)_2, \qquad (3)$$

где запись $(a, b)_2$ означает двоичное число $2a + b$, знак «$\overline{\ }$» означает инверсию бита.

Закон манипуляции (3) был применен на практике в системе «Кинеплекс» [3]. Результаты преобразования $\left(x'_i(t), x''_i(t)\right) \to \eta_i(t)$ и $\eta_i(t) \to \Delta\varphi_i$ в соответствии с законами (2) и (3) приведены в табл. 1.

Таблица 1

Результаты преобразования $\left(x'_i(t), x''_i(t)\right) \to \eta_i(t)$ и $\eta_i(t) \to \Delta\varphi_i$ в соответствии с законами манипуляции (2) и (3)

Значение нечетного бита $x'_i(t)$	Значение четного бита $x''_i(t)$	Значение четверичного символа $\eta_i(t)$	Значение разности фаз $\Delta\varphi_i$
0	0	0	0
0	1	1	$\pi/2$
1	1	2	π
1	0	3	$3\pi/2$

На второй ступени преобразования четверичный символ $\eta_i(t)$ преобразуется в четверичный символ $\zeta_i(t)$ в соответствии с алгоритмом

$$\zeta_i \equiv \left(\zeta_0 + \sum_{m=0}^{i} \eta_m\right) \bmod 4, \qquad (4)$$

где величина $\zeta_0 = 0; 1; 2; 3$ характеризует начальное состояние второй ступени преобразования.

Присутствие в выражении (4) величины ζ_0 является отличительной особенностью относительных видов модуляции, так как на нулевом такте (при $i = 0$) в канал передается информация не о двоичных элементах $x'(t)$ и $x''(t)$, а о начальном состоянии кодопреобразователя в виде опорной посылки, начальная фаза которой определяется значением ζ_0.

Алгоритм сложения целых чисел *a* и *b* по модулю 4 следующий [3]. Если сумма $(a+b) < 4$, то $(a+b) \bmod 4 = a+b$. Если сумма $(a+b) \geq 4$, то результатом сложения двух целых чисел по модулю 4 является целая часть остатка от деления суммы $(a+b)$ на 4. Например, (1 + 0)mod4 = 1; (1 + 1)mod4 = 2; (2 + 1)mod4 = 3; (2 + 2)mod4 = 0; (2 + 3)mod4 = 1.

В соответствии со значением четверичного символа $\zeta_i(t)$ определяется фаза элементарной посылки выходного ДФРМ сигнала на *i*-м такте по формуле [3]

$$\varphi_i = \frac{\pi}{2} \cdot \zeta = \frac{\pi}{2} \cdot \left(\zeta_0 + \sum_{m=0}^{i} \eta_m\right) \bmod 4. \qquad (5)$$

Результаты преобразований $\left(x'_i(t), x''_i(t)\right) \to \eta_i(t)$, $\eta_i(t) \to \zeta_i(t)$ и $\zeta_i(t) \to \Delta\varphi_i$ в соответствии с законами (3) – (5) при $\zeta_0 = 1$ для произвольных значений $x'_i(t)$ и $x''_i(t)$ на семи тактах приведены в табл. 2.

Возможна реализация кодопреобразователя с преобразованиями $\left(x'_i(t), x''_i(t)\right) \to \eta_i(t)$ и $\eta_i(t) \to \varphi_i$. Тогда фаза элементарной посылки выходного сигнала с ДФРМ на *i*-м такте определяется в соответствии с выражением [3]

$$\varphi_i = \varphi_0 + \frac{\pi}{2} \cdot \sum_{m=1}^{i} \eta_m, \qquad (6)$$

где $\varphi_0 = 0$, $\pi/2$, π или $3\pi/2$ – фаза опорной посылки, определяющая начальное состояние формирователя сигнала с ДФРМ.

Опорная посылка с фазой φ_0 передается по каналу связи в начале сеанса передачи информации. Таким образом, выходной сигнал с ДФРМ увеличивается на одну посылку.

Используя приведенную на рис. 2 блок-схему формирования ДФРМ сигнала, разработаем функциональную схему моделирования в среде Simulink процессов формирования рассматриваемых сигналов с ДФРМ.

Каждому значению четверичного символа $\zeta_i(t)$, согласно рис. 1 а и закону (5), поставим в соответствие пару двоичных элементов $\left(y'_i(t), y''_i(t)\right)$, которые будут управлять фазой формируемого сигнала φ_i. Результаты преобразования $\zeta_i(t) \to \left(y'_i(t), y''_i(t)\right)$ приведены в табл. 3.

Таблица 2

Результаты преобразований $\left(x'_i(t), x''_i(t)\right) \to \eta_i(t)$, $\eta_i(t) \to \zeta_i(t)$ и $\zeta_i(t) \to \Delta\varphi_i$ в соответствии с законами (3)–(5) при $\zeta_0 = 1$

Номер такта	Значение нечетного бита $x'_i(t)$	Значение четного бита $x''_i(t)$	Значение четверичного символа $\eta_i(t)$	Значение разности фаз $\Delta\varphi_i$	Значение четверичного символа $\zeta_i(t)$	Значение фазы выходного сигнала φ_i
0	0	0	0	0	1	$\pi/2$ – фаза опорной посылки
1	1	1	2	π	3	$3\pi/2$
2	0	1	1	$\pi/2$	0	0
3	1	0	3	$3\pi/2$	3	$3\pi/2$
4	1	0	3	$3\pi/2$	2	π
5	1	0	3	$3\pi/2$	1	$\pi/2$
6	0	1	1	$\pi/2$	2	π

Таблица 3

Результаты преобразования $\zeta_i(t) \to \left(y'_i(t), y''_i(t)\right)$ в соответствии с рис. 1 а и законом (5)

Значение четверичного символа $\zeta_i(t)$	Значение фазы выходного сигнала $\varphi_i = \frac{\pi}{2} \cdot \zeta_i$	Значение выходных символов кодопреобразователя	
		$y'_i(t)$	$y''_i(t)$
0	0	0	0
1	$\pi/2$	0	1
2	π	1	1
3	$3\pi/2$	1	0

Последовательности двоичных элементов $y'_i(t)$ и $y''_i(t)$ подадим на устройства преобразования однополярных импульсов в биполярные: уровень «0» преобразуется в «1», уровень «1» – в «–1» (чтобы операции «умножения» и «деления» по модулю 2 были идентичны). Последовательности биполярных импульсов $z'_i(t)$ и $z''_i(t)$, полученные после преобразования $y'_i(t)$ и $y''_i(t)$, подадим на фазовый модулятор. Блок-схема формирователя сигналов с ДФРМ, учитывающая введенные преобразования $\zeta_i(t) \to \left(y'_i(t), y''_i(t)\right)$ и $\left(y'_i(t), y''_i(t)\right) \to \left(z'_i(t), z''_i(t)\right)$, приведена на рис. 3.

Анализ схемы на рис. 3 показывает, что каждой паре двоичных символов на выходе кодопреобразователя $\left(y'_i(t), y''_i(t)\right)$ соответствуют четыре комбинации, составленные из двоичных символов: двух входных ($x'_i(t)$, $x''_i(t)$) и двух предшествующих выходных ($y'_{i-1}(t)$, $y''_{i-1}(t)$). Связь входных и выходных двоичных символов кодопреобразователя показана в табл. 4.

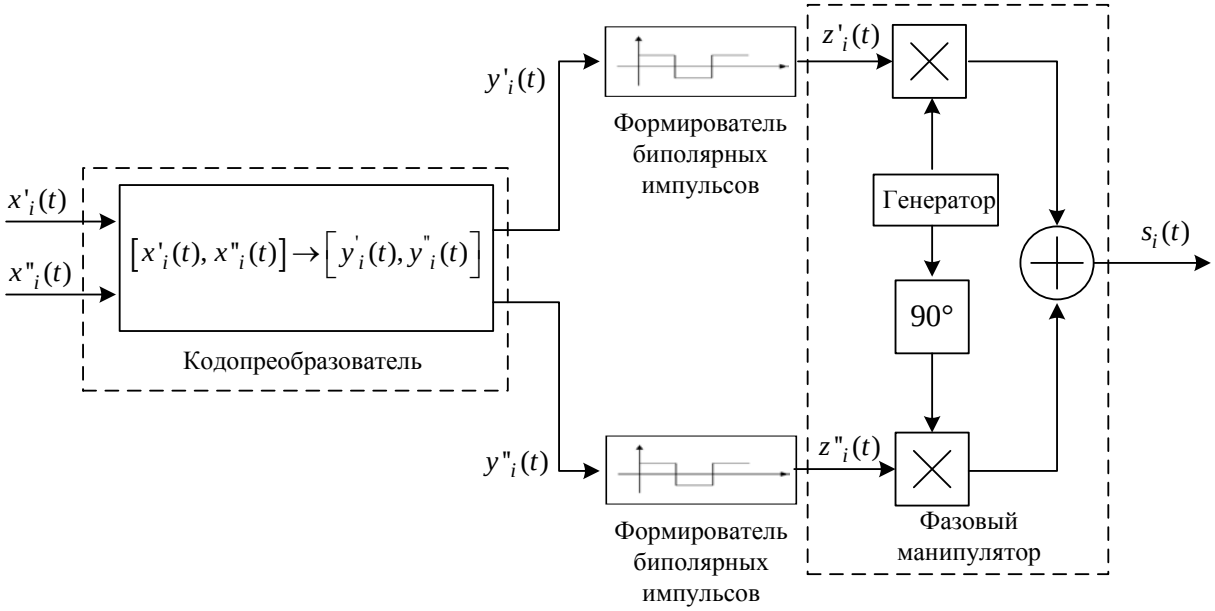


Рис. 3. Блок-схема формирователя сигналов с ДФРМ, учитывающая введенные преобразования $\zeta_i(t) \rightarrow \left(y'_i(t), y''_i(t)\right)$ и $\left(y'_i(t), y''_i(t)\right) \rightarrow \left(z'_i(t), z''_i(t)\right)$

Таблица 4

Связь входных и выходных двоичных символов кодопреобразователя

Текущие двоичные символы на входе кодопреобразователя		Предшествующие двоичные символы на выходе кодопреобразователя		Текущие двоичные символы на выходе кодопреобразователя	
$x'_i(t)$	$x''_i(t)$	$y'_{i-1}(t)$	$y''_{i-1}(t)$	$y'_i(t)$	$y'_i(t)$
0	0	0	0	0	0
0	1	1	0	0	0
1	0	0	1	0	0
1	1	1	1	0	0
0	0	0	1	0	1
0	1	0	0	0	1
1	0	1	1	0	1
1	1	1	0	0	1
0	0	1	0	1	0
0	1	1	1	1	0
1	0	0	0	1	0
1	1	0	1	1	0
0	0	1	1	1	1
0	1	0	1	1	1
1	0	1	0	1	1
1	1	0	0	1	1

Табл. 4 представляет собой основу для разработки алгоритма кодопреобразования с помощью логических операций «НЕ» (оператор « $\overline{\ }$ »), «И» (оператор « $\wedge$ ») и «ИЛИ» (оператор « $\vee$ »). Алгоритм кодопреобразования описывается следующими выражениями:

$$y'_i(t)=\left(\overline{a}\wedge\overline{b}\wedge c\wedge\overline{d}\right)\vee\left(\overline{a}\wedge b\wedge c\wedge d\right)\vee\left(a\wedge\overline{b}\wedge\overline{c}\wedge\overline{d}\right)\vee\left(a\wedge b\wedge\overline{c}\wedge d\right)\vee$$
$$\vee\left(\overline{a}\wedge\overline{b}\wedge c\wedge d\right)\vee\left(\overline{a}\wedge b\wedge\overline{c}\wedge d\right)\vee\left(a\wedge\overline{b}\wedge c\wedge\overline{d}\right)\vee\left(a\wedge b\wedge\overline{c}\wedge\overline{d}\right), \quad (7)$$

$$y''_i(t)=\left(\overline{a}\wedge\overline{b}\wedge\overline{c}\wedge d\right)\vee\left(\overline{a}\wedge b\wedge\overline{c}\wedge\overline{d}\right)\vee\left(a\wedge\overline{b}\wedge c\wedge d\right)\vee\left(a\wedge b\wedge c\wedge\overline{d}\right)\vee$$
$$\vee\left(\overline{a}\wedge\overline{b}\wedge c\wedge d\right)\vee\left(\overline{a}\wedge b\wedge\overline{c}\wedge d\right)\vee\left(a\wedge\overline{b}\wedge c\wedge\overline{d}\right)\vee\left(a\wedge b\wedge\overline{c}\wedge\overline{d}\right), \quad (8)$$

где $a=x'_i(t)$, $b=x''_i(t)$, $c=y'_{i-1}(t)$ и $d=y''_{i-1}(t)$.

После упрощения выражения (7) и (8) принимают вид

$$y'_i(t)=\left(\overline{a}\wedge\overline{b}\wedge c\right)\vee\left(\overline{a}\wedge b\wedge d\right)\vee\left(a\wedge\overline{b}\wedge\overline{d}\right)\vee\left(a\wedge b\wedge\overline{c}\right), \quad (9)$$

$$y''_i(t)=\left(\overline{a}\wedge\overline{b}\wedge d\right)\vee\left(\overline{a}\wedge b\wedge\overline{c}\right)\vee\left(a\wedge\overline{b}\wedge c\right)\vee\left(a\wedge b\wedge\overline{d}\right). \quad (10)$$

На основе (9) и (10) с использованием логических элементов «НЕ», «И» и «ИЛИ» построены схемы двух каналов кодопреобразователя для получения двоичных элементов $y'_i(t)$ и $y''_i(t)$. Данные схемы приведены на рис. 4 и 5.

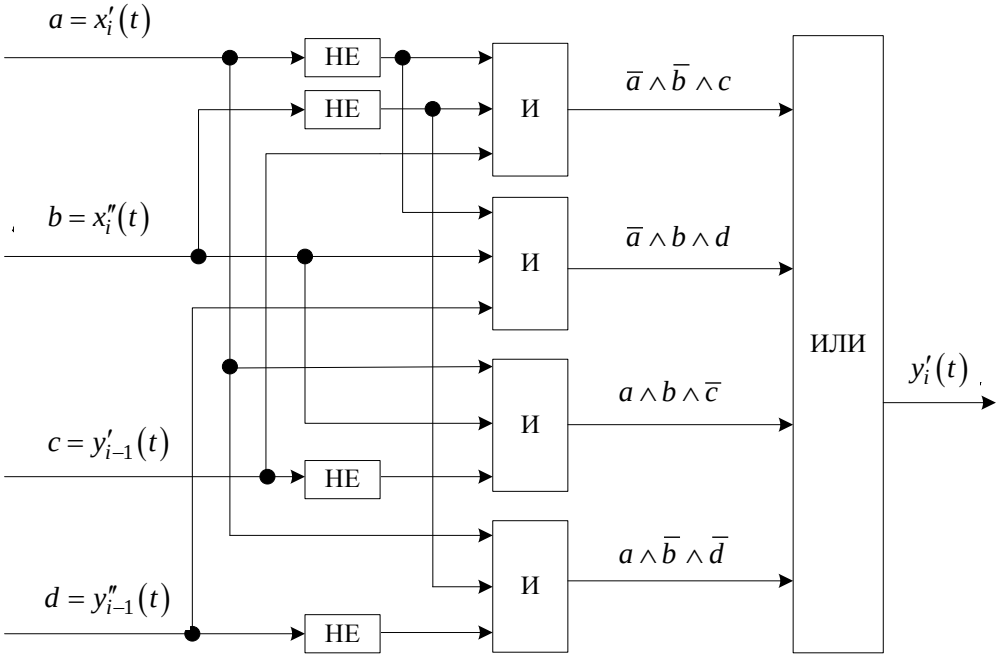


Рис. 4. Функциональная схема канала I кодопреобразователя для получения двоичных символов $y'_i(t)$

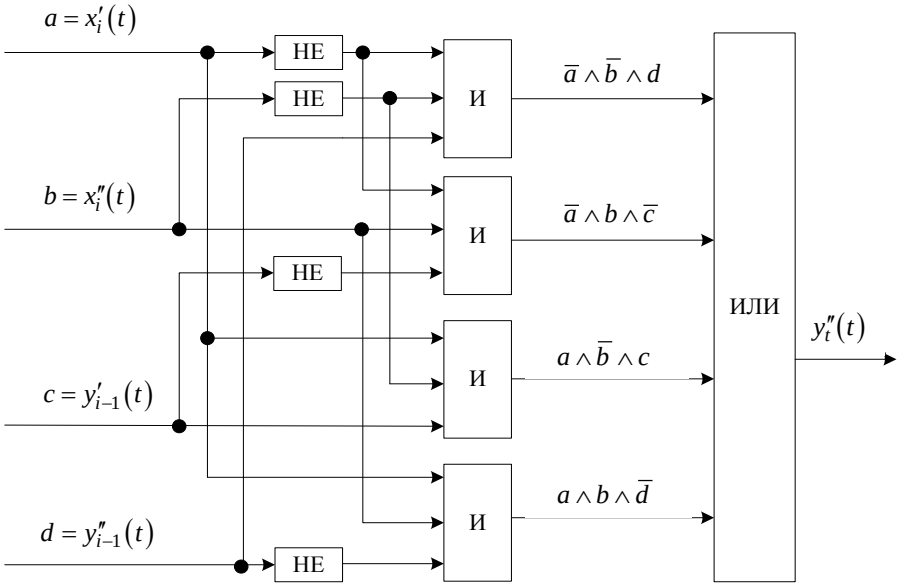


Рис. 5. Функциональная схема канала II кодопреобразователя для получения двоичных символов $y''_i(t)$

На рис. 6 представлен вариант построения искомой функциональной схемы формирователя сигналов с ДФРМ.

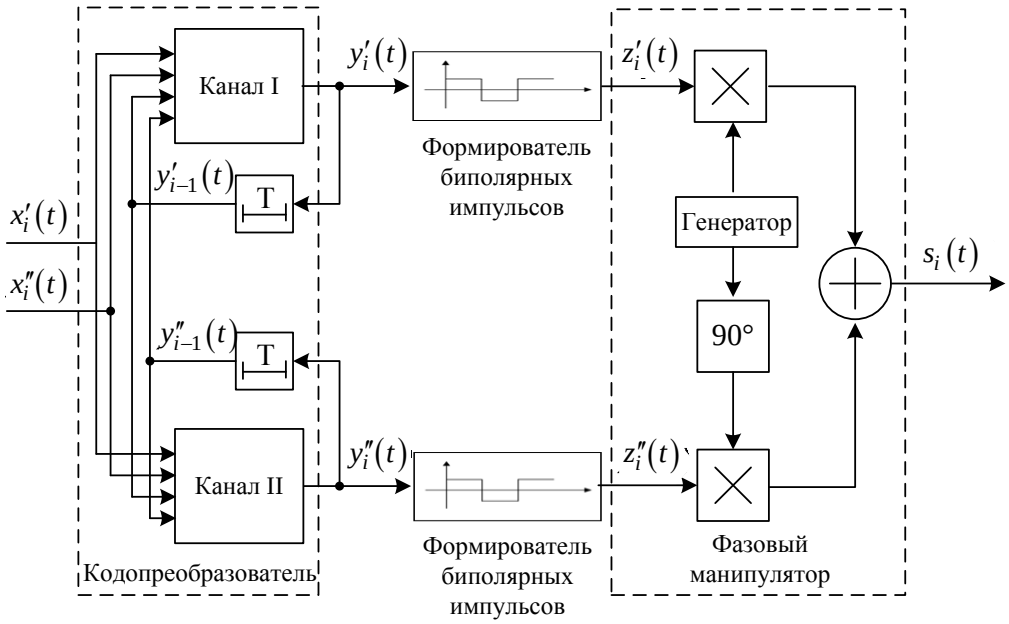


Рис. 6. Функциональная схема формирователя сигналов с ДФРМ

Функциональные схемы, приведенные на рис. 4–6, позволят разработать в среде программирования Simulink адекватную имитационную модель формирователя сигналов с ДФРМ, приведенных на рис. 1 а, и в ходе дальнейших исследований провести оценку эффективности воздействия помех различного типа на приемник ДФРМ сигналов.

Литература

1. *Овчаренко Л.А., Поддубный В.Н.* Определение вероятности искажения последовательности двоичных сигналов методом индикаторов решений о переданных элементах // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. 1986. Т. 29. № 9.

2. *Поддубный В.Н., Ложкин К.Ю.* Достоверность когерентного приема простых ДФРМ сигналов

на фоне помехи произвольной структуры // Радиотехника. 1999. № 12.

3. *Бобров Н.П.* Передача дискретных сигналов с помощью фазоразностной манипуляции // Электросвязь. 1960. № 6.

4. *Петрович Н.Т.* Передача дискретной информации в каналах с фазовой манипуляцией. М.: Сов. радио, 1965. 263 с.

5. *Заездный А.М., Окунев Ю.Б., Рахович Л.М.* Фазоразностная модуляция и ее применение при передаче дискретной информации. М.: Связь, 1967. 304 с.

6. *Окунев Ю.Б.* Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами. М.: Радио и связь, 1991. 296 с.

7. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоритические основы и практическое применение: пер. с англ. 2-е изд., испр. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с.

8. *Финк Л.М.* Теория передачи дискретных сообщений. 2-е изд., перераб., доп. М.: Советское радио, 1970. 728 с.

9. *Банкет В.Л., Дорофеев В.М.* Цифровые методы в спутниковой связи. М.: Радио и связь, 1988. 240 с.

10. *Кловский Д.Д.* Передача дискретных сообщений по радиоканалам. 2-е изд. М.: Радио и связь, 1982. 304 с.

Статья поступила в редакцию 4 апреля 2017 года

УДК 339.56

МОДЕЛЬ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ВОЕННО-ТЕХНИЧЕСКОГО СОТРУДНИЧЕСТВА С ИНОСТРАННЫМИ ПАРТНЁРАМИ ДЛЯ ПРЕДПРИЯТИЙ ИНТЕГРИРОВАННОЙ СТРУКТУРЫ КОНЦЕРН «СОЗВЕЗДИЕ»

© Авторы, 2017

Т.А. Макоев, начальник департамента, e-mail: vtf1@sozvezdie.su
Г.Ф. Гребенников, руководитель программ, e-mail: vtf1@sozvezdie.su
АО «Концерн «Созвездие»

Рассматриваются стратегические аспекты совершенствования модели управления процессами внешнеэкономической деятельности и анализ эффективности деятельности предприятия в этой области. Предлагаются формы и методы её реализации, методика расчёта показателей эффективности экспорта.

***Ключевые слова**: внешнеэкономическая деятельность, военно-техническое сотрудничество, эффективность, методика оценки, критерии оценки.*

MODEL OF IMPROVEMENT OF MILITARY-TECHNICAL COOPERATION WITH FOREIGN PARTNERS FOR ENTERPRISES OF CONCERN «SOZVEZDIE» INTEGRATED STRUCTURE

© Authors, 2017

T.A. Makoev, Head of Department, e-mail: vtf1@sozvezdie.su
G.F. Grebennikov, Programme Manager, e-mail: vtf1@sozvezdie.su
JSC «Concern «Sozvezdie»

The article considers strategic aspects of improving the management model of the processes of foreign economic activity and analyses enterprise effectiveness in this area. Forms and methods of its implementation, and methodology for calculating export efficiency indicators are proposed.

***Keywords**: foreign economic activity, military-technical cooperation, efficiency, evaluation methodology, evaluation criteria.*

В современных условиях неустойчивого положения экономики Российской Федерации военно-техническое сотрудничество (ВТС) с зарубежными партнёрами во многом имеет определяющее значение для социально-экономического развития оборонных предприятий, создания и поддержания задела развития высокотехнологичных отраслей промышленности, которые способны обеспечить высокий уровень продукции военного назначения как на внутреннем, так и на мировом рынках вооружения.

Выработка мер, повышающих эффективность продвижения продукции военного назначения на мировые рынки, требует проведения комплексных исследований в области экономики, производства и управления процессом создания конкурентной военной продукции и её экспорта заинтересованным заказчикам [1].

В статье рассматриваются стратегические аспекты совершенствования модели управления процессами внешнеэкономической деятельности (ВЭД) и проводится анализ эффективности деятельности предприятия в этой области. Предлагаются формы и методы её реализации, методика расчета показателей эффективности экспорта [2].

К стратегическому направлению совершенствования ВЭД относится комплексное долгосрочное планирование внешнеэкономической деятельности предприятий Концерна по линии ВТС, направленное на реализацию Стратегии развития интегрированной структуры и Программы инновационного развития АО «Концерн «Созвездие» до 2020 года. Это направление реализуется в виде Программы ВЭД АО «Концерн «Созвездие» (далее – Программа) на пять лет. В Программе отображаются основные направления ВЭД в формате сформулированных задач и конкретных мероприятий по их реализации. Конечной целью реализации Программы является обеспечение дополнительного роста финансовых результатов деятельности Концерна в целом.

С учетом законодательных ограничений в области ВЭД по продвижению продукции военного назначения (ПВН) на экспорт особое внимание в Программе уделено вопросам развития каналов продаж через модель конструктивного взаимодей-

 ISSN 1995-7009

ствия с государственным посредником АО «Рособоронэкспорт» (РОЭ), АО «Машприборинторг», Федеральной службой по военно-техническому сотрудничеству (ФСВТС), Министерством обороны РФ, Министерством промышленности и торговли, АО «Объединённая приборостроительная корпорация» и головными предприятиями-производителями зенитно-ракетных комплексов и бронетехники.

Эта программа содержит в себе взаимные обязательства участвующих сторон в выполнении комплексных мероприятий, включая рекламно-выставочную, маркетинговую, организационно-техническую и разрешительно-правовую сферу деятельности участников программы.

Использование этих форм и методов работы в сфере ВТС позволяет решать задачи:

а) по расширению продуктового ряда экспортной продукции;

б) формированию планов продвижения продукции Концерна на внешние рынки;

в) максимально оперативному получению разрешительных документов на новые и модернизированные образцы ПВН;

г) поиску и определению стратегических и технологических партнеров;

д) расширению потенциала Концерна к самостоятельному ведению внешнеторговой деятельности (например, в части поставки изделий двойного назначения, оказания сервисных услуг, обучения и др.), включая организацию взаимодействия с лоббистскими группами в странах целевого присутствия.

Программа также предусматривает приоритет по продвижению новейшей продукции Концерна, такой как автоматизированные системы управления в тактическом звене (АСУ ТЗ), средства и комплексы радиоэлектронной борьбы (РЭБ), комплексные системы связи и управления для оперативного звена через активное формирование соответствующих сегментов рынка (так называемый «активный маркетинг»). В связи с возросшей конкуренцией на рынке продаж отдельных средств радиосвязи, самым перспективным каналом продаж этой номенклатуры для нас является поставка радиосредств для оснащения техники, поставляемой на экспорт через головные оборонные предприятия РФ (АО «Алмаз-Антей», АО «Военно-промышленная компания», ОА «Уралвагонзавод» и др.). Предполагается, что именно данное направление работ позволит в среднесрочной перспективе сформировать дополнительные точки рыночного роста объёма продаж экспортной продукции для Концерна в целом.

Отдельным перспективным направлением ВЭД Концерна должно стать развитие партнерских отношений с ведущими иностранными производителями радиоэлектронной техники, в том числе в области создания совместных продуктов гражданского назначения, локализации и адаптации к российскому рынку передовых технических решений, трансфер технологий, совместная реализация НИР и ОКР, которая позволит использовать этот технический задел для создания военной продукции в интересах МО РФ и интегрироваться в международную систему кооперации торговли военной продукцией.

Другим важным фактором роста продаж является формирование комплексного предложения для инозаказчиков на поставку продукции, в первую очередь, АСУ ТЗ и РЭБ. Т.е. продажа готового комплексного решения должна сопровождаться услугами по обучению персонала заказчика эксплуатации поставляемого имущества, внедрением мероприятий по расширению гарантийных обязательств, развитию послепродажного обслуживания экспортируемой продукции, а также созданию ремонтных центров для проведения среднего ремонта поставляемой техники.

Действенным механизмом формирования спроса инозаказчиков на продукцию является создание действующих образцов техники и проведение их демонстрационного показа на полигоне в Воронеже и стенде генерального конструктора в Москве, а также обязательное участие Концерна во всех ключевых международных выставках вооружений и гражданской техники.

В ближайшей перспективе наиболее целесообразными действиями по увеличению экспорта военной техники являются:

а) освоение наиболее перспективных на сегодняшний день рынков сбыта продукции с учётом геополитической обстановкой в мире;

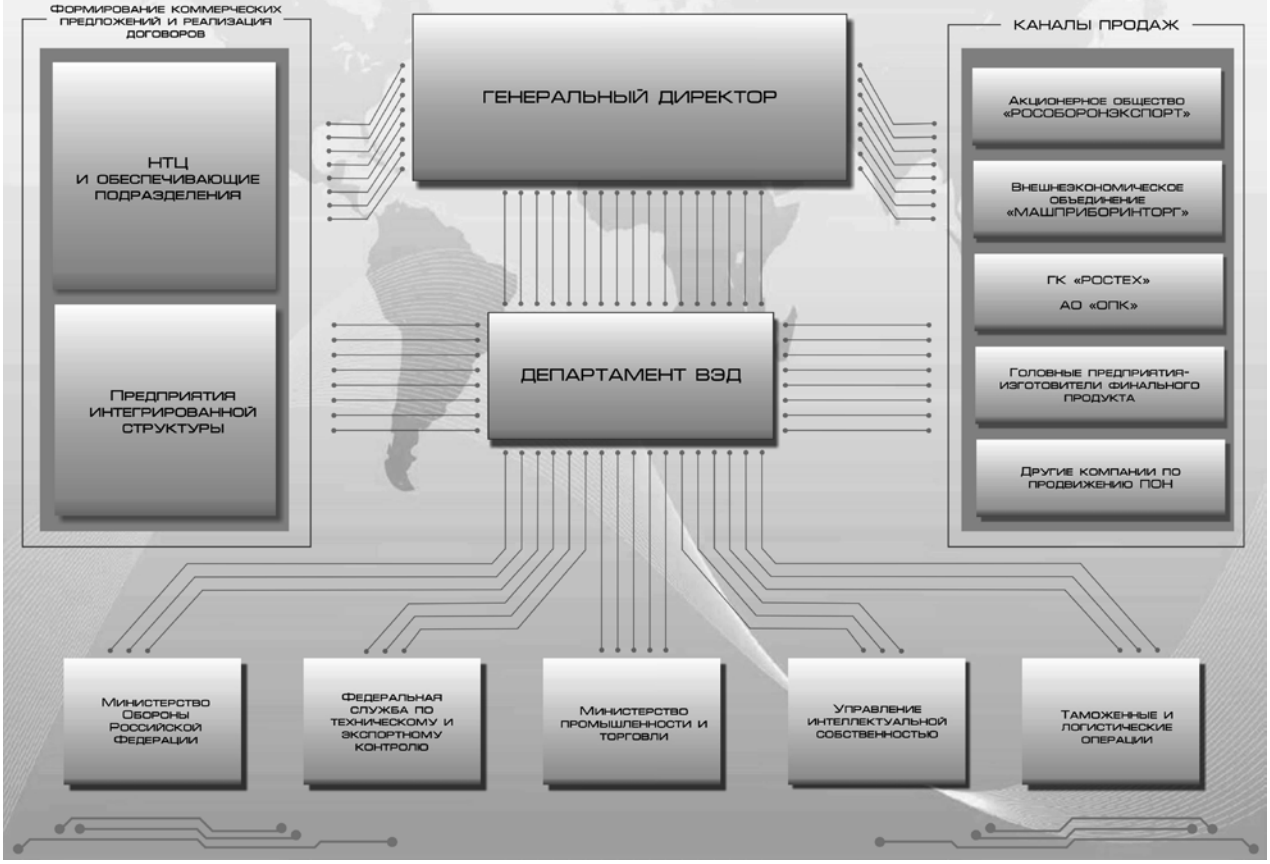
б) создание совместных предприятий с иностранными партнерами в странах Ближнего и Дальнего зарубежья по организации лицензионного производства российских военных систем и средств связи;

в) усиление работы с Минпромторгом РФ и АО «Рособоронэкспорт» по поиску потенциальных партнеров за рубежом среди ведущих телекоммуникационных компаний с целью привлечения перспективных радиоэлектронных технологий в Россию;

г) обращение в МО РФ с предложением о включении в техническое задание на выполнение работ в рамках гособоронзаказа раздела с требованиями к экспортному варианту разрабатываемой продукции.

Существующая модель управления ВЭД АО «Концерн «Созвездие» (табл. 1) позволяет оптимизировать решение управленческих задач, избежать дублирования функций участников ВЭД, повысить компетентность и ответственность исполнителей, сократить сроки реализации принимаемых решений, что в итоге положительно повлияет на эффективность внешнеэкономической деятельности предприятия.

МОДЕЛЬ УПРАВЛЕНИЯ ВЭД АО «КОНЦЕРН «СОЗВЕЗДИЕ» ТАБЛИЦА 1



Правильность принятия управленческих решений в области ВЭД можно оценивать по её эффективности. Для оценки эффективности ВЭД предприятия существует множество показателей, которые можно разделить на *оценочные* и *результативные* [3].

К оценочным показателям, влияющим на значимость результативных, относятся данные бизнес-планов (прогнозные, экономические, финансовые и прочие параметры внешнеэкономического проекта предприятия) и контрактов (цены, комплектность, валюта платежа, вид логистики и расчётов и др).

Результативные показатели в свою очередь подразделяются на текущие и стратегические. Текущие показатели – это в основном количественные данные ВЭД, характеризующие предыдущую деятельность (за год, квартал, месяц). Они рассчитываются, прежде всего, в рамках традиционных систем бухгалтерского управленческого учета.

Стратегические показатели – это качественные данные, определяющие будущие достижения предприятия во внешнеэкономической деятельности (портфель заказов, рост номенклатуры продуктового ряда, ценовая политика, создание материально-технической базы для расширения работ, услуг и т.д.).

Система критериев оценки эффективности ВЭД включает:

1. Динамику изменения объема экспорта:

• изменение объема экспорта по товарным группам в абсолютном выражении;

• изменение объема экспорта, выраженное в процентах.

2. Конкурентоспособность экспортного товара:

• динамику доли внешнего рынка (количество стран-заявителей);

• предпочтение покупателями торговой марки предприятия;

• ценовая политика;

• внешнеэкономические аспекты, связанные с повышением роли России в установлении мирового правопорядка (количество горячих точек с участием России в оказании помощи).

3. Инновационную привлекательность товара:

• количество и объем экспорта (предложений) нового или модернизированного товара;

• долю новых товаров в экспорте, появившихся на рынке за последние пять лет;

• долю снижения затрат на производство экспортной продукции, полученной за счет использования передовых западных технологий.

4. Прибыльность экспорта:

• долю прибыли в общем объеме экспорта;

• долю прибыли в экспорте новых товаров или отдельных групп;

• прибыльность внешних инвестиций.

Для экономического обоснования принимаемых решений по управлению ВЭД можно использовать различные методики ее оценки. Рассмотрим некоторые из них.

На практике самым простым способом оценки эффективности является расчет показателей на основе сравнения достижимых экономических результатов с затратами ресурсов на их достижение. В качестве основных количественных показателей оценки результативности экспорта, на наш взгляд, можно использовать два варианта расчета:

1. Коэффициент эффективности экспорта (К):

$$К = \frac{Д}{З} = \frac{Д}{(С_Т + Т_1 + Т_2 + П_Р)},$$

где З – экспортные затраты предприятия, включающие:

$С_Т$ – себестоимость экспортного товара;

$Т_1$ – таможенные расходы;

$Т_2$ – транспортные расходы;

$П_Р$ – прочие расходы (комиссионные отчисления, оплата ВП МО, ГУИС, оформление лицензии и т.д.);

Д –экспортный доход (валютная выручка, поступившая на расчетный счет).

В результате расчета, *если К>1, то экспорт эффективен*.

2. Показатель эффективности экспорта (П) по отношению к продаже аналогичной продукции на внутреннем рынке:

$$П = \frac{Д - З}{Ц_В},$$

где $Ц_В$ – стоимость (цена) аналогичной продукции на внутреннем рынке.

Чем выше значение коэффициента, тем эффективнее экспорт.

Такой подход к оценке эффективности и показателя эффективности экспорта можно применить как для конкретного контракта, так и для оценки экспорта в заданный временной интервал экспортной деятельности предприятия (месяц, квартал, год и т.д.).

В этом случае формулы расчета К и П будут следующими:

$$К = \frac{Д_1 + ... Д_i}{З_1 + ... З_i};$$

$$П = \frac{(Д_1 + ... Д_i) - (З_1 + ... З_i)}{Ц_{В1} + ... Ц_{Вi}};$$

где $Д_1 \div Д_i$ – экспортный доход по каждому контракту в заданный интервал времени;

$З_1 \div З_i$ – затраты по каждому из этих контрактов;

$Ц_{В1} \div Ц_{Вi}$ – стоимость аналогичной продукции на внутреннем рынке.

Подводя итоги, следует отметить, что количественно ВЭД предприятия можно оценить по следующим динамическим параметрам в заданный временной интервал:

а) изменение объема экспорта в количественном и денежном выражении;

б) изменение портфеля заказов в количественном и денежном отношении (отработанные заявки);

в) изменение географии заказчиков (количество стран-заявителей);

г) изменение номенклатурного ряда экспортной продукции;

д) коэффициент эффективности экспорта (К);

е) показатель эффекта экспорта (П).

По методике, изложенной в статье, проведём расчеты эффективности ВЭД на предприятии АО «Концерн «Созвездие». Исходные данные для расчёта и сам расчёт приведены в табл. 2.

В итоге мы получили: К = 1,13; П = 0,18.

Результаты ВЭД по динамическим параметрам за 2015 и 2016 годы, приведенные в табл. 3, показывают рост эффективности ВЭД и подтверждают правильность принимаемых управленческих решений в области ВТС [4].

Таблица 2

Исходные данные для расчёта коэффициента эффективности (К) и показателя эффективности (П) экспорта по контракту с заказчиком 012

№ п/п	Наименование продукции	Заказчик	Кол-во	Экспортный доход (Д, тыс. долл. США)	Себестоимость продукции ($С_Т$, тыс. долл. США)	Стоимость аналогичной продукции на внутреннем рынке ($Ц_В$, тыс. долл. США)	Экспортные затраты (З, тыс. долл. США)		
							трансп. ($Т_1$)	тамож. ($Т_2$)	прочие ($П_Р$)
1	Р-142НМР ПВО	012	14	56 234 000,00	28 757 144,00	36 166 000,00	3 234 700,00	3 000,00	17 544 003,00

Расчёт коэффициента эффективности экспорта:

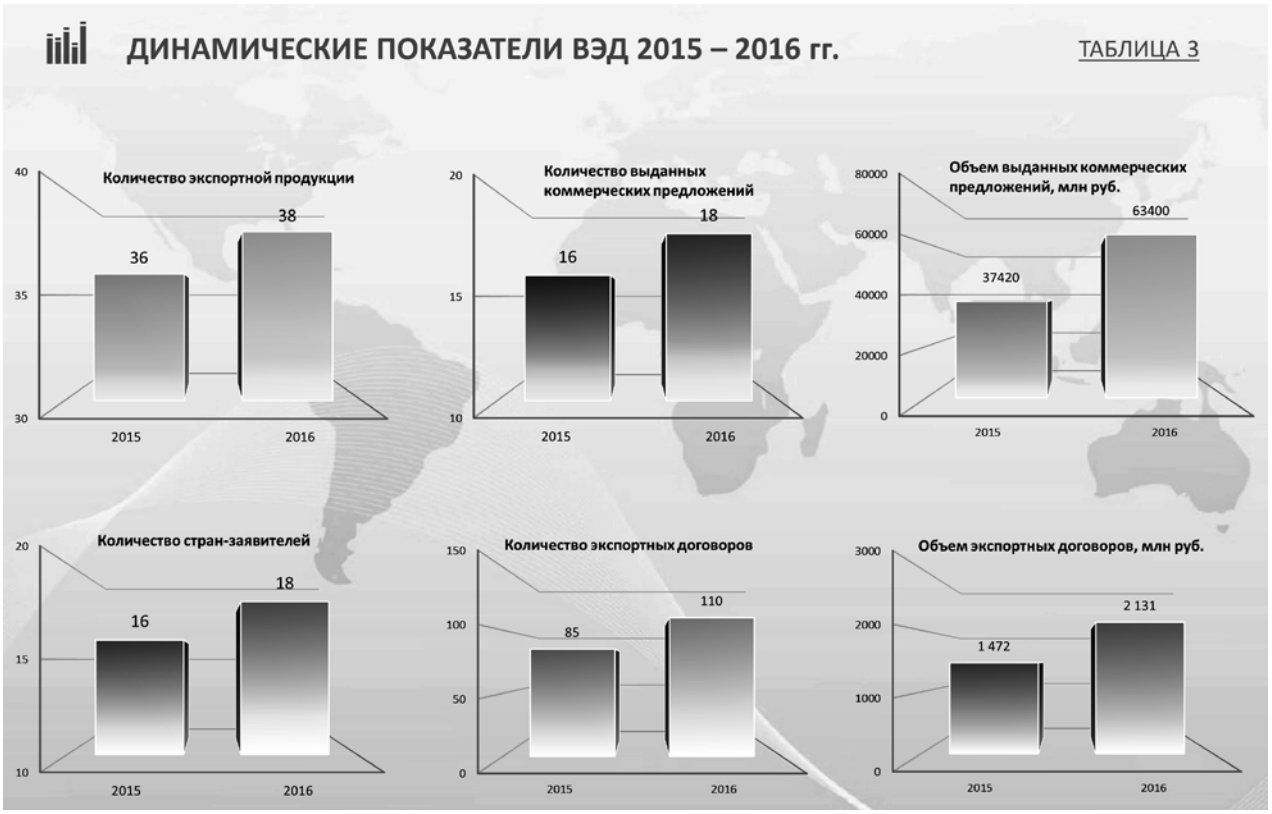
$$К = \frac{Д}{З} = \frac{Д}{(С_Т + Т_1 + Т_2 + П_Р)} = \frac{56234000}{28757144 + 3234700 + 3000 + 17544003} = \frac{56234000}{49538847} = 1{,}13,$$

где Д –экспортный доход;
$С_Т$ – себестоимость продукции;
З – экспортные затраты, включая:
$Т_1$ – таможенные расходы;
$Т_2$ – транспортные расходы;
$П_Р$ – прочие расходы (комиссионные, оплата ВП МО, ГУИС, лицензии).

Расчёт показателя эффективности экспорта:

$$П = \frac{Д - З}{Ц_В} = \frac{56234000 - 49538847}{36166000} = 0{,}18,$$

где $Ц_В$ – стоимость продукции на внутреннем рынке



Литература

1. *Исаев К.В.* Повышение эффективности инновационных направлений военно-технического сотрудничества России. Дис. Спб., 2000. 160 с.

2. *Руссова И.А.* Анализ внешнеэкономической деятельности предприятия // Право и экономика. 2011. № 2. С. 15–21.

3. *Румянцев А.П.* Внешнеэкономическая деятельность. К., 2010.

4. Материалы отчётов по внешне-экономической деятельности АО «Концерн «Созвездие» за период 2015–2016 г.г.

Статья поступила в редакцию 28 июня 2017 года

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: tnn@sozvezdie.su