ISSN 1995-7009

ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

ОАО КОНЦЕРН СОЗВЕЗДИЕ

4 2010

ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 4/2010

Воронеж 2010

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

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ:

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

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

докт.физ.-мат.наук, проф.
Э.К. АЛГАЗИНОВ (г.Воронеж)
докт.техн.наук, проф.
А.С. БАГДАСАРЯН (г.Москва)
докт.физ.-мат.наук, проф.
Ю.С. БАЛАШОВ (г.Воронеж)
докт.техн.наук, проф., академик РАН
А.С. БУГАЕВ (г.Москва)
докт.техн.наук, проф.
В.И. ВЛАДИМИРОВ (г.Воронеж)
докт.физ.-мат.наук, проф., академик РАН
Ю.В. ГУЛЯЕВ (г.Москва)
докт.техн.наук, проф.
Ю.В. ЗАВРАЖНОВ (г.Воронеж)
докт.техн.наук, проф.
Ю.Л. КОЗИРАЦКИЙ (г.Воронеж)
докт.техн.наук, проф.
В.И. КУЗНЕЦОВ (г.Воронеж)
докт.техн.наук, проф., академик РАН
Н.А. КУЗНЕЦОВ (г.Москва)
докт.техн.наук, с.н.с.
И.И. МАЛЫШЕВ (г.Воронеж)
докт.физ.-мат.наук, проф.
Ю.Б. НЕЧАЕВ (г.Воронеж)
докт.техн.наук, проф.
В.Н. ПОВЕТКО (г.Воронеж)
докт.техн.наук, проф.
Ю.С. СУХОРУКОВ (г.Воронеж)
докт.техн.наук, проф., академик РАЕН
Б.И. ШАХТАРИН (г.Москва)
докт.техн.наук, проф.
А.П. ЯРЫГИН (г.Воронеж)

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

Выходит 4 раза в год.

В журнале публикуются статьи ведущих специалистов, докторантов и аспирантов ОАО «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».

Учредитель и издатель:

ОАО «Концерн «Созвездие»

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

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

Сайт в Интернете:
www.sozvezdie.su

Набор и верстка компьютерные
Формат 60×88 ⅛ . Уч.-изд.л. 11,4
Тираж 200 экз. Заказ № 51
Подписано в печать 15.11.2010 г.

© ОАО «Концерн «Созвездие», 2010

С О Д Е Р Ж А Н И Е

№ 4, 2010

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Модели стохастических сверхширокополосных сигналов
И.В. Линник, А.А. Окрачков, П.А. Трифонов, Д.В. Хрипушин, О.В. Афанасьев 5

Автокорреляционная функция и спектр модифицированного фазоманипулированного сигнала
Г.С. Нахмансон, И.Н. Маснев 11

Компьютерное моделирование зоны влияния группировки РЭС
А.Д. Коробова, Е.А. Хромых 16

Обнаружение замаскированных наземных объектов при наличии в составе средств разведки перестраиваемого источника лазерного излучения
А.Н. Глушков, В.Г. Керков, А.Л. Митрофанов, Г.Л. Тюрин 25

Эффективность воздействия гармонической и гауссовской помех на линии многоканальной радиосвязи с синхронным линейным кодовым уплотнением и линейным разделением каналов
А.Е. Кондратенко, В.Н. Поддубный 30

Криптографическая система в полиномиальных классах вычетов для каналов с шумом и имитирующим злоумышленником
Д.В. Самойленко, О.А. Финько 39

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Анализ эффективности функционирования сети подвижной радиосвязи стандарта GSM
А.П. Ващенко 45

Спектральный метод анализа и синтеза цифровых нелинейных элементов
В.А. Маковий 55

Цифровая коррекция частотной шкалы программно-определяемого радиоприёмника
В.А. Маковий, С.А. Шкуров …… 66

К вопросу об интеграции высокоскоростных лазерных атмосферных линий связи в системы и комплексы широкополосного радиодоступа
С.В. Артыщенко, С.Ю. Сизов, А.В. Володько, О.В. Николаев ……..…… 79

ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА ТЕХНИКИ РАДИОСВЯЗИ

Оптимизация структуры и алгоритма функционирования непозиционного цифрового фильтра
А.В. Велигоша …..…… 82

Двухкольцевая импульсная система автоматической подстройки частоты
С.В. Терещенко ……. 88

Помехи в синтезаторах частот с дробными делителями, управляемыми дельта-сигма модуляторами
С.К. Романов, Н.М. Тихомиров, Д.Н. Рахманин ……. 93

Интермодуляционные помехи в системах импульсной ФАПЧ синтезаторов с дробными делителями частоты
С.К. Романов, Н.М. Тихомиров, Д.Н. Рахманин ……. 104

Цифровая коррекция аналого-цифрового демодулятора Уивера
В.А. Маковий …..…… 109

УДК 621.391.24

МОДЕЛИ СТОХАСТИЧЕСКИХ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

И.В. Линник, нач. лаб, тел.: 8-910-344-27-00
А.А. Окрачков, зам.нач. отд., тел.: 8-905-049-12-55
П.А. Трифонов, с.н.с., тел.: 8-951-545-61-69
Д.В. Хрипушин, нач.отд., тел.: 8-910-342-99-10
ФГНИИЦ РЭБ ОЭСЗ МО РФ*
О.В. Афанасьев, нач.отд., ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: 8-903-855-07-62

Предложена строгая классификация стохастических сверхширокополосных сигналов, включающая сверхширокополосные видеосигналы и сверхширокополосные квазирадиосигналы. Рассмотрены некоторые классы последовательностей стохастических сверхширокополосных сигналов.

Ключевые слова: *стохастические сверхширокополосные сигналы, видеосигналы, радиосигналы, спектр сигнала, модулирующая функция.*

MODELS STOCHASTIC SUPERBROADBAND SIGNALS

I.V. Linnik, head of laboratory, tel.: 8-910-344-27-00
A.A. Okrachkov, deputy head of department tel.: 8-905-049-12-55
P.A. Trifonov, senior research engineer, tel.: 8-951-545-61-69
D.V. Khripushin, head of department, tel.: 8-910-342-99-10
Federal State Research and Development Test Centre of Electronic Warfare and Perceptibility Decrease Efficiency Evaluation
O.V. Afanasyev, head of department, JSC «Sozvezdie» Concern», tel.: 8-903-855-07-62

The strict classification of stochastic superbroadband signals including superbroadband video signals and superbroadband radio signals is offered. Some classes of sequences of stochastic superbroadband signals are considered.

Key words: *stochastic superbroadband signals, video signals, radio signals, signal spectrum, modulating function.*

Использование сверхширокополосных зондирующих радиосигналов позволяет успешно решать задачи радиолокационного наблюдения, обнаружения, распознавания малозаметных целей и построения радиолокационных изображений протяженных объектов с высокой точностью и разрешающей способностью. Дополнительными качествами, которыми обладают РЛС со стохастическими сверхширокополосными сигналами (ССШПС), является низкая вероятность обнаружения и скрытность от средств электронной разведки, а также высокая электромагнитная совместимость с узкополосными радиосистемами вследствие низкой спектральной плотности мощности ССШПС в широком диапазоне частот. Такие сигналы на входе приемников находятся или под собственными шумами, или практически неотличимы от естественных шумов по своим корреляционным и статистическим свойствам.

В отличие от сверхкоротких импульсов непрерывные во времени ССШПС имеют малую амплитуду при той же средней мощности. Более благоприятное соотношение средней и пиковой мощностей для передатчика СШП шумового радара позволяет существенно увеличить дальность обнаружения в свободном пространстве за счет повышения средней мощности излучения.

В настоящее время нет строгой классификации ССШПС, что затрудняет теоретическое описание принципов функционирования ССШПС РЛС, поэтому ниже приводится систематизированное описание моделей и энергетических спектров ССШПС.

1. Модели и энергетические спектры одиночных стохастических сверхширокополосных сигналов

Детерминированные сверхширокополосные сигналы были рассмотрены в [1], поэтому предполагается рассмотреть ССШПС, классификация которых практически отсутствует. Наиболее реа-

* Федеральный государственный научно-исследовательский испытательный центр радиоэлектронной борьбы и оценки эффективности снижения заметности Минобороны России.

листичным стохастическим сигналом может служить случайный процесс $\xi(t)$ [2]:

$$s(t) = \xi(t),\ t \in T.$$

Такой стохастический сигнал является широко используемой в прикладных задачах математической моделью как информационных (полезных), так и мешающих сигналов – помех и шумов.

Для определенности будем рассматривать в качестве стохастического сигнала гауссовский случайный процесс (ГСП) [2]. Такая модель случайного сигнала нашла наибольшее применение в технических приложениях. В радиофизике, локации, связи ГСП является достаточно адекватной математической моделью активных и пассивных помех, атмосферных и космических шумов, каналов с замираниями, с многолучевым распространением и т.д. Флюктуационные шумы устройств обработки информации, обусловленные дробовым эффектом и тепловым движением электронов, также подчиняются гауссовскому распределению. Адекватность модели ГСП многим реальным помехам и стохастическим сигналам объясняется во многих случаях действием центральной предельной теоремы. Действительно, большинство встречающихся в реальных условиях радиофизических случайных процессов представляет собой результирующий эффект (сумму) большого числа сравнительно слабых элементарных импульсов, возникающих в случайные моменты времени. Оказывается, что распределение суммы приближается к гауссовскому с увеличением числа слагаемых практически независимо от того, какие распределения вероятности имеют отдельные слагаемые. При этом важно лишь, чтобы влияние отдельных слагаемых с негауссовским распределением на сумму было равномерно малым (приблизительно одинаковым).

Для упрощения будем рассматривать стационарные гауссовские стохастические сигналы. Гауссовский стохастический сигнал называют стационарным, если его математическое ожидание постоянно, а корреляционная функция зависит только от разности своих аргументов так, что

$$a(t) = aB(t_1, t_2) = B(t_1 - t_2) = B(t_2 - t_1) \quad (1.1)$$

при всех $t, t_1, t_2 \in T$. При выполнении условия (1.1) все вероятностные характеристики стационарного гауссовского сигнала не зависят от начала отсчета времени, т.е. инвариантны относительно сдвига интервала T. Поэтому для стационарного гауссовского сигнала, без потери общности, начало интервала наблюдения T можно совместить с началом отсчета времени, полагая интервал наблюдения

$$t \in T = [0; T].$$

Важной характеристикой стационарного гауссовского сигнала является спектральная плотность. Обозначим $\dot{\xi}(t) = \xi(t) - a$ – центрированный сигнал и

$$Z_T = \int_0^T \exp(-j\omega t)\dot{\xi}(t)dt$$

– спектр усеченного на интервале $[0; T]$ этого стохастического сигнала. Тогда спектральная плотность определяется выражением

$$G(\omega) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T}\left\langle |Z_T(\omega)|^2 \right\rangle. \quad (1.2)$$

Введенная таким образом спектральная плотность связана с корреляционной функцией преобразованием Фурье

$$G(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-j\omega\Delta)B(\Delta)d\Delta.$$

В свою очередь, корреляционная функция может быть выражена через спектральную плотность

$$B(t_2 - t_1) = \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[-j\omega(t_1 - t_2)\right]G(\omega)d\omega/2\pi. \quad (1.3)$$

Простейшим примером стационарного гауссовского процесса может служить процесс с постоянной на всех частотах спектральной плотностью

$$G(\omega) = N_0/2,\ -\infty < \omega < \infty. \quad (1.4)$$

Такой случайный процесс, как известно [3], называют белым шумом. Подставляя (1.4) в (1.3), получаем корреляционную функцию белого шума

$$B(t_2 - t_1) = \frac{N_0}{4\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[-j\omega(t_1 - t_2)\right]d\omega = \frac{N_0}{2}\delta(t_2 - t_1),$$

где $\delta(\cdot)$ – дельта-функция.

Обозначим

$$\gamma = \sup G(\omega)$$

– величина спектральной плотности и

$$\Omega = \int_{-\infty}^{\infty} G^2(\omega)\, d\omega \left[\sup G(\omega)\right]^{-2}$$

– эквивалентная полоса частот стохастического сигнала.

Спектральная плотность $G(\omega)$ (1.2) имеет Ω_1 – минимальную частоту, Ω_2 – максимальную частоту, $\Omega_\xi = \dfrac{\Omega_1 + \Omega_2}{2}$ – центральную частоту, $\Omega = \Omega_2 - \Omega_1$ – ширину полосы. Если $\Omega/\Omega_\xi > 0{,}1 \ldots 0{,}2$, то в этом случае получаем стохастический сверхширокополосный сигнал [4–6].

Будем называть сигнал стохастическим сверхширокополосным видеосигналом, если основная масса его спектральной плотности (1.2) сосредоточена в окрестности начала оси частот, т.е. в окрестности точки $\omega = 0$, так что

$$G(\omega) << \gamma,\ |\omega| > \Omega,$$

либо $G(\omega)$ отлична от нуля в полосе частот $[\Omega_1; \Omega_2]$, $\Omega_1 = -\Omega/2$, $\Omega_2 = \Omega/2$ и, соответственно, центральная частота $\Omega_\xi = 0$. Спектральную плотность стохастического видеосигнала удобно представить в виде

$$G(\omega) = \gamma g\left(\omega/\Omega\right).$$

Здесь функция $g(*)$ описывает форму спектральной плотности и обладает свойствами

$$g(x) \geq 0,\ g(x) = g(-x),\ \sup g(x) = 1,$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} g^2(x)\, dx = 1.$$

Таким образом, полное описание сверхширокополосного гауссовского стационарного видеосигнала задано, если известны [2, 6]:

– функция $g(*)$, определяющая форму спектра;

– параметр γ, определяющий величину спектральной плотности;

– параметр Ω, определяющий ширину спектральной плотности;

– математическое ожидание стохастического сигнала a.

Частным случаем стохастического видеосигнала является полосовой сигнал, для которого

$$g(x) = I(x) = \begin{cases} 1, |x| \leq 1/2, \\ 0, |x| > 1/2. \end{cases}$$

Такого вида аппроксимацию формы спектральной плотности целесообразно использовать, если реальная спектральная плотность быстро убывает за пределами полосы частот Ω.

Определим теперь класс стохастических сверхширокополосных радиосигналов. У таких сигналов основная масса спектральной плотности сосредоточена в некоторой полосе в окрестности центральной частоты, сравнимой с полосой частот сигнала. Полагая, что $G(\omega)$ – спектральная плотность СШПСРС, обозначим

$$\gamma = 2 \sup G(\omega),$$

$$\Omega = \int_{0}^{\infty} G^2(\omega)\, d\omega \left[\sup G(\omega)\right]^{-2}$$

и Ω_ξ – центральная частота сигнала. В соответствии с определением, основная масса спектральной плотности $G(\omega)$ сосредоточена в окрестности частот $\pm\Omega_\xi$, причем

$$\Omega/\Omega_\xi \approx 0{,}1,$$

$$G(\omega) << \gamma,\ \left|\omega \pm \Omega_\xi\right| > \Omega.$$

В частности,

$$G(0) = 0.$$

Поэтому без потери общности можно ограничиться рассмотрением гауссовских стационарных сверхширокополосных стохастических радиосигналов с нулевым математическим ожиданием

$$a \equiv 0.$$

Действительно, спектр математического ожидания стационарного сигнала (1.2) сосредоточен на нулевой частоте, где спектральная плотность сверхширокополосного радиосигнала практически равна нулю.

Таким образом, полное описание сверхширокополосного гауссовского стационарного радиосигнала задано, если известны [2, 6]:

– функция $g(*)$, определяющая форму спектра;

– параметр γ, определяющий величину спектральной плотности;

– параметр Ω, определяющий ширину спектральной плотности;

– центральная частота Ω_ξ, определяющая положение спектральной плотности на оси частот.

Рассмотрим еще один класс случайных сверхширокополосных сигналов – импульсные гауссовские сигналы.

Полагая $\xi(t)$ стационарным гауссовским случайным процессом, определим гауссовский импульсный стохастический сигнал как случайную функцию вида

$$s(t) = \xi(t)\, I\left[(t-\lambda)/\tau\right], \qquad (1.5)$$

где $I(*)$ – индикатор единичной длительности, τ – длительность сигнала, а λ определяет временное положение импульса.

Найдем математическое ожидание гауссовского импульса

$$a_s = \langle s(t)\rangle = aI\left[(t-\lambda)/\tau\right] \qquad (1.6)$$

и корреляционную функцию

$$B_s(t_1,t_2) = \left\langle \left[s(t_1)-a_s(t_1)\right]\left[s(t_2)-a_s(t_2)\right]\right\rangle =$$

$$= I\left[(t_1-\lambda/\tau)\right] I\left[(t_2-\lambda)/\tau\right] B_\xi(t_2-t_1). \quad (1.7)$$

Согласно (1.6) и (1.7) импульсный гауссовский сигнал является нестационарным процессом. В случае, когда $\lambda = 0$, соответственно $s(t) = \xi(t) I\left[t/\tau\right]$. Считаем, что $\tau >> \tau_\xi$, где τ_ξ – время корреляции гауссовского случайного процесса $\xi(t)$, и поэтому $I\left[(t_1-\lambda/\tau)\right] I\left[(t_2-\lambda/\tau)\right] = C$, где C – константа. Корреляционная функция при нулевом математическом ожидании примет вид

$$B_s(t_1, t_2) \approx C \cdot B_\xi(t_2-t_1), \ (\lambda = 0). \qquad (1.8)$$

То есть, в этом случае спектральные свойства гауссовского импульса такие же, как у гауссовского стационарного случайного процесса. Если принять, что $1/\tau$ – приблизительно полоса частот, занимаемая сигналом, а $1/\tau_\xi$ – полоса частот ГСП, а также, что $1/\tau >> 1/\tau_\xi$, то на большинстве частот гауссовский импульс имеет спектральные свойства такие же, как ГСП.

Если $\xi(t)$ – стохастический видеосигнал, то соответственно (1.5) – гауссовский видеоимпульс, если $\xi(t)$ – стохастический радиосигнал, получаем гауссовский радиоимпульс.

Рассмотрим еще один важный тип ССШПС – стохастические сигналы со сложной модулирующей функцией. Такие сигналы отличаются от описанных выше тем, что предыдущие гауссовские ССШПС получены в предположении, что модулирующая функция имеет прямоугольную форму (1.5), однако такая разрывная функция не всегда адекватно описывает реальные регулярные модулирующие функции, которые достаточно часто являются непрерывными и дифференцируемыми. В ряде приложений часто встречаются ССШПС со сложной модулирующей функцией, содержащей неизвестные параметры. Такой импульс можно представить в виде

$$s(t, \mathbf{l}, \boldsymbol{\lambda}) = f(t, \mathbf{l})\xi(t). \qquad (1.9)$$

Здесь $f(t,\mathbf{l})$ – модулирующая детерминированная функция, которая в общем случае содержит p неизвестных параметров $\mathbf{l} = \|l_1 ... l_n\|$, $\xi(t)$ – стационарный гауссовский центрированный сверхширокополосный случайный процесс, известная корреляционная функция которого $K(\Delta, \boldsymbol{\lambda}) = \langle \xi(t)\xi(t+\Delta)\rangle$ может содержать m неизвестных параметров $\boldsymbol{\lambda} = \|\lambda_1 ... \lambda_m\|$, то есть такая корреляционная функция зависит от большего числа параметров, чем рассмотренная выше корреляционная функция случайного СШПС, модулированного прямоугольной функцией (1.7). Полагая далее, что модулирующая функция в (1.9) нормирована так, что $\max f(t,\mathbf{l}) = 1$, а случайный импульс принимается на фоне гауссовского белого шума $n(t)$ с односторонней спектральной плотностью N_0, реализацию наблюдаемых на интервале $[0; T]$ данных можно записать как $x(t) = s(t, \mathbf{l_0}, \boldsymbol{\lambda}_0) + n(t)$, где $\mathbf{l_0}, \boldsymbol{\lambda}_0$ – истинные значения неизвестных параметров модулирующей функции и спектра мощности $G(\omega, \boldsymbol{\lambda}_0)$ процесса $\xi(t)$ соответственно.

2. Модели и энергетические спектры последовательностей стохастических сверхширокополосных сигналов

Кроме рассмотренных выше одиночных ССШПС, на практике часто встречаются последовательности ССШПС. Рассмотрим несколько возможных представлений последовательностей стохастических сверхширокополосных сигналов.

Запишем последовательность случайных сигналов как результат модуляции прямоугольного импульса ССШПС:

$$s(t,\theta_0)=\sum_{k=0}^{N-1} a_k\left[1+\kappa_k\xi_{0k}(t)\right]I\left[(t-k\theta)/\tau\right]. \quad (2.1)$$

Здесь θ – период повторения, a_k и τ – амплитуда и длительность k-го импульса, $\xi_{0k}(t)$ – сверхширокополосный случайный процесс, причем $\langle\xi_{0k}(t)\rangle=0$, $\langle\xi_{0k}(t)\xi_{0k}(t+\lambda)\rangle=K_{0k}(\lambda)$, $K_{0k}(0)=1$, κ_k – коэффициент модуляции. Перепишем (2.1) более компактно:

$$s(t,\theta)=\sum_{k=0}^{N-1}\xi_k(t)I\left[(t-k\theta)/\tau\right], \quad (2.2)$$

где $\xi_k(t)$ – ССШПС, $I(x)$ – модулирующая функция прямоугольной формы – определяется как $I(x)=\begin{cases}1, |x|\le 1/2,\\ 0, |x|>1/2.\end{cases}$. То есть, получаем последовательность ССШПС как последовательность прямоугольных импульсов, модулированных случайным процессом.

Предположим, что в последовательности (2.2) модуляция осуществляется видео ССШПС. Тогда $\xi_k(t)$ имеют следующие свойства: $\langle\xi_k(t)\rangle=a_k$, $\langle\xi_k(t)\xi_k(t+\lambda)\rangle-a_k^2=K_k(\lambda)=a_k^2\kappa_k^2K_{0k}(\lambda)$. Найдем среднее значение и корреляционную функцию последовательности (2.1):

$$a_s(t_1,\theta)=\langle s(t,\theta)\rangle=\sum_{k=0}^{N-1}a_kI\left[(t-k\theta)/\tau\right],$$

$$K_s(t_1,t_2,\theta)=$$
$$=\left\langle\left[s(t_1,\theta)-a_s(t_1,\theta)\right]\left[s(t_2,\theta)-a_s(t_2,\theta)\right]\right\rangle=$$
$$=\sum_{k=0}^{N-1}I\left[(t_1-k\theta)/\tau\right]I\left[(t_2-k\theta)/\tau\right]K_k(t_2-t_1).$$

Рассмотрим ситуацию, когда модуляция осуществляется радио ССШПС. Тогда $\xi_k(t)$ имеют следующие свойства: $\langle\xi_k(t)\rangle=0$, $\langle\xi_k(t)\xi_k(t+\lambda)\rangle=K_k(\lambda)$. Среднее значение и корреляционная функция последовательности (2.2) выразится как $a_s(t_1,\theta)\langle s(t,\theta)\rangle=0$ и

$$K_s(t_1,t_2,\theta)=\langle s(t_1,\theta)s(t_2,\theta)\rangle=$$
$$=\sum_{k=0}^{N-1}I\left[(t_1-k\theta)/\tau\right]I\left[(t_2-k\theta)/\tau\right]K_k(t_2-t_1).$$

Существуют более сложные последовательности СШПС с регулярной модулирующей функцией:

$$s(t,\theta,\mathbf{l},\boldsymbol{\lambda})=\sum_{k=0}^{N-1}f(t-k\theta,\mathbf{l})\xi_k(t). \quad (2.3)$$

Здесь θ – период следования случайных импульсов, $f(t-k\theta,\mathbf{l})$ – модулирующая функция, параметры которой определяются как в (1.2).

Пусть в последовательности (2.3) модуляция осуществляется видео ССШПС. Тогда $\xi_k(t)$ имеют свойства такие же, как в последовательности (2.2) при модуляции видеоимпульсами, а среднее значение и корреляционная функция последовательности (2.3) определится как

$$a_s(t_1,\theta,\mathbf{l},\boldsymbol{\lambda})=\langle s(t,\theta,\mathbf{l},\boldsymbol{\lambda})\rangle=\sum_{k=0}^{N-1}a_kf(t-k\theta,\mathbf{l}),$$

$$K_s(t_1,t_2,\theta,\mathbf{l},\boldsymbol{\lambda})=\left\langle\left[s(t_1,\theta,\mathbf{l},\boldsymbol{\lambda})-a_s(t_1,\theta,\mathbf{l},\boldsymbol{\lambda})\right]\left[s(t_2,\theta,\mathbf{l},\boldsymbol{\lambda})-a_s(t_2,\theta,\mathbf{l},\boldsymbol{\lambda})\right]\right\rangle=$$
$$=\sum_{k=0}^{N-1}f(t_1-k\theta,\mathbf{l})f(t_2-k\theta,\mathbf{l})K_k(t_2-t_1).$$

В случае, когда модуляция осуществляется радио ССШПС, $\xi_k(t)$ имеют свойства такие же, как в последовательности (2.2) при модуляции радиоимпульсами. Среднее значение и корреля-

ционная функция последовательности (2.3) запишется как

$$a_s\left(t_1,\theta,\mathbf{l},\boldsymbol{\lambda}\right)=0\,,$$

$$K_s\left(t_1,t_2,\theta,\mathbf{l},\boldsymbol{\lambda}\right)=\left\langle s\left(t_1,\theta,\mathbf{l},\boldsymbol{\lambda}\right)s\left(t_2,\theta,\mathbf{l},\boldsymbol{\lambda},\right)\right\rangle=$$

$$=\sum_{k=0}^{N-1}f\left(t_1-k\theta,\mathbf{l}\right)f\left(t_2-k\theta,\mathbf{l}\right)K_k\left(t_2-t_1\right).$$

Корреляционная функция $K_k\left(t_2-t_1\right)$ также может содержать один или несколько неизвестных параметров.

Таким образом, впервые предложена классификация ССШПС, включающая в себя СШП видеосигналы и СШП квазирадиосигналы. Рассмотрены сверхширокополосные гауссовские импульсы, которые могут быть как видеосигналами, так и квазирадиосигналами. Аналитическое описание ССШПС может выполняться с помощью функций, описывающих форму спектральной плотности, величину спектральной плотности, а также параметров, определяющих ширину спектральной плотности, математическое ожидание стохастического сигнала, а для радиосигнала – центральную частоту Ω_ξ, определяющую положение спектральной плотности на оси частот.

Рассмотрены некоторые классы последовательностей ССШПС. Показано, что излучаемые последовательности модулируются радио ССШПС, видео-последовательности – видео ССШПС.

Литература

1. *Радзиевский В.Г.* Модели сверхширокополосных сигналов / В.Г. Радзиевский, П.А. Трифонов // Радиотехника. – 2006. – № 6.

2. *Трифонов А.П.* Обнаружение стохастических сигналов с неизвестными параметрами / А.П. Трифонов, Е.П. Нечаев, В.И. Парфенов. – Воронеж : Изд-во ВГУ, 1991.

3. *Тихонов В.И.* Статистическая радиотехника / В.И. Тихонов. – М. : Сов. радио, 1966.

4. *Астанин Л.Ю.* Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений / Л.Ю. Астанин, А.А. Костылев. – М. : Радио и связь, 1989.

5. *Иммореев И.Я.* Сверхширокополосная локация: основные особенности и отличия от традиционной радиолокации / И.Я. Иммореев // Электромагнитные волны и электронные системы. – 1997. – Т. 2, № 1.

6. *Радзиевский В.Г.* Обработка сверхширокополосных сигналов и помех / В.Г. Радзиевский, П.А. Трифонов. – М. : Радиотехника, 2009.

Статья поступила в редакцию 23 июня 2010г.

УДК 621.391

АВТОКОРРЕЛЯЦИОННАЯ ФУНКЦИЯ И СПЕКТР МОДИФИЦИРОВАННОГО ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА

Г.С. Нахмансон, в.н.с., Воен. авиац. инж. ун-т (г. Воронеж), тел.: (4732) 26-44-83
И.Н. Маснев, инж.-констр., ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: Ivashka_m@mail.ru

Рассматриваются функция корреляции и спектр фазоманипулированного сигнала (ФМС) с модуляцией фазы по коду Баркера с базой семь при плавном изменении фазы на 180° на конечном временном интервале. Показано, что плавное изменение фазы практически не влияет на поведение автокорреляционной функции ФМС и приводит к перераспределению уровней боковых лепестков спектральной плотности.

Ключевые слова: *фазоманипулированный сигнал, автокорреляционная функция, спектральная плотность, боковой лепесток.*

THE AUTOCORRELATION FUNCTION AND SPECTRUM MODIFIED PHASE MANIPULATED SIGNAL

G.S. Nakhmanson, leading research engineer, Voronezh Military Aviation Engineering University, tel.: (4732) 26-44-83
I.N. Masnev, design engineer, JSC «Sozvezdie «Concern», e-mail: Ivashka_m@mail.ru

The correlation function and spectrum phase manipulated (PM) signal with a phase modulated Barker code with a base of seven with a smooth change in phase by 180° on an eventual temporal interval are considered. It is shown that the smooth change of phase practically does not influence the conduct of autocorrelation function (ACF) of PM and leads to a redistribution of the levels of sidelobes of the spectral density.

Key words: *phase-shift keyed signal, autocorrelation function (ACF), spectral density, sidelobe.*

В современных системах радиосвязи широко применяются широкополосные сигналы (ШПС) с различными видами модуляции. В системах с прямым расширением спектров наиболее широко используется двоичная фазовая манипуляция [1,3] и др. В этом случае выражение для сигнала можно записать в виде

$$s(t)=\sum_{k=1}^{7} p_k \mathit{rect}\left[t-(k-1)\tau_u\right]\cos(\omega_0 t). \qquad (1)$$

Здесь $\mathrm{rect}\left[t-(k-1)\tau_u\right]=\begin{cases}1, & (k-1)\tau_u \le t \le k\tau_u,\\ 0, & t<(k-1)\tau_u, t>k\tau_u\end{cases}$ – прямоугольная огибающая элементарного импульса с длительностью τ_u; $\{p_k\}$ – кодовая последовательность, элементы которой принимают значения $\{\pm 1\}$.

Для реализации преимуществ ФМ ШПС необходимо, чтобы при изменении фазы на 180° сигнал не содержал разрывы. На практике эти условия не выполняются. Появляющаяся паразитная амплитудная модуляция огибающей сигнала при приеме приводит к провалам его огибающей до нуля при прохождении ФМ сигнала через узкополосный фильтр. Такие явления нежелательны, так как приводят к увеличению энергии боковых полос и помех в канале связи.

Одним из методов устранения провалов огибающей сигнала при его приеме является использование плавного изменения фазы на 180° на конечном временном интервале за счет изменения частоты. Рассмотрение будем проводить на примере ФМС с модуляцией фазы по коду Баркера с базой 7, т.е. $\{p_k\}=\{1,\ 1,\ 1,-1,-1,\ 1,-1\}$.

Выражение для описания k-го элементарного импульса при изменении фазы на границе между k-м и $(k+1)$-м импульсами ФМ сигнала можно записать в виде

$$s(t)=\begin{cases} p_k\cos(\omega_0 t), & (k-1)\tau_u \le t \le k\tau_u, \ \text{изменения фазы нет}\\ p_k\cos(\omega_0 t), & (k-1)\tau_u \le t \le (k-\xi)\tau_u,\\ p_k\cos\left[(\omega_0+\Omega)t-\Omega(k-\xi)\tau_u\right], & (k-\xi)\tau_u \le t \le (k+\xi)\tau_u,\\ p_{k+1}\cos\omega_0 t, & (k+\xi)\tau_u \le \mathrm{t}, \end{cases} \begin{matrix}\\ \\ \text{изменение фазы между}\\ k\text{-м и } (k+1)\text{-м импульсами,}\end{matrix} \qquad (2)$$

где $2\xi\tau_u$ – временной интервал, на котором приращение фазы сигнала плавно меняется на 180° за счет изменения частоты на $\Omega = \pi/2\xi\tau_u$.

Описание (2) справедливо в нашем случае для 3, 5 и 6 импульсов.

Рассмотрим, как влияет плавное приращение фазы между элементарными импульсами на автокорреляционную функцию (АКФ) сигнала. Как известно, функция автокорреляции определяется как

$$\psi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s(t-\tau)dt. \qquad (3)$$

На основании (1)–(3) нетрудно получить выражение для АКФ нашего сигнала. При этом, учитывая симметричное поведение функции автокорреляции, ее поведение будем рассматривать для $\tau > 0$:

$$\hat{\psi}(\tau) = \frac{\psi(\tau)}{(\tau_u/2)} =$$

$$= \begin{cases} 3(2\xi - z)\cos\left[(\omega_0 + \Omega)\tau_u z\right] + (7 - 6\xi - 4z)\cos(\omega_0\tau_u z), & 0 \le z \le 2\xi, \\ (7 - 7z)\cos(\omega_0\tau_u z), & 2\xi < z \le 1 - 2\xi, \\ 2(3 + \xi - 3z)\cos(\omega_0\tau_u z) - (2\xi - 1 + z)\cos\left[(\omega_0 + \Omega)\tau_u z - \Omega\tau_u\right], & 1 - 2\xi < z \le 1 - \xi, \\ (5 + 3\xi - 5z)\cos(\omega_0\tau_u z) - \dfrac{\sin(\omega_0\tau_u z)}{\Omega\tau_u} + \left[\dfrac{1}{\Omega\tau_u} - (2\xi - 1 + z)\right]\cos\left[(\omega_0 + \Omega)\tau_u z - \Omega\tau_u\right], & 1 - \xi < z \le 1, \\ 3(1 + \xi - z)\cos(\omega_0\tau_u z) - \dfrac{\sin(\omega_0\tau_u z)}{\Omega\tau_u} + \left[\dfrac{1}{\Omega\tau_u} - (2\xi + 1 - z)\right]\cos\left[(\omega_0 + \Omega)\tau_u z - \Omega\tau_u\right], & 1 < z \le 1 + \xi, \\ 2(1 + \xi - z)\cos(\omega_0\tau_u z) - \dfrac{2\sin(\omega_0\tau_u z)}{\Omega\tau_u} - (2\xi + 1 - z)\cos\left[(\omega_0 + \Omega)\tau_u z - \Omega\tau_u\right], & 1 + \xi < z \le 1 + 2\xi, \\ (1 - z)\cos(\omega_0\tau_u z) - \dfrac{2\sin(\omega_0\tau_u z)}{\Omega\tau_u}, & 1 + 2\xi < z \le 2 - 2\xi, \\ (2\xi - 1)\cos(\omega_0\tau_u z) - \dfrac{2\sin(\omega_0\tau_u z)}{\Omega\tau_u} - (2\xi - 2 + z)\cos\left[(\omega_0 + \Omega)\tau_u z - 2\Omega\tau_u\right], & 2 - 2\xi < z \le 2 - \xi, \\ (1 + \xi - z)\cos(\omega_0\tau_u z) - \dfrac{\sin(\omega_0\tau_u z)}{\Omega\tau_u} - \left[\dfrac{1}{\Omega\tau_u} + (2\xi - 2 + z)\right]\cos\left[(\omega_0 + \Omega)\tau_u z - 2\Omega\tau_u\right], & 2 - \xi < z \le 2, \\ (\xi - 3 + z)\cos(\omega_0\tau_u z) - \dfrac{\sin(\omega_0\tau_u z)}{\Omega\tau_u} - \left[\dfrac{1}{\Omega\tau_u} + (2\xi + 2 - z)\right]\cos\left[(\omega_0 + \Omega)\tau_u z - 2\Omega\tau_u\right], & 2 < z \le 2 + \xi, \\ (2\xi - 1)\cos(\omega_0\tau_u z) - (2\xi + 2 - z)\cos\left[(\omega_0 + \Omega)\tau_u z - 2\Omega\tau_u\right], & 2 + \xi < z \le 2 + 2\xi, \\ (z - 3)\cos(\omega_0\tau_u z), & 2 + 2\xi < z \le 3 - 2\xi, \\ (2\xi - 3 + z)\cos\left[(\omega_0 + \Omega)\tau_u z - 3\Omega\tau_u\right] - 2\xi\cos((\omega_0\tau_u z), & 3 - 2\xi < z \le 3 - \xi, \\ (z - 3 - \xi)\cos(\omega_0\tau_u z) + \dfrac{\sin(\omega_0\tau_u z)}{\Omega\tau_u} - \left[\dfrac{1}{\Omega\tau_u} - (2\xi - 3 + z)\right]\cos\left[(\omega_0 + \Omega)\tau_u z - 3\Omega\tau_u\right], & 3 - \xi < z \le 3, \\ (3 - \xi - z)\cos(\omega_0\tau_u z) + \dfrac{\sin(\omega_0\tau_u z)}{\Omega\tau_u} - \left[\dfrac{1}{\Omega\tau_u} - (2\xi + 3 - z)\right]\cos\left[(\omega_0 + \Omega)\tau_u z - 3\Omega\tau_u\right], & 3 < z \le 3 + \xi, \\ -2\xi\cos(\omega_0\tau_u z) + \dfrac{2\sin(\omega_0\tau_u z)}{\Omega\tau_u} + (2\xi + 3 - z)\cos\left[(\omega_0 + \Omega)\tau_u z - 3\Omega\tau_u\right], & 3 + \xi < z \le 3 + 2\xi, \end{cases} \qquad (4)$$

$$\begin{cases}
(3-z)\cos(\omega_0\tau_u z)+\dfrac{2\sin(\omega_0\tau_u z)}{\Omega\tau_u}, & 3+2\xi < z \le 4-\xi,\\
(\xi-1)\cos(\omega_0\tau_u z)+\dfrac{\sin(\omega_0\tau_u z)}{\Omega\tau_u}+\dfrac{\cos\left[(\omega_0+\Omega)\tau_u z-4\Omega\tau_u\right]}{\Omega\tau_u}, & 4-\xi < z \le 4+\xi,\\
(z-5)\cos(\omega_0\tau_u z), & 4+\xi < z \le 5-\xi,\\
-\xi\cos(\omega_0\tau_u z)-\dfrac{\sin(\omega_0\tau_u z)}{\Omega\tau_u}+\dfrac{\cos\left[(\omega_0+\Omega)\tau_u z-5\Omega\tau_u\right]}{\Omega\tau_u}, & 5-\xi < z \le 5+\xi,\\
(5-z)\cos(\omega_0\tau_u z)-\dfrac{2\sin(\omega_0\tau_u z)}{\Omega\tau_u}, & 5+\xi < z \le 6-\xi,\\
(\xi-1)\cos(\omega_0\tau_u z)-\dfrac{\sin(\omega_0\tau_u z)}{\Omega\tau_u}-\dfrac{\cos\left[(\omega_0+\Omega)\tau_u z-6\Omega\tau_u\right]}{\Omega\tau_u}, & 6-\xi < z \le 6+\xi,\\
(z-7)\cos(\omega_0\tau_u z), & 6+\xi < z \le 7,
\end{cases}$$

где $z=\tau/\tau_u$ – величина времени задержки, нормированная на длительность элементарного импульса.

На рис. 1 показано поведение АКФ $\hat{\psi}(\tau)=\psi(\tau)/(\tau_u/2)$, нормированных на $\tau_u/2$, для ФМ сигнала с модуляцией фазы по коду Баркера с базой 7 со скачкообразным изменением фазы, определяемым соотношением (1) (рис. 1а), и для модифицированного ФМ сигнала (рис. 1б).

Из поведения АКФ на рис. 1 видно, что они практически не отличаются.

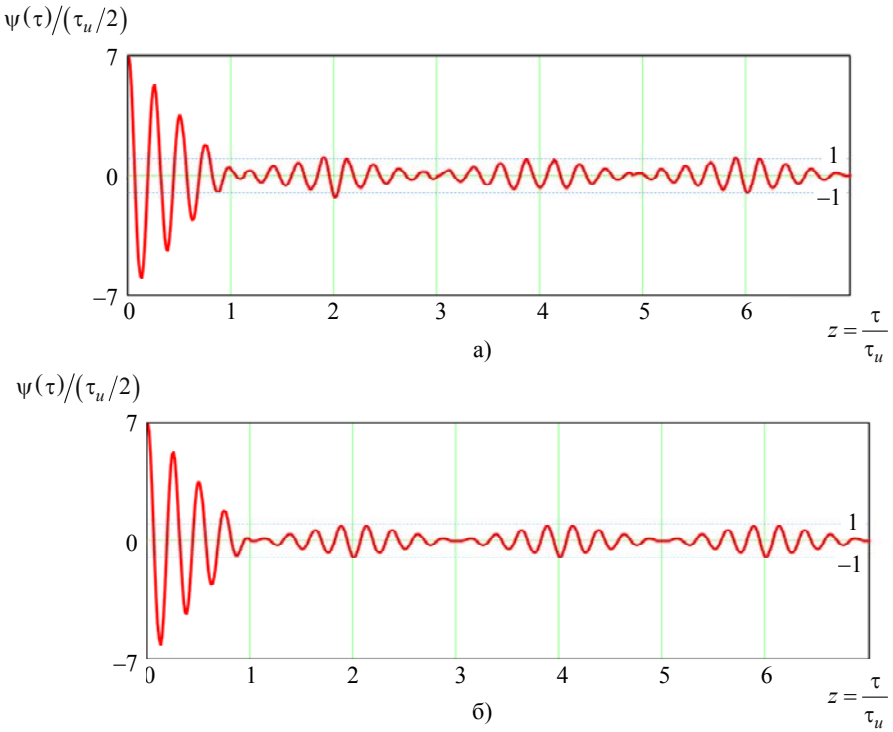


Рис. 1. Нормированная автокорреляционная функция ФМ сигнала с модуляцией фазы по коду Баркера с базой 7 со скачкообразным (а) и плавным (б) изменением фазы

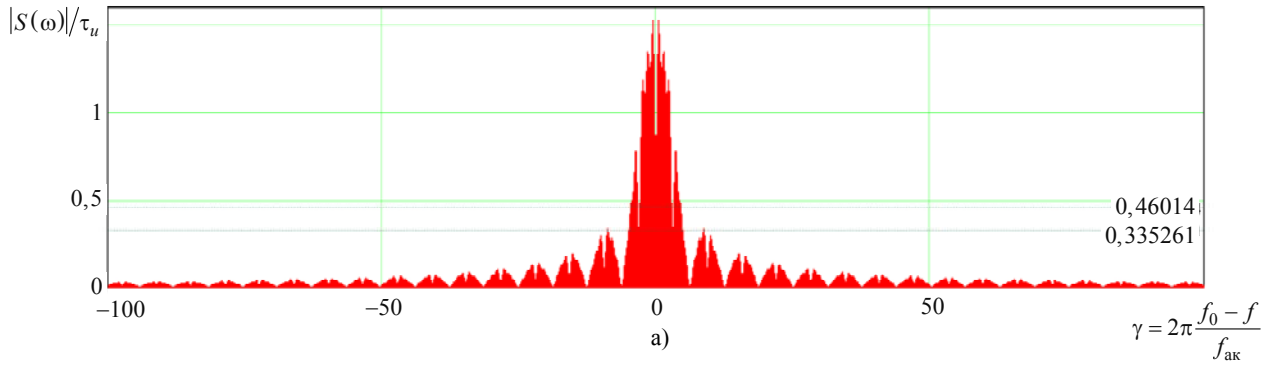
Наряду с функцией автокорреляции, важной характеристикой сигналов является их спектральная плотность. Выражение для модуля спектральной плотности модифицированного ФМ сигнала в области положительных частот можно представить в виде

$$|S(\omega)|=\left|\int_{-\infty}^{\infty}s(t)e^{-j\omega t}dt\right|=\tau_u\left\{\frac{(3-\xi)^2}{4}b_1^2+\xi^2b_2^2\left[3+2\left[\cos(3\gamma)-\cos(2\gamma)-\cos(\gamma)\right]\right]+\frac{(1-\xi)^2}{4}b_3^2+\right.$$
$$+\left(\frac{1}{2}-\xi\right)^2b_4^2+(1-\xi)^2b_5^2+\xi(3-\xi)b_1b_2\left[\sin\left(\frac{7+\xi}{2}\gamma\right)-\sin\left(\frac{9+\xi}{2}\gamma\right)-\sin\left(\frac{3+\xi}{2}\gamma\right)\right]-$$
$$-\frac{(3-\xi)(1-\xi)}{2}b_1b_3\cos\left((5+\xi)\gamma\right)+(3-\xi)\left(\frac{1}{2}-\xi\right)b_1b_4\cos\left(\frac{8+\xi}{2}\gamma\right)-$$
$$-(3-\xi)(1-\xi)b_1b_5\cos\left(\frac{5+\xi}{2}\gamma\right)+\xi(1-\xi)b_2b_3\left[\sin\left(\frac{1+\xi}{2}\gamma\right)+\sin\left(\frac{3+\xi}{2}\gamma\right)-\sin\left(\frac{7+\xi}{2}\gamma\right)\right]+$$
$$+2\xi\left(\frac{1}{2}-\xi\right)b_2b_4\left[\sin\left(\frac{5}{2}\gamma\right)-2\sin\left(\frac{1}{2}\gamma\right)\right]+2\xi(1-\xi)b_2b_5\left[\sin(2\gamma)-2\sin(\gamma)\right]-$$
$$\left.-\left(\frac{1}{2}-\xi\right)(1-\xi)b_3b_4\cos\left(\frac{2+\xi}{2}\gamma\right)+(1-\xi)^2b_3b_5\cos\left(\frac{5+\xi}{2}\gamma\right)-(1-\xi)(1-2\xi)b_4b_5\cos\left(\frac{3\gamma}{2}\right)\right\}^{\frac{1}{2}},\quad(5)$$

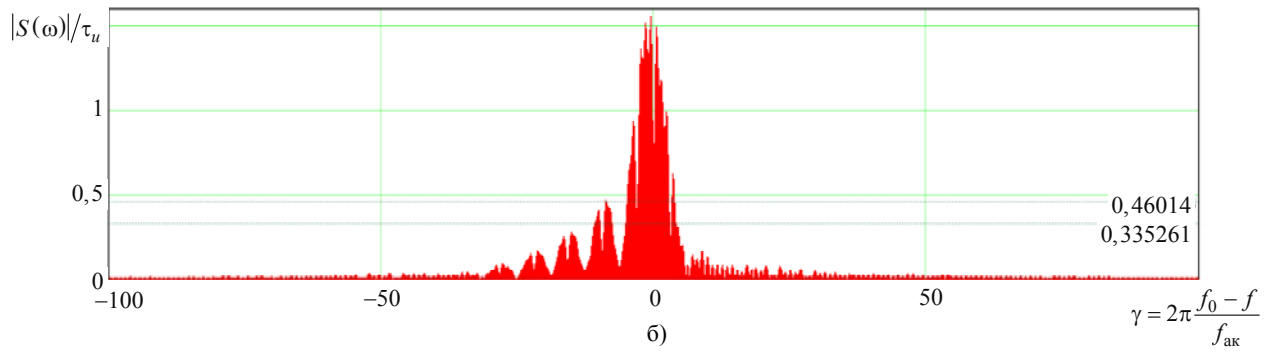
где $b_1=\operatorname{sinc}\frac{3-\xi}{2}\gamma$, $b_2=\operatorname{sinc}\left(\xi\gamma+\frac{\pi}{2}\right)$, $b_3=\operatorname{sinc}\frac{1-\xi}{2}\gamma$, $b_4=\operatorname{sinc}\frac{1-2\xi}{2}\gamma$, $b_5=\operatorname{sinc}(1-\xi)\gamma$.

В выражении (5) $\gamma=2\pi\frac{f_0-f}{f_{\text{ак}}}$ – расстройка частоты относительно несущей частоты сигнала, нормированная на активную ширину спектра элементарного импульса $f_{\text{ак}}=1/\tau_u$. В области отрицательных частот выражение для $|S(\omega)|$ имеет аналогичный вид, если $\gamma=2\pi\frac{f_0+f}{f_{\text{ак}}}$.

На рис. 2 представлены результаты расчетов нормированных амплитудных спектров $\hat{S}(\omega)=|S(\omega)|/\tau_u$ сигнала (1) (рис. 2а) и модифицированного ФМ сигнала (рис. 3б–в) как функции от γ.



а)



б)

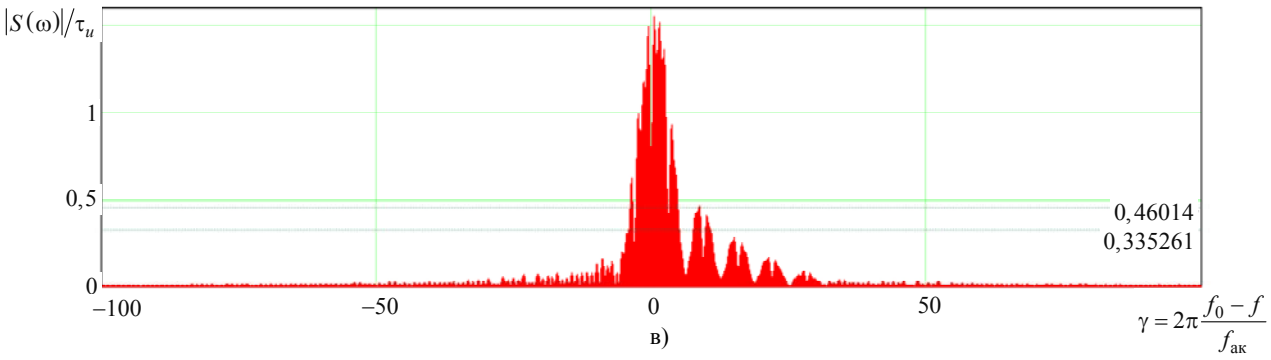


Рис. 2. Амплитудные спектры ФМ сигнала с модуляцией фазы по коду Баркера с базой 7 при скачкообразном изменении фазы (а) и плавном изменении фазы за счет увеличения (б) и уменьшения (в) частоты

Из сравнения рис. 2а и рис. 2б следует, что плавное изменение фазы между элементарными импульсами приводит к резкому снижению уровня боковых лепестков спектральной плотности при $\omega < \omega_0$ и к его увеличению в области $\omega > \omega_0$, как и в [4]. При этом уровень первых трех боковых лепестков при $\omega < \omega_0$ уменьшается практически в два раза, а при $\omega > \omega_0$ возрастает в ~1,3 раза; уровень всех остальных стремится к нулю. Главный лепесток практически не изменяется. При использовании уменьшения частоты для плавного изменения фазы (рис. 2в) наблюдается эффект, противоположный предыдущему, т.е. резко снижаются уровни боковых лепестков спектральной плотности при $\omega > \omega_0$ и увеличиваются в области $\omega < \omega_0$.

Заключение

Проведенный анализ характеристик ФМ сигнала с плавным изменением фазы между элементарными импульсами показывает, что:

– АКФ рассматриваемого ФМ сигнала практически не отличается от АКФ аналогичного сигнала со скачкообразным изменением фазы;

– спектр ФМ сигнала с плавным изменением фазы за счет увеличения частоты, в сравнении со спектром ФМ сигнала с классическим изменением фазы, имеет похожий главный лепесток, низкий уровень боковых лепестков в области частот, лежащих ниже несущей частоты, и незначительно увеличенный уровень первых трех боковых лепестков в области частот, лежащих выше несущей частоты. При использовании частоты более низкой, чем несущая, в области плавного изменения фазы наблюдается обратный эффект – низкий уровень боковых лепестков в области частот, лежащих выше несущей частоты, и незначительно увеличенный уровень первых трех боковых лепестков в области частот, лежащих ниже несущей частоты.

Литература

1. *Варакин Л.Е.* Теория систем сигналов / Л.Е. Варакин. – М. : Сов. радио, 1978. – 303 с.

2. *Варакин Л.Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами / Л.Е. Варакин. – М. : Радио и связь, 1985. – 384 с.

3. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / под ред. В.И. Борисова. – М. : Радио и связь, 2003. – 640 с.

4. *Егоров Г.К.* Способ формирования сигнала фазовой телеграфии с подавлением низкочастотных составляющих спектра / Г.К. Егоров, В.Н. Николаенко // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие» – Воронеж, 2005. – Вып. 1. – С. 69–73.

Статья поступила в редакцию 9 марта 2010 г.

УДК 681.3

КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЗОНЫ ВЛИЯНИЯ ГРУППИРОВКИ РЭС

А.Д. Коробова, доцент, Воронеж. гос. ун-т, тел.: (4732) 52-79-25
Е.А. Хромых, в.н.с., ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (4732) 52-08-33

Предложены новые способы анализа зон влияния в группировках РЭС и рассмотрена методика, позволяющая учитывать их совместное действие на приёмник, проводить оценку параметров ЭМО для пересекающихся ТЭМСов и модифицированных ТРАПов. Приведены примеры применения методики, в частности приведён расчёт экологической зоны для двух РЭС с круговыми и некруговыми ДН антенн.

Ключевые слова: *моделирование ЭМО, группировка РЭС, зоны влияния, экология, MathCAD.*

COMPUTER MODELLING OF A ZONE OF INFLUENCE OF A GROUPING OF RADIO-ELECTRONIC MEANS

A.D. Korobova, associate professor, Voronezh State University, tel.: (4732) 52-79-25
E.A. Khromykh, leading research engineer, JSC «Sozvezdie» Concern», tel.: (4732) 52-08-33

New ways of the zone influence analysis in groupings of the radio-electronic means are offered and the technique, that allows taking into account their joint action on the receiver, carrying out an estimation of electromagnetic conditions parameters for crossed TEMS and the modified TRAP is considered. Examples of application of a technique are given, calculation of an ecological zone for two radio-electronic means with circular and non-circular diagrams of orientations of aerials in particular are given.

Key words: *modelling of electromagnetic conditions, a grouping of radio-electronic means, zones of influence, ecology, MathCAD.*

Для анализа зон влияния в группировках радиоэлектронных средств (РЭС) требуется решить ряд сложных электродинамических задач с применением аналитических методов оценки параметров электромагнитного поля с учётом характеристик РЭС и особенностей распространения сигналов на радиотрассе [1]. Эти методы требуют значительных вычислительных затрат и неприменимы для решения реальных задач. Для упрощения и обеспечения наглядности целесообразно применять инженерные методы анализа и оценки ЭМО. Методика проведения таких оценок предложена в [2, 3]. В ней для повышения наглядности и оперативности решения задач ЭМС и радиоподавления в группировках подвижных РЭС на плоскости разработаны виртуальные трёхмерные структуры – ТРАПы и ТЭМСы, реализованные на основе пакета компьютерной математики MathCAD и средств пакетов электродинамического моделирования.

Визуализация и оперативная оценка ЭМО в наземной группировке с помощью ТЭМСов приёмного РЭС и передающих РЭС ($ЭМО_{ТЭ}$) осуществляется в заданном частотно-территориальном пространстве (с координатами x, y, f).

Визуализация и оперативная оценка ЭМО с помощью ТРАПов приёмного РЭС и передающих РЭС ($ЭМО_{ТР}$) осуществляется в заданном энергетически-территориальном пространстве (с координатами x, y, P). Моделирование $ЭМО_{ТР}$ происходит по разработанной программе после задания координат РЭС, их базовых функций и параметров (мощности передатчиков, чувствительности приёмника, форм ДН используемых антенн, закона затухания сигнала на радиотрассе). Задавая пороговый уровень мощности, можно оперативно оценить границы энергопотенциальных областей для всех РЭС в группировке, что является ключевым моментом при анализе зон влияния группировки РЭС.

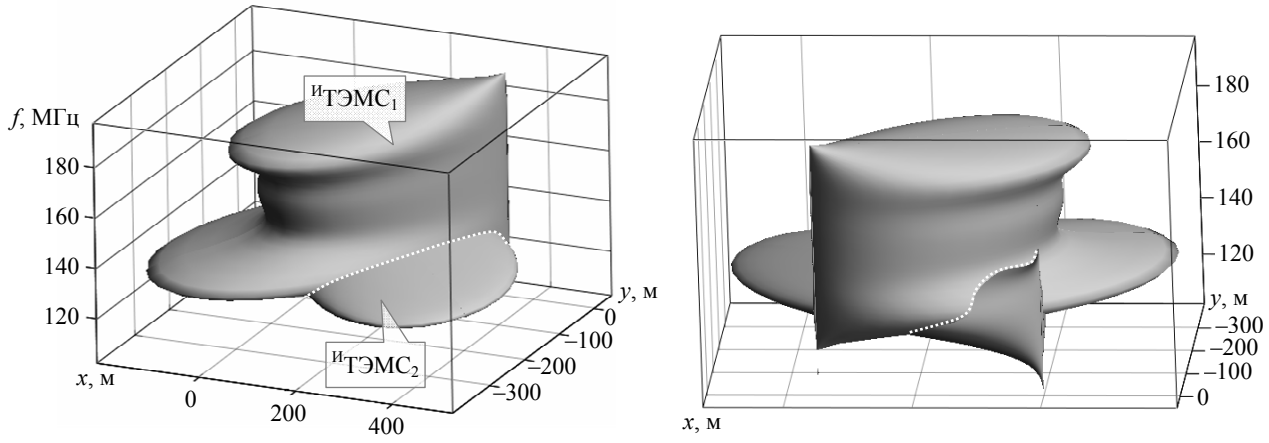
Считается, что если при заданных параметрах излучающих РЭС и выбранном пороговом уровне мощности их ТРАПы или ТЭМСы не пересекаются в области расположения приёмного РЭС, то отсутствует влияние РЭС друг на друга и обеспечивается их ЭМС на выбранной частоте (для ТРАПов) или в диапазоне частот (для ТЭМСов).

Очевидно, что при заданных параметрах излучающих РЭС можно выбрать такой пороговый уровень, что их ТРАПы или ТЭМСы начнут пересекаться в области расположения приёмного РЭС, и это будет свидетельствовать о том, что РЭС влияют друг на друга. Таким образом, изменяя параметры РЭС и выбранный пороговый

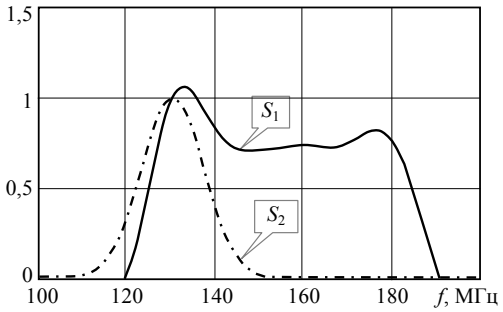
уровень мощности на модели ЭМО, можно оперативно решать как задачи ЭМС этих РЭС, так и радиоподавления одной РЭС другой.

Ранее отмечалось [4], что линия пересечения ТЭМСов и ТРАПов в общем случае является сложной пространственной кривой, несущей ценную информацию. Аналитическое исследование этой кривой достаточно сложное, поэтому целью настоящей статьи является разработка относительно простых (графических) методов извлечения информации, заложенной в этой кривой, и расширение функциональных возможностей предлагаемых методик.

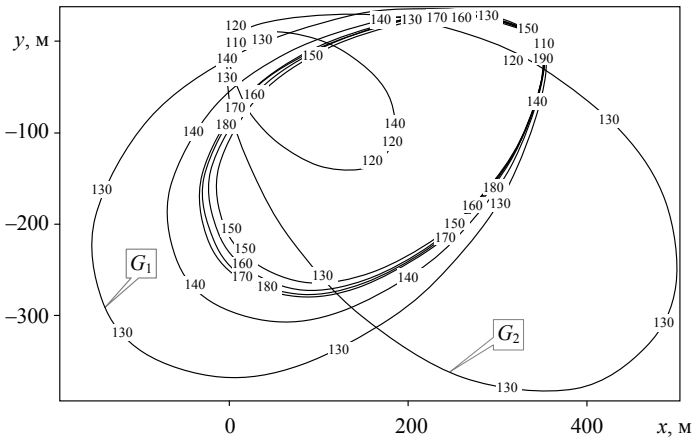
Пример пересекающихся ТЭМСов двух излучающих РЭС в трёхмерном виде приведён на рис. 1а [5]. Базовые функции ТЭМСов (S_i) приведены на рис.1б, а базовые функции (G_i), одинаковые для обоих РЭС и совпадающие по форме с контурными графиками ТЭМСов, – на рис. 1в.



а)



б)



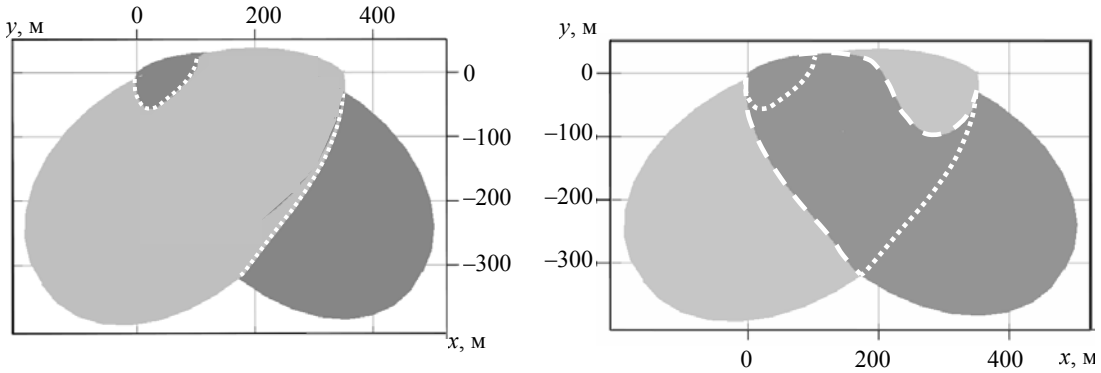
в)

Рис. 1. ТЭМСы двух РЭС: а – трёхмерный вид спереди и сзади; б – базовые функции S; в – контурный вид

Как видно из рисунков, при пороговой мощности $P_{\text{п}}$, выбранной при формировании ТЭМСов, происходит их пересечение в пространстве *xyf*. При контурном представлении этой пороговой мощности для разных частот соответствуют изолинии (рис. 1в) на плоскости *xy*.

Пунктирная линия на рис. 1а – линия пересечения ТЭМСов, и на контурных графиках ТЭМСов она не отображается. Проекция этой линии на плоскость *xy* определяет координаты точек на полигоне, где мощности РЭС равны для данной частоты. Определить эти координаты аналитическими методами достаточно трудно. Однако путём специального форматирования трёхмерных графиков с ТЭМСами легко получить проекцию линии их пересечения на плоскость *xy* и другие плоскости. Пример такого форматирования (для случая, когда вся линия пересечения ТЭМСов проецируется на плоскость *xy*) приведён на рис. 2.

Процедура форматирования включает функциональную окраску ТЭМСов (ТЭМС1 более светлый, чем ТЭМС2), выделение диапазона частот области пересечения ТЭМСов (в случае затенений – её разбиение на подобласти) и формирование проекций ТЭМСов на плоскость *xy*. На рис. 2 из всей области пересечения ТЭМСов (110–150 МГц) выделены две подобласти: 130–150 МГц (вид сверху) и 110–130 МГц (вид снизу).



а) б)

Рис. 2. Форматирование пересекающихся ТЭМСов: а – вид сверху; б – вид снизу

На рис. 2 приведена проекция трёхмерных пересекающихся ТЭМСов на плоскость *xy*. Линия пересечения на рис. 2а (белый пунктир) обозначает равносигнальную границу в диапазоне частот 130–150 МГц. Линия пересечения на рис. 2б (белый штрих) обозначает равносигнальную границу в диапазоне частот 110–130 МГц. Объединение линий пересечения даёт на плоскости *xy* границы равносигнальных уровней для разных частот, лежащих в диапазоне 110–150 МГц.

Современные средства MathCAD (включая 14-ю версию) не позволяют на одном графике строить одновременно ТЭМСы в контурном (с нумерацией контуров) и трёхмерном виде, поэтому зоны влияния РЭС, приведённые на рис. 2, недостаточно информативны. Для преодоления этого недостатка можно использовать средства графического редактора Photoshop [6].

Для наложения частотной сетки на проекции пересекающихся ТЭМСов их изображения в трёхмерном и контурном виде через буфер обмена вводятся в отдельные слои графического редактора и после обработки накладываются друг на друга так, чтобы были видны все необходимые детали, включая карту местности, которая будет являться фоновым слоем (см. рис. 3). Для подробного исследования в рабочем окне MathCAD выделяется нужный фрагмент и по приведённой выше процедуре вводится в графический редактор, где осуществляется наложение двух изображений (рис. 4). Используя контурные графики ТЭМСов как сетку, легко получить маркерные точки (для частот) как на всей линии пересечения, так и на любом её фрагменте (рис. 3–4). Например, в точках 1, 2, 3, 4, лежащих на линии пересечения фрагмента ТЭМСа (рис. 4), значения частот соответственно равны 144, 143, 142, 141 МГц.

На рис. 3 для формирования частотной сетки выбран контурный график ТЭМС1, у которого из-за симметричной огибающей (*S*1 – колокольная кривая с центральной частотой 130 МГц) одной контурной линии соответствуют две частоты. На рис. 4 для формирования частотной сетки выбраны контурные графики ТЭМС1 и ТЭМС2,

ограниченных частотным диапазоном 130–150 МГц, поэтому пересечения изолиний с одинаковыми значениями расположены на линии пересечения ТЭМСов (это хорошо видно по точке 5 на рис. 4). Для частотной идентификации достаточно одной сетки, однако при двух сетках точность частотной идентификации возрастает. Это видно на рис. 4. На участке между 5-й и 4-й точками удобно использовать частотную сетку ТЭМС1, а между 5-й и 6-й – ТЭМС2 (точке 6 соответствует частота 134 МГц).

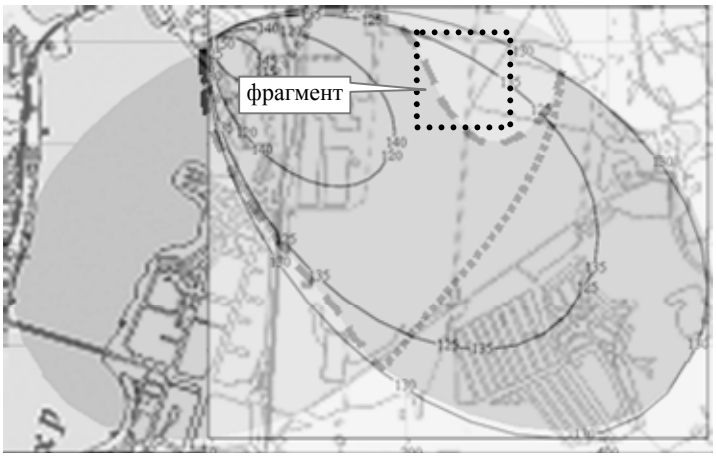


Рис. 3. Наложение зон влияния РЭС на разных частотах на электронную карту местности

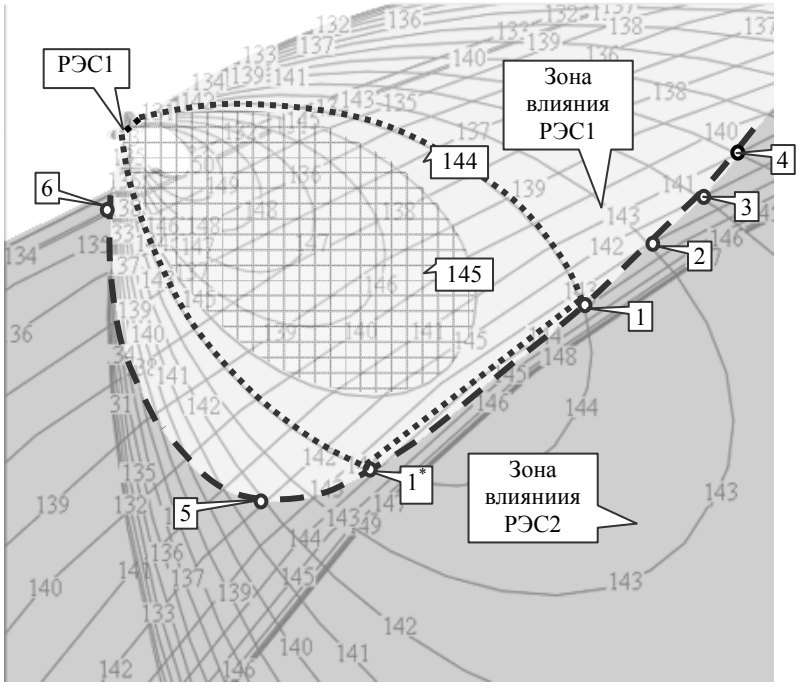


Рис. 4. Фрагмент зон влияния РЭС в диапазоне 130–150 МГц

Сформированная на плоскости *xy* линия пересечения ТЭМСов разделяет на полигоне зоны влияния обоих РЭС по координатам и по частоте. Так как при построении ТЭМСов учитываются мощность излучателя (чувствительность приёмника) и затухание на радиотрассе, то это позволяет эффективно решать на модели разные задачи. В качестве примера оценим границы зоны влияния для одной РЭС при работе второй такой же РЭС (типовая ситуация для зоновых систем связи).

По контурным графикам ТЭМСов легко определить зону влияния конкретной РЭС для данной частоты. Например, для узкополосного приёмника, настроенного на частоту 145 МГц «своей» РЭС1, зона приёма ограничена контуром с индексом 145 (см. рис. 4). Внутри этой зоны (на

рис. 4 заштрихована квадратами) и на её границе будет обеспечен прием информации с заданным качеством. За пределами этой зоны мощности РЭС1 будет недостаточно для уверенного приёма.

Если этот приёмник перестроится на частоту 144 МГц, то зона приёма будет ограничена контуром с индексом 144. Однако наличие второго излучателя, работающего в том же диапазоне частот (РЭС2), ограничивает зону приёма РЭС1 на частоте 144 МГц пунктирным контуром, который между точками 1–1* совпадает с линией пересечения ТЭМСов (рис. 4). Приёмник, находящийся на этой линии, будет подвержен воздействию помехового сигнала от РЭС2, по мощности отличающегося на K дБ от сигнала РЭС1. Коэффициент K учитывает специфику задачи и может изменяться от 0 до 60 дБ. Он как параметр вводится в программу формирования ТЭМСов. Для рассматриваемого случая $K = 0$ дБ.

Применение рассмотренной методики повышает эффективность использования линии пересечения ТЭМСов передатчиков и позволяет оценить зоны влияния РЭС в широком диапазоне частот при заданном уровне сигнала в точке приёма.

Если уровень сигнала в точке приёма не задан или неизвестен, то более целесообразно анализировать пересечение ТРАПов передающих РЭС для каждой из заданных частот. Такое рассмотрение позволяет, во-первых, провести сравнение уровней сигналов различных передатчиков в точке приёма, во-вторых, оценить результат совместного действия передатчиков. Первая задача рассмотрена авторами в [3], а методика решения второй задачи приведена ниже на примере решения экологической задачи – определение экологических зон при совместном действии двух РЭС.

Предельно допустимые уровни напряженности электромагнитного поля для населения в диапазоне частот 30 кГц–300 ГГц приведены в таблице [7].

Диапазон частот	30–300 кГц	0,3–3 МГц	3–30 МГц	30–300 МГц	0,3–300 ГГц
Предельно допустимые уровни напряженности электрического поля, E (В/м)	25	15	10	3	3

Границы зоны на местности по любому из возможных уровней мощности или напряженности поля, создаваемого РЭС, легко определить с помощью его ТРАПА в контурном виде. Если, например, РЭС работает в диапазоне 30–300 МГц, то в соответствии с данными таблицы предельно допустимым уровнем напряжённости поля будет величина 3 В/м. Если рядом будет работать второе РЭС, то границы энергозоны с уровнем 3 В/м будут определяться не только ТРАПом второго РЭС, но и совместным воздействием двух РЭС на точку приёма.

Учёт совместного воздействия приводит к изменению границ энергозоны, что важно при решении экологических задач как на стадии проектирования жилых застроек и РЭС, так и на стадии эксплуатации РЭС. В этом случае линия на карте, где суммарная мощность (напряжённость) электромагнитного поля от нескольких РЭС будет превышать норму, будет границей неблагоприятной экологической зоны.

В основе предлагаемой методики лежит разработанная авторами оригинальная программа формирования и *модификации* ТРАПов двух РЭС.

Формирование ТРАПа первого РЭС для расчёта экологических зон осуществляется по изложенным ранее методикам [2]. При этом учитываются координаты РЭС1, диаграмма направленности его антенны, закон затухания сигнала на радиотрассе, мощность передатчика. Пример программы формирования ТРАПа в системе MathCAD [8] (Tr1 – для напряженности поля РЭС1) приведён на рис. 5а.

Аналогично формируется и ТРАП для РЭС2 со своими базовыми функциями и параметрами. Пример оценки границ энергопотенциальных зон с помощью ТРАПов для двух РЭС с одинаковыми параметрами (мощность каждого передатчика 1000 Вт) и с координатами x, y соответственно (0,0) и (100, 200) *без учёта* их совместного воздействия приведён на рис. 6. Для свободного пространства энергопотенциальные зоны с напряженностью поля, например, 3 В/м ограничены кругом, радиус которого ~ 57 м. Для эффективного учета совместного воздействия РЭС на границы зоны необходимо провести *модификацию* ТРАПа второго РЭС.

$Ga1(fi) := 1$

P Вт
G разы
r м
E В/м

$$fr(Ga,P,fi,Ec) := \frac{(30P \cdot Ga(fi))^{\frac{1}{2}}}{Ec}$$

$fr1(u,v) := fr(Ga1,P1,1,u)$

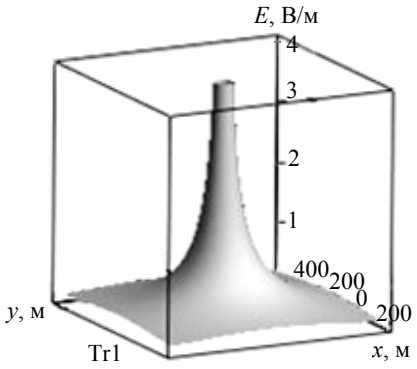
$fr(Ga1,1000,1,3) = 57.735$

$Hr1(u,v) := u \qquad mesh := 200$

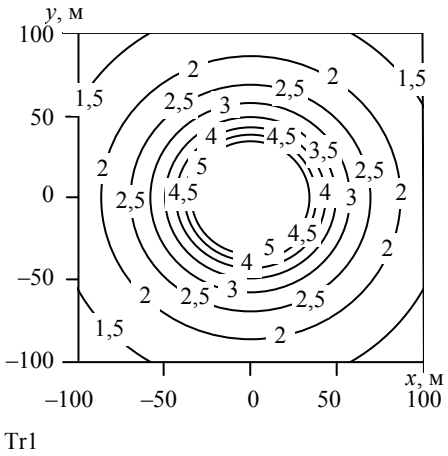
$Fr1(u,v) := fr1(u,v) \cdot \cos(v) + a1 \qquad Gr1(u,v) := fr1(u,v) \cdot \sin(v) + b1$

$Tr1 := CreateMesh(Fr1,Gr1,Hr1,0.001,5,0,2\pi,mesh)$

а)

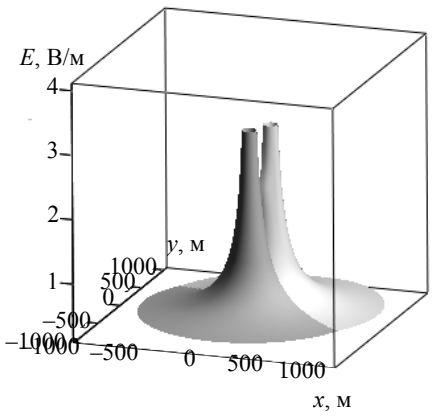


б)

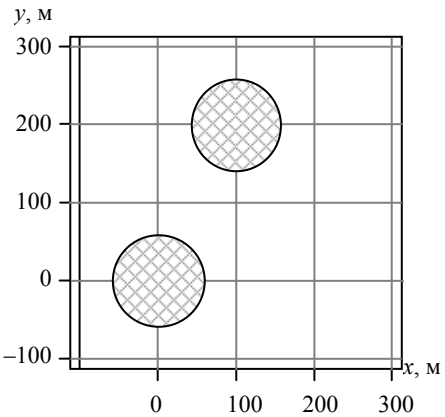


в)

Рис. 5. ТРАП для расчёта экологических зон по напряжённости поля:
а – программа формирования ТРАПа РЭС1 с круговой ДН антенны для свободного пространства;
б – ТРАП в трёхмерном и контурном виде



а)



б)

Рис. 6. Формирование энергозон без учета совместного воздействия РЭС:
а – ТРАПы РЭС1 и РЭС2 в трёхмерном виде, б – сечение ТРАПов по уровню 3 В/м

Модификация ТРАПов предлагается впервые и включает в себя следующие процедуры:

– введение в программу параметра E_p [В/м], обозначающего величину напряженности поля, создаваемую двумя РЭС на границе общей энергозоны;

– формирование перевёрнутого и смещённого на величину E_p по оси z ТРАПа РЭС2 (Tr2s);

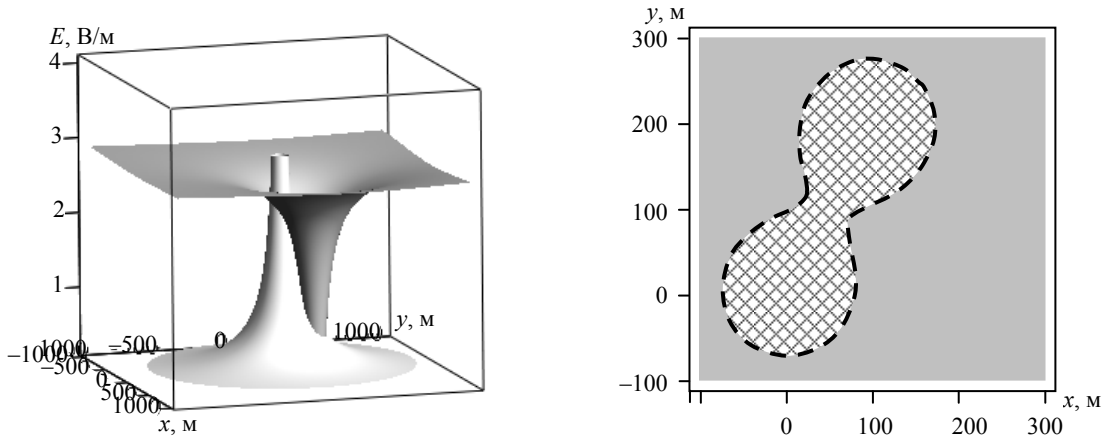
– оценка границы общей энергозоны (границы пересечения обоих ТРАПов).

На рис. 7 представлены описанные процедуры и результат оценки для двух РЭС с круговыми ДН и параметром E_p = 3 В/м для свободного пространства. Сформированные ТРАПы имеют разные оттенки серого, поэтому граница для напряжённости поля 3 В/м хорошо видна на рис. 7б (чёрный штрих). Таким образом и осуществляется оценка границ энергетической (экологической) зоны с учётом совместного воздействия РЭС на границы зоны. Внутри заштрихованной области и на её границе напряженность поля не менее 3 В/м. При сравнении рис. 6 и рис. 7 хорошо видно, что границы зон с одинаковым уровнем напряжённости поля отличаются. Площадь заштрихованной области на рис. 7 существенно больше такой же области на рис. 6 (для данного примера – на 10%).

Hr2s(u,v) :=Ep–u

Tr2s :=CreateMesh (Fr2, Gr2, Hr2s, 0.0001, Ep, 0, 2π, mesh)

а)



б) в)

Рис. 7. Формирование энергозон с учетом совместного воздействия РЭС1 и РЭС2:
а – процедура *модификации* (формирование ТРАПа Tr2s);
б – трёхмерный вид ТРАПов после модификации;
в – вид сверху на энергозону с уровнем напряжённости поля на границе 3 В/м

Пример оценки границ экологических зон для РЭС с другими базовыми функциями и параметрами приведён на рис. 8. РЭС1 имеет секторную ДН антенны, а ДН антенны РЭС2 имеет форму лемнискаты. На рис. 8а представлены немодифицированные ТРАПы в трёхмерном виде, а на рис. 8б – их «срез» по уровню напряжённости 3 В/м. Энергозоны по этому уровню разделены на плоскости *xy*. На рис. 8в приведены модифицированные ТРАПы этих же РЭС в трёхмерном виде с увеличением области пересечения, а на рис. 8г – результат их совместного действия на точку приёма, где хорошо видно изменение границы энергозоны с уровнем 3 В/м (заштрихованные области).

Рассмотренные методики определения экологических зон для совместной напряжённости поля двух РЭС, разработанные для частного случая (большие напряжённости поля), пригодны и для определения энергозон совместной мощности этих РЭС для низких пороговых значений мощности. Программа формирования ТРАПа по мощности для РЭС с круговой ДН антенны, сам ТРАП в трёхмерном и контурном виде аналогичны приведённым на рис. 5а, б. Мощности передатчика 1000 Вт и, например, пороговому уровню 10^{-5} Вт соответствует радиус зоны ~ 795 м. При учёте работы второго РЭС с такими же параметрами и координатами *x*, *y* соответственно (1500, 1500) м граница зоны с мощностью 10^{-5} Вт легко определяется по рис. 9а.

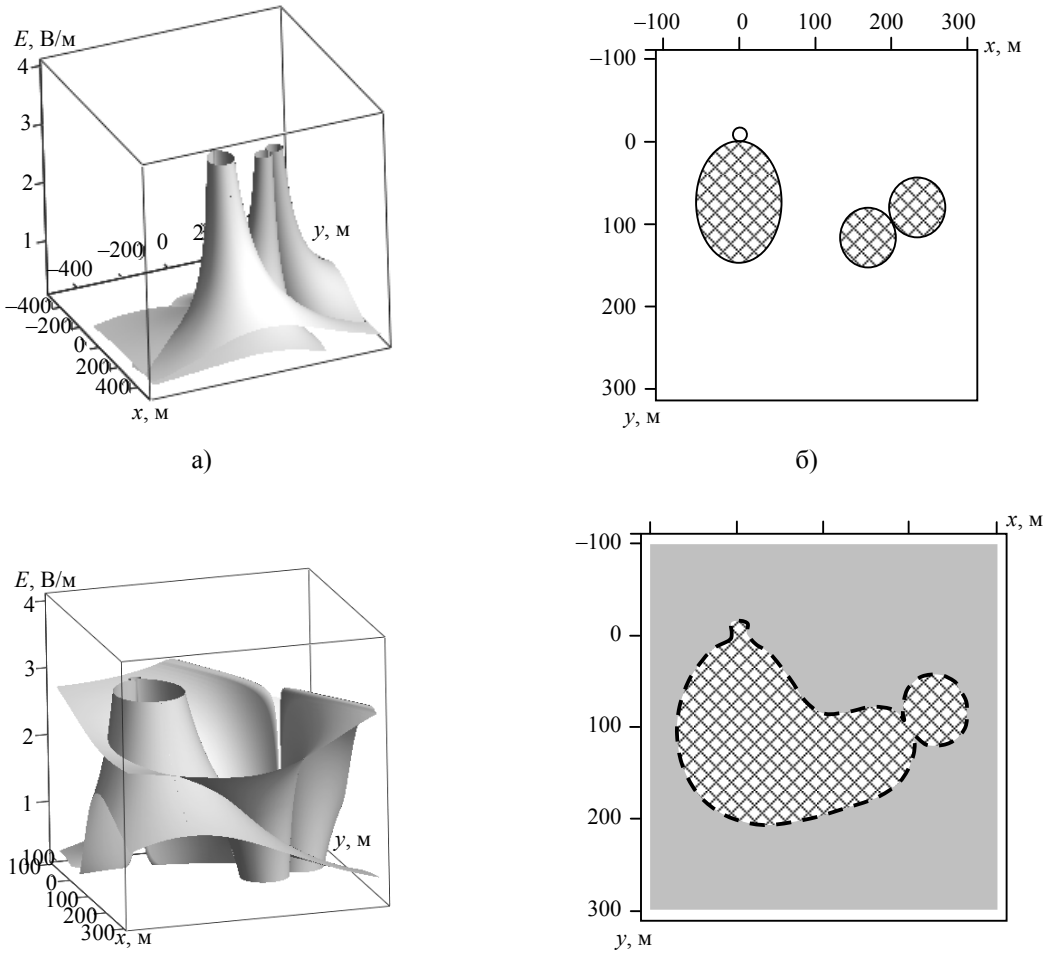


Рис. 8. Формирование энергозон с учетом совместного воздействия РЭС1 и РЭС2 с некруговыми ДН антенн: а – трёхмерный вид ТРАПов до модификации; б – энергозоны с уровнем напряжённости поля на границе 3 В/м без учета совместного воздействия; в – трёхмерный вид ТРАПов после модификации; г – вид сверху на энергозону с уровнем напряжённости поля на границе 3 В/м

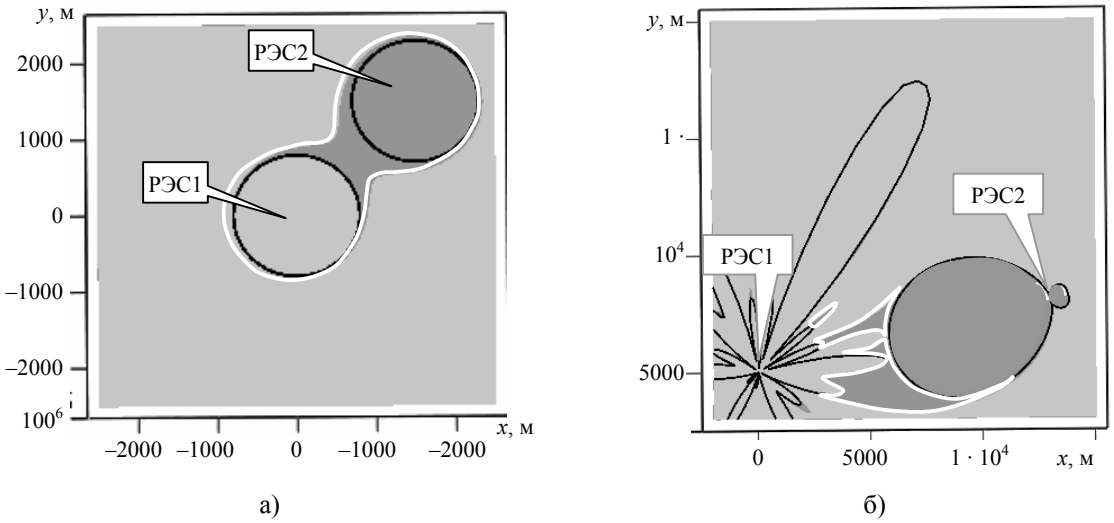


Рис. 9. Формирование модифицированных ТРАПов по мощности (вид сверху): а – РЭС1 и РЭС2 с круговыми ДН антенн; б – РЭС1 и РЭС2 с некруговыми ДН антенн

На рис. 9а приведён конечный результат определения границ энергозоны по уровню мощности 10^{-5} Вт при совместном воздействии двух РЭС с круговыми ДН. Чёрными окружностями обозначены границы энергопотенциальных зон по уроню 10^{-5} Вт без учёта совместного воздействия, а белой линией – с учётом.

Пример определения энергозон с учётом совместной мощности двух РЭС с некруговыми ДН антенн приведён на рис. 9б. Чёрным контуром изображены рассчитанные (по мощности) энергозоны двух РЭС по уровню 10^{-7} Вт без учёта совместного воздействия. Мощность передатчика РЭС1 100 Вт, координаты (0,0), а РЭС2 – 150 Вт, координаты (13000, 3000) м. Антенна РЭС1 – ФАР, а РЭС2 – секторная. Белой линией выделены добавленные за счёт совместного воздействия энергозоны по тому же уровню 10^{-7} Вт. Все параметры, включая координаты РЭС, используемые при формировании модифицированных ТРАПов (и рассмотренных ранее ТЭМСов), могут изменяться в широких пределах. Это позволяет наглядно и оперативно находить на трёхмерных виртуальных моделях оптимальные решения различных задач.

Целесообразность графического определения зоны влияния двух РЭС продиктовано сложностью аналитического и численного определения области взаимодействия РЭС. При использовании подхода, основанного на численном (аналитическом) определении этой области, необходимо найти решение трансцендентного неравенства для области влияния или трансцендентного уравнения для его контура. Такое решение может быть сведено к задаче непосредственного перебора параметров, задаче оптимизации или решения нелинейных уравнений. Оно дополнительно усложняется при общепринятом представлении характеристик антенн в полярной системе координат. Это требует учёта преобразования координат цилиндрических систем с началом координат в точке расположения каждой РЭС в единую декартову систему. Принципиальное затруднение возникает при учёте законов затухания сигналов на радиотрассе, которые в общем случае носят сложный характер и могут быть заданы в численном виде. При графическом представлении на основе модифицированных ТРАПов эти трудности устраняются автоматически.

Предложенная методика реализована на основе комплексного использования средств электродинамического моделирования характеристик антенных устройств и оригинальной программы анализа энергозон двух РЭС в системе MathCAD с учётом их совместного влияния.

В рамках методики:

– предложены новые способы анализа пересекающихся ТЭМСов передающих РЭС, позволяющие в удобной форме проводить оценку границы зон влияния РЭС в частотно-координатной области;

– введено понятие и сформированы модифицированные ТРАПы, учитывающие совместное действие двух РЭС;

– приведены примеры применения методики, в частности приведён расчёт экологической зоны для двух РЭС с круговыми и некруговыми ДН антенн.

Литература

1. Теория и методы оценки электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств / под ред. Ю.А. Феоктистова. – М. : Радио и связь, 1988.

2. *Коробова А.Д.* Компьютерное моделирование тел ЭМС / А.Д. Коробова, Е.А. Хромых // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2007. – Вып. 2. – С. 35–41.

3. Тела ЭМС передающих и приёмных устройств / А.Д. Коробова [и др.] // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2008. – Вып. 1. – С. 102–110.

4. Компьютерное моделирование ЭМО в задачах радиоподавления и ЭМС / А.Д. Коробова [и др.] / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2007. –168 с.

5. *Коробова А.Д.* Визуализация параметров электромагнитной обстановки в группировках радиоэлектронных средств в широкой полосе частот / А.Д. Коробова, Е.А. Хромых, С.В. Миронов // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2010. – Вып. 1. – С. 57–64.

6. *Кросс Д.* Справочник по Photoshop CS2 / Д. Кросс. – М. : NT Press, 2007.

7. Санитарно-эпидемиологические правила и нормативы. Гигиенические требования к размещению и эксплуатации передающих радиотехнических объектов. СанПиН 2.1.8/2.2.4.1383-03.

8. *Дьяконов В.П.* Энциклопедия MathCAD 2001i и MathCAD / В.П. Дьяконов. – М. : СОЛОН-Пресс, 2004.

Статья поступила в редакцию 4 июня 2010 г.

УДК 635.631

ОБНАРУЖЕНИЕ ЗАМАСКИРОВАННЫХ НАЗЕМНЫХ ОБЪЕКТОВ ПРИ НАЛИЧИИ В СОСТАВЕ СРЕДСТВ РАЗВЕДКИ ПЕРЕСТРАИВАЕМОГО ИСТОЧНИКА ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

А.Н. Глушков, с.н.с., нач. сект., ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: 8-915-582-58-05
В.Г. Керков, нач. управления, ФГНИИЦ РЭБ ОЭСЗ, тел.: (4732) 36-43-59
А.Л. Митрофанов, с.н.с., ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (4732) 23-31-92
Г.Л. Тюрин, зам. нач. отд., ФГНИИЦ РЭБ ОЭСЗ, тел.: (4732) 36-43-59

Получены и исследованы характеристики обнаружения замаскированных объектов при облучении их лазерным излучением.

Ключевые слова: *лазерное средство, объект, подстилающая поверхность.*

DETECTION OF THE DISGUISED OBJECTS AT PRESENCE IN STRUCTURE OF A MEANS OF INVESTIGATION TIME FRIQUSE LASERS RADIATION RESEARCH

A.N. Glushkov, head of sector, JSC «Sozvezdie «Concern», tel.: 8-915-582-58-05
V.G. Kerkov, head of direction, Federal State Research and Development Test Centre of Electronic Warfare and Perceptibility Decrease Efficiency Evaluation, tel.: (4732) 36-43-59
A.L. Mitrofanov, senior research engineer, JSC «Sozvezdie «Concern», tel.: (4732) 23-31-92
G.L. Tyurin, deputy head of department, Federal State Research and Development Test Centre of Electronic Warfare and Perceptibility Decrease Efficiency Evaluation, tel.: (4732) 36-43-59

The characteristics of detection of the disguised objects exposed to laser radiation are received and discussed.

Key words: *laser hardware, object, underlying surface.*

Одним из распространенных способов защиты наземных объектов является применение средств оперативной маскировки. Во многих практических случаях это позволяет существенно снизить характеристики обнаружения замаскированных объектов бортовыми авиационными оптико-электронными средствами (ОЭС), основу которых составляют телевизионные и тепловизионные станции с дальностью действия 4–6 км.

Помимо указанных ОЭС, широкое применение получили лазерные средства, используемые в качестве дальномеров и (или) целеуказателей [1]. Для этих целей также возможно применение перестраиваемого источника лазерного излучения видимого и ультрафиолетового (УФ) диапазонов длин волн. Наличие такого устройства значительно увеличивает эффективность обнаружения замаскированных объектов и иных наземных целей штатными средствами разведки в видимом и инфракрасном (ИК) диапазонах длин волн. Это обусловлено следующими факторами:

1. Дополнительный подсвет объекта и фона лазерным излучением видимого диапазона эквивалентен дополнительному солнечному излучению, образующему тень. При этом очевидно, что наибольшее улучшение характеристик обнаружения замаскированных объектов будет иметь место в условиях наблюдения объекта «против Солнца» (рис. 1).

2. Подсвет объекта лазерным излучением УФ диапазона может вызывать эффект люминесценции в видимом и ИК диапазонах длин волн прежде всего подстилающей поверхности, содержащей органические вещества [2]. Такое излучение может являться дополнительным демаскирующим признаком при обнаружении замаскированных наземных объектов.

Поэтому *целью настоящей работы* является исследование вероятностных характеристик обнаружения замаскированных наземных объектов оптико-электронными средствами разведки при использовании источника лазерного излучения УФ и видимого диапазонов длин волн.

Для достижения поставленной цели был разработан методический аппарат, обеспечивающий получение количественных оценок вероятности обнаружения наземных объектов [3–6]. Разработанная методика [5] позволяет учитывать влияние на эффективность обнаружения следующих факторов: контраста объекта на местности, угла подсвета объекта, метеоро-

логических условий, а также рельефа подстилающей поверхности.

В качестве допущений принято, что изображения фоно-целевой обстановки (ФЦО) с учетом неоднородности фона моделируются гауссовскими величинами, коррелированными по отрицательно экспоненциальному закону, т.е. марковским случайным полем. Такое поле формируется на двумерной дискретной сетке координат $\{x, y\}$ в виде матрицы, размерностью совпадающей с параметрами матричного фотоприемника ОЭС. Элементы матрицы равны интенсивностям изображения в соответствующих элементах разрешения ОЭС.

Полагается, что наземный объект наблюдается системой оптико-электронной разведки, установленной на борту воздушного носителя, находящегося на высоте H над подстилающей поверхностью и на расстоянии L от исследуемого объекта.

Лазерный подсвет объекта и подстилающей поверхности (фона) соответствует облучению его излучением с плоским волновым фронтом, что в области регистрации отраженной волны при наличии спектрозонального фильтра эквивалентно солнечному излучению [7].

Принято, что лазерный подсвет объекта в УФ диапазоне вызывает люминесценцию объекта и фона, при этом яркость люминесценции практически не зависит от яркости источника, а яркость излучения объекта, как правило, ниже излучения фона.

При формировании изображений ФЦО использовалась модель наблюдения, схема которой приведена на рис. 1. Ракурс наблюдения выбирался таким, чтобы горизонтальная проекция главной оптической оси ОЭС (линии визирования) была перпендикулярна ближней боковой грани объекта. Наличие (отсутствие) тени от объекта задавалось двумя значениями: $\psi = 0°$ и $\psi = 180°$, соответствующим совпадению азимута Солнца с азимутом наблюдения объекта и противоположным ему, при этом расстояние до объекта с высокой точностью измеряется лазерным средством разведки.

Мощность излучения в плоскости регистрации излучения, отраженного от объекта с ламбертовской индикатрисой, определяется выражением [8]

$$P = \frac{K_{\text{отр}} P_0 T_{\text{о}}^2 a_{\text{р}}^2 \exp\left(-2{,}0 * \tau_{\text{а}}\right)}{L^2 \left(1 + a_u^2 / a_n^2\right)} f(t),$$

где P_0 – импульсная мощность сигнала, излученного бортовым лазерным средством разведки;

$\tau_{\text{а}}$ – коэффициент пропускания атмосферы;

$\text{а}_{\text{р}}$ – эффективный радиус приемной апертуры;

$\text{а}_{\text{и}}$, $\text{а}_{\text{п}}$ – эффективные радиусы передающей и приемной оптики;

$f(t)$ – огибающая импульса подсвета локационной системы.

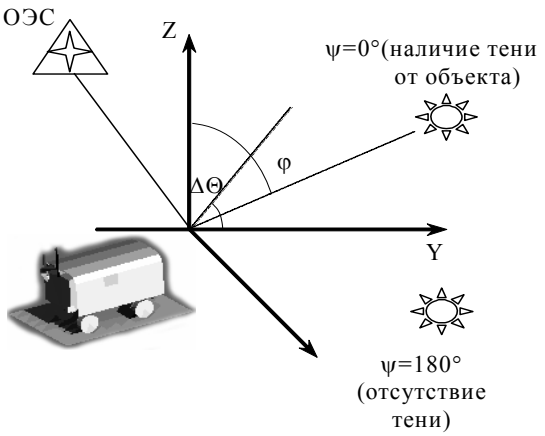


Рис. 1. Схема наблюдения объекта лазерным оптико-электронным средством разведки

Для угла расходимости лазерного источника, расположенного в плоскости резкого изображения передающей оптики, имеет место выражение

$$2\alpha_{\text{и}} \cong \frac{2}{k}\Gamma\left[\frac{1}{\text{а}_{\text{и}}^2} + \frac{1}{\rho_k^2} + \frac{k^2 \text{а}^2}{F^2} + \frac{1}{2\sigma_{\text{н}}^2}\right]^{1/2},$$

где Γ – коэффициент углового усиления; $\text{а}_{\text{и}}$ – эффективный радиус излучающей апертуры; F – радиус кривизны волнового фронта его излучения; $k = 2\pi / \lambda$ – волновое число; λ – длина волны излучения; $\sigma_{\text{н}}^2$ – ошибки наведения лазерного излучения на ОЭС.

Соответственно, угол поля зрения вне аберрационного ограничения приемного устройства задается его дифракционными параметрами: $\text{а}_{\text{р}}$ – эффективный радиус приемника отраженного лазерного излучения; f – фокусное расстояние приемника лазерного излучения. Оценка такого угла рассчитывается через известные соотношения геометрической оптики при условии, что резкое изображение объекта находится вблизи фокальной плоскости приемной апертуры [8]:

$$2\alpha_{\text{п}} \cong \frac{2}{k}\Gamma\left[\frac{1}{a_{\text{р}}^2}+\frac{1}{\rho_k^2}+\frac{k^2 a^2}{f^2}\right]^{1/2}.$$

Излучение люминесценции достаточно просто селектируется спектрозональными фильтрами. Расходимость его с точностью по энергетике до 20% можно принять ламбертовской [8]. Тогда мощность на приемной апертуре излучения люминесценции определяется выражением, вывод которого осуществлен на основании [7, 8]:

$$P(t)=\frac{K_{\text{отр}}P_{\text{о}}T_{\text{о}}^2 a_{\text{р}}^2 \exp\left(-2,0*\tau_{\text{а}}\right)}{L^2\left(1+\alpha_{\text{и}}^2/\alpha_{\text{р}}^2\right)}=$$

$$=\left(1+\eta\frac{P_0}{a_{\text{р}}^2\left(1+\alpha_{\text{и}}^2/\alpha_{\text{р}}^2\right)}\right)f(t),$$

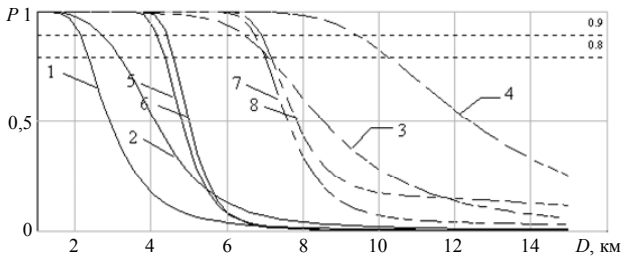
где η – квантовый выход излучения люминесценции. Погрешность пересчета принимаемой мощности на плоскость резкого изображения не превышает 13–15% для ламбертовского отражателя [8]. Полагая излучение подсвета и излучение люминесценции гауссовскими и независимыми, получим суммарную оценку погрешности интенсивности излучения не выше 30% от среднего значения, что вполне соответствует принятым в атмосферных исследованиях порядка ошибок [8]. Коэффициент углового увеличения приемника позволяет варьировать объектив ОЭС разведки по известным методикам [8].

При проведении расчетов полагалось, что: $\eta=0,1$; $(\alpha_{\text{и}}/\alpha_{\text{п}})\le 10$; $P_0=1$ Вт; $a_{\text{р}}=0,05$ м; $f=0,1$ м.

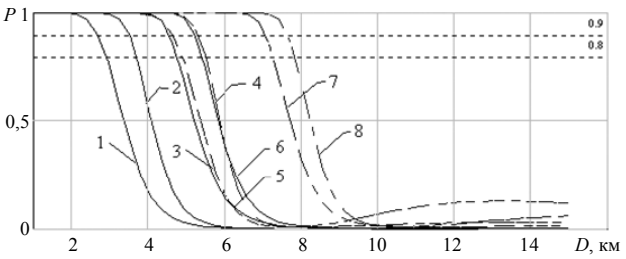
Условия наблюдения объекта задавались через метеорологическую дальность видимости (МДВ) и тип оптической погоды. Вероятности обнаружения при заданном уровне ложной тревоги (в настоящей работе принято 10^{-6}) рассчитывались методом Монте–Карло. Реализация отсчетов, соответствующих интенсивностям элементов матричного фотоприемника, формировалась путем задания независимых значений некоторой реализации квадрата узкополосного гауссова процесса. При проведении расчетов МДВ принята равной 10 км. Тип оптической погоды – радиационная дымка.

На основании реализованных отсчетов изображений определялся массив достаточных статистик. По указанному массиву определялись порог обнаружения и вероятность правильного обнаружения. Путем моделирования процесса поиска и обнаружения целей были определены характеристики обнаружения замаскированного объекта на песчаном и степном фоне (в зависимости от зенитного угла солнца – $\Delta\Psi = 180°$ и $\Delta\Psi = 0°$) при наличии и отсутствии излучения люминесценции.

На рис. 2, 3 (а, б, в) представлены результаты оценки вероятности обнаружения наземного объекта ВВТ при подсвете его лазерным излучением УФ диапазона при заданной метеорологической дальности видимости (МДВ = 10 км) и наличии камуфлирующего окрашивания объекта, на рисунках 2, 3 (г, д, е) – результаты оценки вероятности обнаружения наземного объекта ВВТ при отсутствии люминесценции и аналогичных условиях наблюдения. Расчеты проведены применительно к средней полосе России в летний период. Уровень излучения люминесценции объекта был принят равным 0,1 от уровня излучения фона, высота воздушного носителя ОЭС считалась равной 1 км. Линии 1, 3, 5, 7 характеризуют обнаружение с лобовой проекции, линии 2, 4, 6, 8 – с боковой проекции. Линии 1, 2, 3, 4 соответствуют обнаружению на песчаном фоне, линии 5, 6, 7, 8 – обнаружению на степном фоне. Линии 1, 2, 5, 6 соответствуют работе системы разведки в обзорном режиме (поле зрения 30°), а линии 3, 4, 7, 8 – работе в детальном режиме разведки (поле зрения 10°).



а)



б)

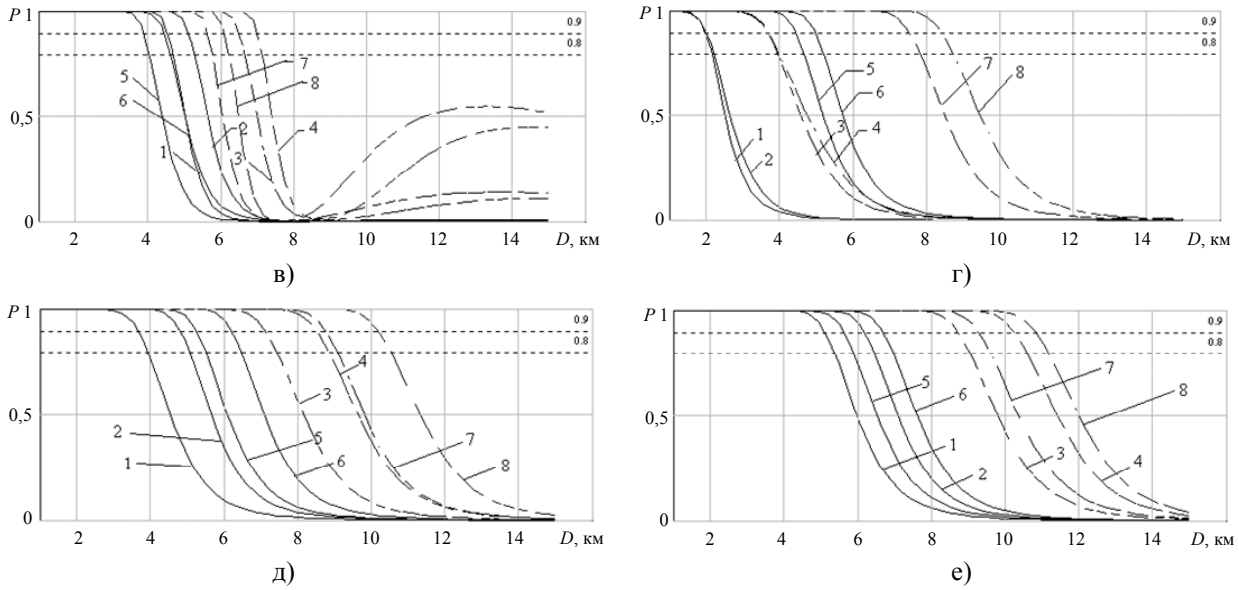


Рис. 2. Вероятность обнаружения авиационной системой разведки объекта типа «танк» в зависимости от дальности при наличии (а, б, в) и отсутствии (г, д, е) люминесценции для различных зенитных углов Солнца (а, г – 40°, б, д – 60°, в, е – 80°). Тень от объекта отсутствует (ΔΨ = 180°)

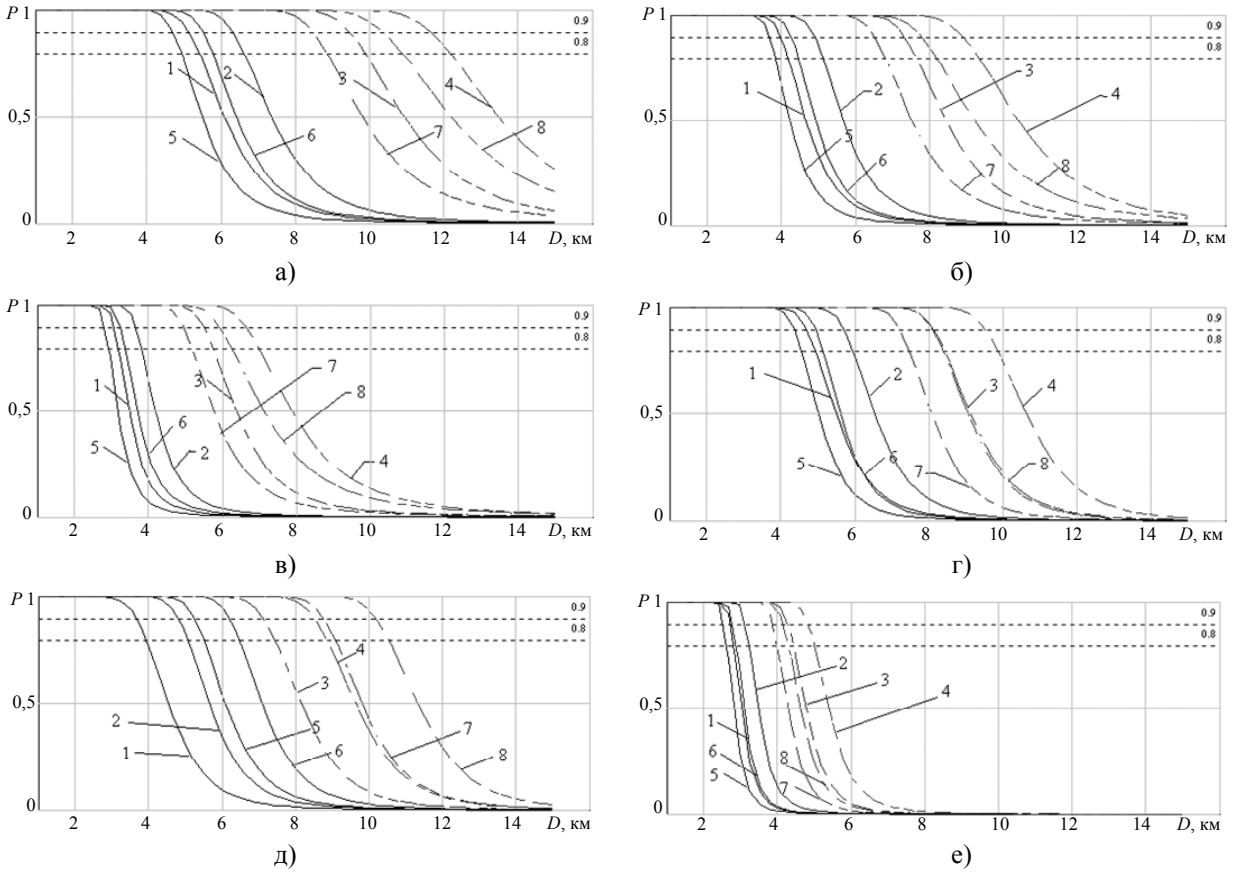


Рис. 3. Вероятность обнаружения авиационной системой разведки объекта типа «танк» в зависимости от дальности при наличии (а, б, в) и отсутствии (г, д, е) люминесценции для различных зенитных углов Солнца (а, г – 40°; б, д – 60°; в, е – 80°). Наличие тени от объекта (ΔΨ = 0°)

Анализ представленных зависимостей свидетельствует о том, что подсветка объекта лазерным излучением, как правило, увеличивает вероятность его обнаружения. Существенно, что при наблюдении объекта в отсутствие тени имеет место второй локальный максимум зависимости вероятности правильного обнаружения от расстояния при режиме работы системы разведки в узком поле зрения (режим детального просмотра) и низком контрасте излучения объекта (отраженного в лазерном диапазоне или излучения люминесценции) по отношению к фону. Данное обстоятельство обусловлено тем, что при малых углах подсвета объекта возникает эффект затенения фона, контраст объекта при этом повышается, что и способствует увеличению вероятности обнаружения.

Выводы

По результатам исследований установлено, что применение лазерных средств разведки УФ диапазона позволяет повысить дальность обнаружения замаскированных наземных объектов на 10–15% по отношению к наблюдению объектов в аналогичных условиях без применения лазерных средств УФ диапазона. При этом значение контраста объект–фон в диапазоне длин волн люминесценции было принято 0,1. Такое значение контраста может быть обеспечено при применении спектрозональных фильтров на входе ОЭС, которые позволяют выделить излучение люминесценции на фоне солнечного излучения. Наибольшая эффективность применения лазерных средств разведки УФ диапазона достигается в случае наблюдения объекта при больших зенитных углах солнца и наличии засветки солнечным излучением приемной апертуры ОЭС. В отсутствие контраста, обусловленного солнечным излучением, оценка вероятности обнаружения наземных объектов по той же методике при наличии контраста люминесценции объекта и подстилающей поверхности, равного 0,1, дает увеличение вероятности обнаружения объекта на величину порядка 10–15 %.

Литература

1. Технические средства разведки вооруженных сил США. – М. : ВИНИТИ. Сер. Технические средства разведывательных служб капиталистических государств. – 2000. – № 12. – 51 с.

2. *Бункин Ф.В.* Лидарное зондирование водоемов, почвы и растительности / Ф.В. Бункин, А.Ф. Бункин. // Оптика атмосферы и океана. – 2000. – Т. 13, № 1. – С. 64–66.

3. Показатели эффективности комплексированной системы разведки на этапе поиска и обнаружения / Ю.Л. Козирацкий [и др.] // Радиосистемы. Информационный конфликт в спектре электромагнитных волн. – М., 2000. – Вып. 48. – № 8. – С. 196–199.

4. Специализированный вычислительный комплекс для моделирования процессов разведки объектов по оптическим изображениям / В.А. Понькин [и др.] // Оборонная техника. – 1995. – № 12. – С. 41–43.

5. *Поветко В.Н.* Система моделей для решения задач по проблеме снижения оптической заметности объектов вооружения и военной техники / В.Н. Поветко, Г.Л. Тюрин // Снижение оптической заметности : сб. тр. Всероссийской конф. – Воронеж, 2001.

6. Поветко В. Н. Заметность наземных образцов техники как протяженных объектов / В.Н. Поветко, Г.Л. Тюрин // Междунар. конф. по спиновой электронике и гировекторной электродинамике : сб. тр. – Москва, 2001.

7. *Бурый Е.В.* Использование ультракоротких импульсов лазерного излучения для получения информации о форме и ориентации лоцируемых объектов / Е.В. Бурый, С.А. Зубцов, В.А. Петров // Вест. МГТУ им. Н.Э. Баумана. Приборостроение. – 1991. – № 3. – С. 100–113.

8. *Козинцев В.И.* Основы импульсной лазерной локации / В.И. Козинцев, М.Л. Белов, В.М. Орлов ; под ред. В.Н. Рождествина. – М. : МГТУ, 2006. – 515 с.

Статья поступила в редакцию 7 июля 2010 г.

УДК 621.391

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ВОЗДЕЙСТВИЯ ГАРМОНИЧЕСКОЙ И ГАУССОВСКОЙ ПОМЕХ НА ЛИНИИ МНОГОКАНАЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ С СИНХРОННЫМ ЛИНЕЙНЫМ КОДОВЫМ УПЛОТНЕНИЕМ И ЛИНЕЙНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

А.Е. Кондратенко, гл. инж. проекта, тел.: 8-920-403-21-74
В.Н. Поддубный, гл.н.с., тел.: (4732) 36-71-13
ФГНИИЦ РЭБ ОЭСЗ*

Исследуется эффективность как совместного, так и раздельного воздействия гармонической и гауссовской помех на линии многоканальной радиосвязи с синхронным линейным кодовым уплотнением и линейным разделением каналов на основе нахождения и анализа вероятностей искажения двоичных элементов на входе и выходе декодирующего устройства приемника любого из каналов многоканальной линии радиосвязи.

Ключевые слова: *линия многоканальной радиосвязи, синхронное линейное кодовое уплотнение каналов, вероятность искажения двоичных элементов, гармоническая и гауссовская помехи.*

EFFICIENCY OF GARMONICS OR GAUSSIAN INTERFERENCE IMPACT ON THE MULTICHANNEL RADIO COMMUNICATION LINE WITH SYNCHRONOUS CODE-DIVISION MULTIPLEXING AND LINEAR CHANNEL SEPARATION

A.E. Kondratenko, principal engineer of the project, tel.: 8-920-403-21-74
V.N. Poddubny, principal research engineer, tel.: (4732) 36-71-13
Federal State Research and Development Test Centre of Electronic Warfare and Perceptibility Decrease Efficiency Evaluation

The efficiency of joint and several harmonics and Gaussian interference impact on the multichannel radio communication line with synchronous code-division multiplexing and linear channel separation on the base of detecting and analyzing the binary element distortion probability at the receiver decoder input and output on each channel of the multichannel radio communication line is investigated.

Key words: *multichannel radio communication line, synchronous linear channel code-division multiplexing, binary element distortion probability, harmonics and Gaussian interference.*

Средства гражданской и военной радиосвязи функционируют, как правило, на фоне не только собственных шумов, но и станционных помех, а военные средства радиосвязи дополнительно подвергаются воздействию преднамеренных помех. В качестве математической модели станционной помехи часто используется гармоническое колебание, а преднамеренная помеха в ряде случаев описывается гауссовским или гармоническим воздействиями.

В настоящее время отсутствуют исследования по оценке эффективности воздействия на многоканальные линии радиосвязи (ЛРС) с синхронным линейным кодовым уплотнением каналов помехи в виде аддитивной смеси гармонической и гауссовской составляющих и не решена относящаяся к сфере радиоэлектронной борьбы задача по нахождению оптимального вклада каждой из помеховых составляющих в общую мощность помехи.

Цель работы – определение зависимостей вероятности искажения аддитивной смесью гауссовской и гармонической помех двоичных элементов на входе и выходе декодера приемника любого из каналов многоканальной ЛРС с синхронным линейным кодовым уплотнением и линейным разделением каналов от отношения помеха/сигнал, базы сложного сигнала, числа активных абонентов и параметров сверточного кода.

Алгоритм работы передающих и приемных устройств многоканальной ЛРС с синхронным линейным кодовым уплотнением и линейным разделением каналов состоит в следующем [1]. Передаваемые двоичные посылки (элементы) от j-го абонента перемножаются с соответствующей адресной псевдослучайной последовательностью (ПСП), синхронизированной по длительности и

* Федеральный гос. научно-исследовательский испытательный центр радиоэлектронной борьбы и оценки эффективности снижения заметности Минобороны России

моментам поступления с этими элементами. Полученной импульсной последовательностью манипулируется гармоническая несущая. Для определенности положим, что осуществляется фазовая манипуляция несущей. Затем осуществляется невесовое суммирование фазоманипулированных сигналов (ФМн сигналов) всех каналов, их усиление и излучение в эфир*. Устройство линейного разуплотнения (разделения) каналов – когерентные приемники, каждый из которых состоит из последовательно соединенных перемножителя, интегратора и порогового (решающего) устройства с нулевым порогом.

На входе приемника *j*-го канала рассматриваемой многоканальной ЛРС действует аддитивная смесь сложного ФМн сигнала $x_{sj}(t)$, гармонической $\eta_{\text{г}}(t)$ и прямошумовой $\eta_{\text{ш}}(t)$ преднамеренных помех, а также непреднамеренной внутрисистемной помехи $\eta_{L_a}(t)$ и собственного шума $\text{ш}(t)$:

$$y(t) = x_{sj}(t) + \eta_{\text{г}}(t) + \eta_{\text{ш}}(t) + \eta_{L_a}(t) + \text{ш}(t). \quad (1)$$

Помеха $\eta_{L_a}(t)$ представляет собой сумму сложных ФМн сигналов от остальных $L_a - 1$ абонентов многоканальной ЛРС. Гармоническая помеха $\eta_{\text{г}}(t)$ с амплитудой $U_{\text{г}}$, начальной фазой $\phi_{\text{г}}$ и несущей частотой $\omega_{\text{г}}$ описывается выражением $\eta_{\text{г}}(t) = U_{\text{г}} \cos(\omega_{\text{г}} t + \phi_{\text{г}})$. Помеха $\text{ш}(t)$ имеет математическое ожидание $<\text{ш}(t)>=0$ и одностороннюю спектральную плотность мощности (ОСПМ) $N_{\text{ш}}$, а помеха $\eta_{\text{ш}}(t)$ с шириной спектра, соизмеримой с полосой пропускания приемника, имеет математическое ожидание $<\eta_{\text{ш}}(t)>=0$ и ОСПМ $N_{\eta_{\text{ш}}}$. В этом случае выражение (1) принимает вид

$$y(t) = x_{sj}(t) + \eta_{\text{г}}(t) + \xi(t) + \eta_{L_a}(t), \quad (2)$$

в котором составляющая

$$\xi(t) = \eta_{\text{ш}}(t) + \text{ш}(t) \quad (3)$$

представляет собой гауссовское воздействие с ОСПМ $N_{\xi} = N_{\eta_{\text{ш}}} + N_{\text{ш}}$ и математическим ожиданием $<\xi(t)>=0$.

Отклик интегратора приемника *j*-го канала рассматриваемой многоканальной ЛРС на входное воздействие (2) принимает вид

$$u_j = \int_{(r-1)T}^{rT} \left[x_{sj}(t) + \xi(t) + \eta_{\text{г}}(t) + \eta_{L_a}(t) \right] u_{\text{оп}j}(t)\, dt = \\ = u_{sj} + u_{\xi j} + u_{\text{г}j} + u_{L_a j}, \quad (4)$$

где u_{sj}, $u_{\xi j}$, $u_{\text{г}j}$ и $u_{L_a j}$ – составляющие отклика интегратора соответственно на сложный ФМн сигнал, гауссовскую, гармоническую и внутрисистемную помехи; $T = \tau B$ – длительность посылки сигнала с базой B и длительностями субпосылок, равными τ; $u_{\text{оп}j}(t)$ – опорное напряжение приемника; r – номер посылки принимаемого сигнала.

Следуя [1–4], найдем числовые характеристики слагаемых выражения (4).

Нефедингующий сложный ФМн сигнал в *j*-м канале рассматриваемой ЛРС на интервале приема *r*-го элемента сигнала запишем следующим образом:

$$x_{s_j}(t) = U_{\text{с}1}\, s_j b_j(t) \cos(\omega_{\text{о}} t + \phi_{\text{о}}), \\ (r-1)T \le t \le rT, \quad (5)$$

где $U_{\text{с}1}$, $\omega_{\text{о}}$ и $\phi_{\text{о}}$ – соответственно амплитуда, частота и начальная фаза сигнала, причем $U_{\text{с}1} = U_{\text{с}} / L_a$, $U_{\text{с}}$ – пиковое значение амплитуды группового сигнала; $s_j = \pm 1$ – передаваемый двоичный элемент, $b_j(t)$ – адресная ПСП *j*-го канала, L_a – число активных абонентов.

Подставляя (5) в (4), получим следующее выражение для отклика u_{sj}:

$$u_{sj} = \int_{(r-1)T}^{rT} U_{c1}\, s_j b_j(t) \cos(\omega_{\text{о}} t + \phi_{\text{о}}) U b_j(t) \cos(\omega_{\text{о}} t + \\ + \phi_{\text{о}})\, dt = s_j U_{c1} U_{\text{оп}} T / 2, \quad (6)$$

где $U_{\text{оп}}$ – амплитуда опорного напряжения $u_{\text{оп}j}(t)$.

Отклик интегратора $u_{\xi j}$ на гауссовскую помеху $\xi(t)$ является случайной нормальной величиной с математическим ожиданием $<u_{\xi j}>$ и дисперсией (мощностью) $\sigma^2_{\xi j}$, равными [4]

$$<u_{\xi j}>=0,\ \sigma^2_{\xi j} = N_{\xi} T U^2_{\text{оп}} / 4. \quad (7)$$

* В целях снижения пиковой мощности сигнала может применяться сложение сигналов с разной начальной фазой (фазирование сигналов)

Если учесть, что сигнал и, соответственно, опорное напряжение сформированы на основе *M*-последовательности, частота гармонической помехи $\omega_г$ не совпадает с частотой сигнала $\omega_о$ на величину $\Delta\omega$, а начальная фаза $\phi_г$ распределена равномерно на интервале $(0,2\pi)$, то слагаемое $u_{гj}$ в (4) в виде интеграла от произведения гармонической помехи $\eta_г(t)$ на опорное напряжение $u_{опj}(t)$ представляет собой косинусоиду с амплитудой $a=(U_{оп}U_г\tau/2)a_{норм}(\Delta\omega)$ и случайной равномерно распределенной на интервале $(0,2\pi)$ фазой $\Delta\phi$:

$$u_{гj}=a\cos\Delta\phi=(U_{оп}U_г\tau/2)\,a_{норм}(\Delta\omega)\cos\Delta\phi, \quad (8)$$

где

$$\begin{cases} a_{норм}(\Delta\omega)=E_о(\Delta\omega)\left|\sin(\Delta\omega\tau/2)/(\Delta\omega\tau/2)\right|,\ E_о(\Delta\omega)=\sqrt{x_о^2(\Delta\omega)+y_о^2(\Delta\omega)}, \\ x_о(\Delta\omega)=\sum\limits_{\nu=1}^{B} i_\nu\cos(\Delta\omega\nu\tau-\Delta\omega\tau/2),\ y_о(\Delta\omega)=\sum\limits_{\nu=1}^{B} i_\nu\sin(\Delta\omega\nu\tau-\Delta\omega\tau/2), \\ i_\nu=\pm1-\text{символы адресной ПСП.} \end{cases} \quad (9)$$

При расчетах удобнее использовать вместо абсолютных значений расстроек ($\Delta\omega=\omega_г-\omega_о$) их относительные значения, кратные частоте следования посылок сигнала $\omega_{сл}$, равной $\omega_{сл}=2\pi/T=2\pi/(B\tau)$. В этом случае

$$\Delta\omega=\pm k\omega_{сл}=\pm k2\pi/T, \quad (10)$$

где *k* – натуральное число или ноль.

Отклик u_{L_aj} в (4) можно принять равным нулю. Действительно, на основе учета взаимокорреляционных свойств *M*-последовательностей, сформированных путем циклических сдвигов их посылок [1], и теоремы Ляпунова о нормализации суммы случайных величин [3] можно показать, что отклик u_{L_aj} на помеху $\eta_{L_a}(t)$ является при $L_a\ge5$ нормальной случайной величиной с дисперсией $\sigma^2_{L_aj}=(L_a-1)U_{сl}^2U_{оп}^2\tau^2/4$ и математическим ожиданием $<u_{L_aj}>=0$. Тогда отношение мощности сигнала на выходе интегратора (6) к дисперсии $\sigma^2_{L_aj}$ определяется выражением $h^2_{сп\,L_a}=B^2/(L_a-1)$, а вероятность искажения элементов $s_j=\pm1$ только внутрисистемной помехой принимает вид

$$\overline{p}_{л.у L_a}=1-F\left(B/\sqrt{L_a-1}\right)=F\left(-B/\sqrt{L_a-1}\right), \quad (11)$$

где $F(x)=\left(1/\sqrt{2\pi}\right)\int\limits_{-\infty}^{x}\exp\left(-t^2/2\right)dt$.

Из (11) следует, что при любых значениях L_a, взятых из интервала $5\le L_a\le B$, $\overline{p}_{лу L_a}\approx0$, что подтверждает возможность исключения из (4) отклика u_{L_aj}.

С учетом (4)–(9) правило принятия в приемнике решения о переданном по *j*-му каналу двоичном элементе $s_j=\pm1$ представим в виде

$$\left(s_jU_{с1}U_{оп}T/2\right)/\sigma_{\xi j}+z\ \underset{s_j=-1}{\overset{s_j=1}{\gtrless}}\ 0, \quad (12)$$

где $z=\left(u_{\xi j}+u_{гj}\right)/\sigma_{\xi j}=y/\sigma_{\xi j}$.

Для нахождения вероятностей искажения двоичных элементов $s_j=1$ и $s_j=-1$ необходимо получить закон распределения случайной величины *z*. Для этого воспользуемся выражением плотности вероятности *W*(*y*) случайной величины $y=u_{\xi j}+u_{гj}$ [2] и обозначим отношение амплитуды отклика интегратора приемника на гармоническую помеху к среднеквадратическому значению отклика этого интегратора на гауссовскую помеху через $q_{г\xi j}=a/\sigma_{\xi j}$, а отношение эффективных мощностей гармонической и гауссовской помех на входе приемника – через $h^2_{г\xi}=\mathcal{P}_г/\mathcal{P}_\xi$. С учетом (7) и (8)

$$q_{г\xi j}=\sqrt{2/B}\,h_{г\xi}E_о(\Delta\omega)\left|\sin(\Delta\omega\tau/2)/(\Delta\omega\tau/2)\right|=$$
$$=\sqrt{2/B}h_{г\xi}a_{норм}(\Delta\omega). \quad (13)$$

Плотность вероятностей величины $z = y/\sigma_{\xi j}$ на основании функциональных преобразований случайных величин [2, 3] принимает с учетом (13) вид

$$W(z) = \\ = \left(1/\sqrt{2\pi}\right)\exp\left(-z^2/2 - h_{\text{г}\xi}^2 a_{\text{норм}}^2(\Delta\omega)/2B\right)Q_2\left(z, h_{\text{г}\xi}, \Delta\omega\right), \quad (14)$$

где

$$Q_2\left(z, h_{\text{г}\xi}, \Delta\omega\right) = I_{\text{о}}\left(h_{\text{г}\xi}^2 a_{\text{норм}}^2(\Delta\omega)/(2B)\right)\times \\ \times I_{\text{о}}\left(z\sqrt{2}\, h_{\text{г}\xi}\, a_{\text{норм}}(\Delta\omega)/\sqrt{B}\right) + \\ +2\sum_{n=1}^{\infty}(-1)^n I_n\left(h_{\text{г}\xi}^2\, a_{\text{норм}}^2(\Delta\omega)/(2B)\right)\times \\ \times I_{2n}\left(z\sqrt{2}\, h_{\text{г}\xi}\, a_{\text{норм}}(\Delta\omega)/\sqrt{B}\right),$$

$I_n(x)$ – модифицированная функция Бесселя второго рода n-го порядка.

При нахождении вероятности искажения (ошибочного приема) элемента $s_j = 1$ учтем, что ошибка при приеме этого элемента будет появляться, как это следует из (12), при выполнении условия

$$z \le -u_{sj}/\sigma_{\xi j} = -\left(U_{c1} U_{\text{оп}}\, T/2\right)/\sigma_{\xi j}. \quad (15)$$

Обозначим в (15) отношение отклика интегратора приемника j-го канала на сигнал (5) к среднеквадратическому значению отклика этого интегратора на гауссовскую помеху (3) через $q_{c\xi j} = u_{sj}/\sigma_{\xi j}$, а отношение пиковой мощности сигнала $\mathcal{P}_{\text{с пик}}$ к эффективной мощности гауссовской помехи $\mathcal{P}_\xi = N_\xi/\tau$ на входе приемника обозначим через $h_{c\xi}^2 = \mathcal{P}_{\text{с пик}}/\mathcal{P}_\xi$. Причем $P_{\text{с пик}} = \\ = U_c^2/2 = \left(L_a U_{c1}\right)^2/2 = L_a^2 P_{c1}$, где $\mathcal{P}_{c1} = U_{\text{с1}}^2/2$ – мощность сигнала, приходящаяся на одного абонента. С учетом (6) и (7) зависимость $q_{c\xi j}$ от $h_{c\xi}$ принимает вид

$$q_{c\xi j} = u_{sj}/\sigma_{\xi j} = s_j\sqrt{2B}\, h_{c\xi}/L_a. \quad (16)$$

На основании (14), (15) и (16) выражение вероятности искажения элемента $s_j = 1$ аддитивной смесью гармонической и гауссовской помех в приемнике рассматриваемой ЛРС принимает вид

$$p_{\text{ош1}} = \int_{-\infty}^{-u_{sj}/\sigma_{\xi j}} W(z)dz = \int_{-\infty}^{-\sqrt{2B}\, h_{c\xi}/L_a} W(z)dz. \quad (17)$$

Поскольку элементы $s_j = 1$ и $s_j = -1$ равноустойчивы, как это следует из (12) и (14), к рассматриваемым помехам, то для ЛРС с синхронным линейным кодовым уплотнением (л.у) каналов

$$p_{\text{ош1}} = p_{\text{ош–1}} = \overline{p}_{\text{л.у}}. \quad (18)$$

Аналитическое вычисление интеграла (17) является трудноразрешимой задачей при произвольных значениях $h_{\text{с}\xi}^2$ и $h_{\text{г}\xi}^2$. Поэтому интегрирование осуществим численным методом Ньютона–Котеса [5, формула (25.4.20)].

Используя в (17) асимптотические выражения плотности вероятности $W(z)$, соответствующие воздействию только гауссовской либо только гармонической помех, получим следующие выражения вероятностей ошибочного приема двоичных элементов $s_j = \pm 1$ в приемнике рассматриваемой многоканальной ЛРС:

– при воздействии только гауссовской помехи

$$\overline{p}_{\text{л.у}\xi} = F\left[-\sqrt{2B/\left(h_{\xi\text{с}}^2 L_a^2\right)}\right]; \quad (19)$$

– при воздействии только гармонической помехи

$$\overline{p}_{\text{л.у г}} = \begin{cases} 0, & D > 1 \\ 0{,}5 - \left(1/\pi\right)\arcsin D, & 0 \le D \le 1, \end{cases} \quad (20)$$

где $D = D(\Delta\omega) = \dfrac{B}{h_{\text{гс}} L_a E_{\text{о}}(\Delta\omega)}\left|\dfrac{\Delta\omega\tau/2}{\sin\left(\Delta\omega\tau/2\right)}\right|$, $h_{\text{гс}}^2 = \\ = \mathcal{P}_{\text{г}}/\mathcal{P}_{\text{с пик}}$ – отношение эффективной мощности гармонической помехи $\mathcal{P}_{\text{г}} = U_{\text{г}}^2/2$ к пиковой мощности сигнала $\mathcal{P}_{\text{с пик}} = U_{\text{с}}^2/2 = U_{\text{с1}}^2 L_a^2/2$ на входе приемника.

При $L_a = 1$ и $\Delta\omega = 0$ из (19) и (20) следуют известные [1, 6] выражения вероятностей искажения двоичных элементов сложного ФМ сигнала указанными помехами в приемнике одноканальной ЛРС.

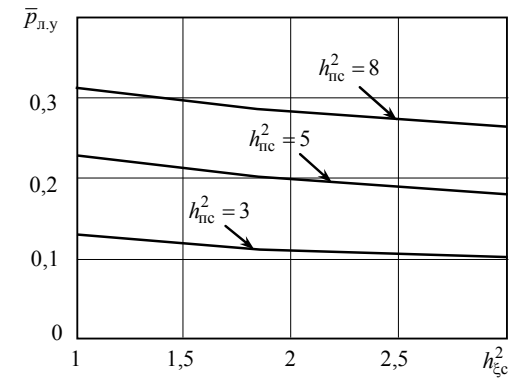
Полученные выражения позволяют решить полезную для радиоэлектронной борьбы задачу обоснования целесообразности создания рассматриваемым ЛРС преднамеренной помехи в виде аддитивной смеси гармонического и гауссовского воздействий. Для этого найдем зависи-

мость вероятности искажения двоичного элемента в приемнике этой ЛРС $\overline{p}_{\text{л.у}}$ от отношения помеха/сигнал $h^2_{\xi\text{с}}$ при фиксированном отношении полной мощности помехи $\mathcal{P}_n = \mathcal{P}_\xi + \mathcal{P}_\text{г}$ к пиковой мощности сигнала $\mathcal{P}_{\text{с пик}}$ на входе приемника ($h^2_{\text{пс}} = \mathcal{P}_\text{п} / \mathcal{P}_{\text{с пик}}$). График зависимости $\overline{p}_{\text{л.у}}$ от $h^2_{\xi\text{с}}$ построим на основании формул (14) и (17) после замены в (14) отношения $h^2_{\text{г}\xi}$ на соответствующее ему выражение $\left(h^2_{\text{пс}} / h^2_{\xi\text{с}}\right) - 1$, расстройки по частоте $\Delta\omega$ на выражение (10) и параметра $h_{\text{с}\xi}$ в верхнем пределе интеграла (17) – на соответствующее ему отношение $1/h_{\xi\text{с}}$.

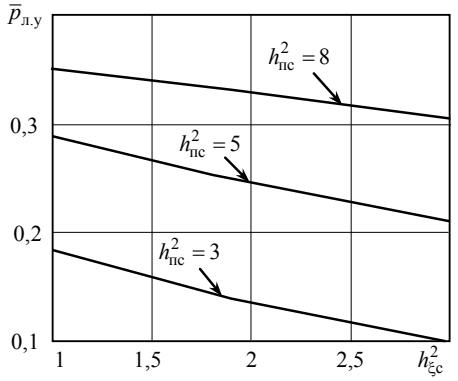
На рис. 1 представлены зависимости вероятности искажения двоичного элемента $\overline{p}_{\text{л.у}}$ от $h^2_{\xi\text{с}}$ при совместном воздействии на рассматриваемый приемник гармонической и гауссовской помех. Эти зависимости построены для параметров $B = 63$, $L_a = 5$, $h^2_{\text{пс}} = 3, 5, 8$ и коэффициентов расстройки по частоте гармонической помехи и сигнала $k = 16, 19, 28$.

Графики, изображенные на рис. 1а и 1б, соответствуют расстройкам по частоте гармонической помехи относительно сигнала, обеспечивающим максимальные отклики интеграторов рассматриваемых приемников на эту помеху. Для этих расстроек увеличение вклада гауссовской составляющей в помеховое воздействие $\left(h^2_{\xi\text{с}} \to h^2_{\text{пс}}\right)$ приводит к снижению вероятности $\overline{p}_{\text{л.у}}$.

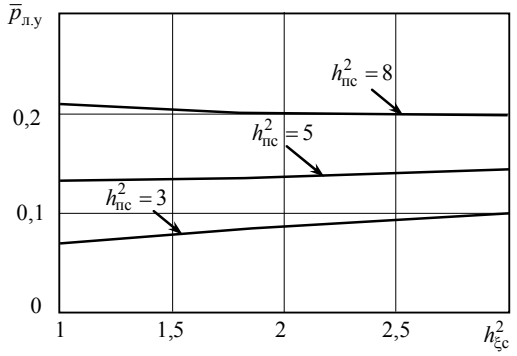
Однако в ряде случаев, когда расстройка по частоте не соответствует максимальному отклику рассматриваемого приемника на гармоническую помеху, увеличение вклада гауссовской составляющей в помеховое воздействие ($h^2_{\xi\text{с}} \to h^2_{\text{пс}}$), напротив, приводит к повышению вероятности $\overline{p}_{\text{л.у}}$, как видно из графиков, приведенных на рис. 1в, г.



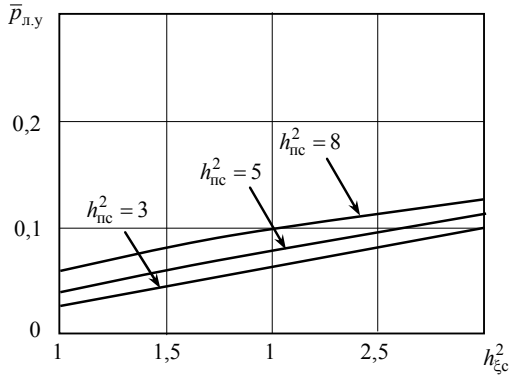
а) $k = 28$, первые шесть символов M-последовательности – 100111



б) $k = 16$, первые шесть символов M-последовательности – 110111



в) $k = 28$, первые шесть символов M-последовательности – 101111



г) $k = 19$, первые шесть символов M-последовательности – 100111

Рис. 1. Зависимости вероятности искажения элемента $\overline{p}_{\text{л.у}}$ от $h^2_{\xi\text{с}}$ при $B = 63$, $L_a = 5$, различных значениях параметров $h^2_{\text{пс}}$, k и значениях коэффициентов порождающего полинома M-последовательности, равных 1100111

Изменение характера следования зависимостей $\overline{p}_{\text{л.у}}$ от $h^2_{\xi c}$ при изменении величины расстройки по частоте и неизменном виде *M*-последовательности или при изменении вида *M*-последовательности и неизменной величине расстройки по частоте обусловлено, как это следует из (9), изменением фазовых соотношений субпосылок сигнала и гармонической помехи.

Из представленных на рис. 1 зависимостей следует, что с увеличением вклада гауссовской составляющей в помеховое воздействие $\left(h^2_{\xi\text{с}} \to h^2_{\text{пс}}\right)$ при фиксированном значении его мощности наблюдается монотонное изменение вероятности $\overline{p}_{\text{л.у}}$, что свидетельствует о нецелесообразности создания преднамеренной помехи в виде аддитивной смеси гауссовской и гармонической составляющих вследствие отсутствия дополнительного эффекта искажения двоичных посылок от совместного воздействия этих помех.

Далее дадим более детальную оценку эффективности раздельного воздействия гауссовской и гармонической помех на рассматриваемый приемник ЛРС с синхронным линейным кодовым уплотнением каналов, для чего найдем зависимости вероятностей искажения двоичных элементов на выходе декодирующего устройства этого приемника от отношения помеха/сигнал на входе приемника и сравним их с найденными выше выражениями вероятностей искажения двоичных элементов до декодирующего устройства.

Вероятность искажения двоичного элемента на выходе декодера $\overline{p}_{\text{л.у декод}}$ для рассматриваемых помех получим методом имитационного моделирования на ПЭВМ применительно к широко используемым в современных системах радиосвязи сверточным кодам со скоростью передачи 1/2 [7]. Такие коды характеризуются совокупностью параметров (K, R, g_0, g_1), где K – длина кодового ограничения, R – скорость передачи, g_0 и g_1 – генераторные функции, записываемые в восьмеричном исчислении [7]. Воспользуемся сверточным кодом (9, 1/2, 753, 561), который применяется в системе сотовой связи с кодовым уплотнением каналов стандарта IS–95. Зависимость вероятности искажения двоичных элементов на выходе декодера Витерби $\overline{p}_{\text{л.у декод}}$ от отношения помеха/сигнал на входе приемника получим с помощью компьютерного пакета моделирования динамических систем Simulink из состава интегрированного математического пакета Matlab [8], поскольку в настоящее время отсутствуют аналитические методики, обеспечивающие приемлемую точность при $\overline{p}_{\text{л.у декод}} \geq 10^{-2}$ [7, 9], что характерно для радиоэлектронной борьбы. Получению численных значений вероятностей искажения двоичных элементов для указанного сверточного кода предшествовала процедура отладки разработанной модели на исходных данных, найденных аналитическим путем для сверточных кодов (7, 1/2, 133, 171) и (8, 1/2, 247, 371) [7]. Результаты сравнения показали приемлемую погрешность (не более 10%) для $\overline{p}_{\text{л.у декод}} < 10^{-2}$.

На рис. 2а сплошными линиями изображены зависимости вероятности $\overline{p}_{\text{л.у}}$ от $h^2_{\xi\text{с}}$ для значений $L_a = 5, 7, 15$, $B = 63$ и $h^2_{\text{г}\xi} = 0{,}01$, построенные по выражению (17) для случая $h^2_{\text{г}\xi} \to 0$ (воздействие гауссовской помехи). На рис. 2а для сверточного кода (9, 1/2, 753, 561) и тех же значений L_a, B, $h^2_{\text{г}\xi}$ пунктирными линиями изображены зависимости вероятности искажения $\overline{p}_{\text{л.у декод}}$ от $h^2_{\xi\text{с}}$, полученные методом имитационного моделирования.

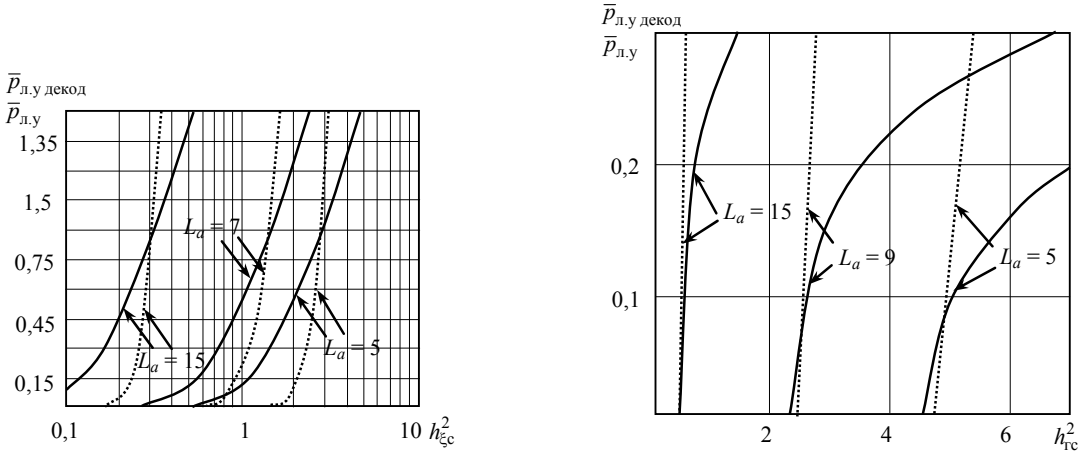
Для выявления закономерностей, характеризующих эффективность гармонической помехи, на рис. 3 на основе (9) и (10) построены нормированные относительно величины $U_{\text{оп}} U_{\text{г}} \tau / 2$ зависимости амплитуд откликов интеграторов рассматриваемых приемников на гармоническую помеху $a_{\text{норм}} = a_{\text{норм}}(\Delta\omega)$ от коэффициента расстройки по частоте k данной помехи относительно сигнала. Графики, представленные на рис. 3а, б, соответствуют приему сложных ФМ сигналов ($B = 63$), сформированных на основе *M*-последовательностей, полученных с помощью одного и того же порождающего полинома со значениями его коэффициентов 1100111 и разных значений первых шести символов *M*-последовательностей.

Анализ представленных на рис. 3 графиков позволяет сделать ряд полезных выводов.

Одна и та же амплитуда отклика может быть получена для нескольких расстроек по частоте. Большие значения откликов находятся, в основном, в пределах значений коэффициентов расстройки по частоте k, находящихся в интервале $|k| \in 1...15$, которые соответствуют

диапазону частот $(\omega_c+\Delta)...(\omega_c+15\Delta)$ либо $(\omega_c-15\Delta)...(\omega_c-\Delta)$, где $\Delta=2\pi/T$. Наличие данного диапазона расстроек по частоте предопределяет целесообразность постановки преднамеренных гармонических помех на частотах, находящихся в пределах этого диапазона.

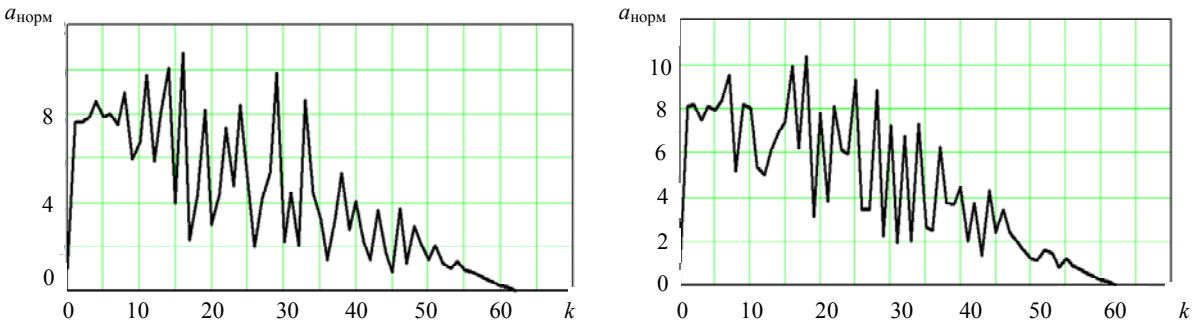
Зависимости $a_{\text{норм}}(k)$ оказываются различными для разных видов *M*-последовательностей. Эти зависимости имеют быстро осциллирующий характер, что, с учетом погрешности определения центральной частоты сигнала аппаратурой радиоразведки, затрудняет формирование (даже при известном виде *M*-последовательности) гармонической помехи с расстройкой по частоте, соответствующей максимальному отклику интегратора рассматриваемого приемника на эту помеху.



а) воздействие гауссовской помехи

б) воздействие гармонической помехи

Рис. 2. Зависимости вероятностей искажения гауссовской и гармонической помехами двоичных элементов в ЛРС с синхронным линейным кодовым уплотнением каналов (до декодера – сплошная линия и на выходе декодера – пунктирная линия) от отношения помеха/сигнал



а) первые шесть символов *M*-последовательности 110111

б) первые шесть символов *M*-последовательности 100111

Рис. 3. Зависимости нормированной амплитуды отклика интегратора приемника на гармоническую помеху $a_{\text{норм}}$ от коэффициента расстройки по частоте *k* данной помехи относительно сигнала

Поэтому с точки зрения практических приложений нецелесообразно говорить о показателе эффективности радиоподавления (например, о вероятности искажения двоичной посылки), достигаемом при заданной конкретной расстройке, в силу того, что точность данной расстройки трудно обеспечить на практике. В этом случае уместно использовать не точечные показатели эффективности (показатели эффективности, достигаемые при данной расстройке), а показатели, которые с требуемой надежностью (вероятностью) достигаются во всем выбранном диапазоне расстроек по частоте. Для этого необходимо выбрать благоприятный диапазон расстроек и для этого диапазона найти амплитуду отклика $a_{\text{норм}}$, которая с требуемой надежностью (вероятностью) будет меньше остальных амплитуд в этом диапазоне расстроек. В этом случае рассчитан-

ная вероятность искажения двоичной посылки для данной амплитуды помехи представляет собой вероятность искажения указанных посылок, которая с требуемой надежностью будет не хуже, чем рассчитанная.

Так как характер кривых $a_{\text{норм}}(k)$ зависит от вида *M*-последовательностей, то при заданной надежности для каждой кривой, представленной на рис. 3, существует свое значение амплитуды $a_{\text{норм}}$.

Далее дадим количественную оценку эффективности воздействия гармонической помехи на приемник сложного ФМ сигнала, расширение спектра которого осуществляется *M*-последовательностью, определяемой порождающим полиномом с коэффициентами 1100111 и первыми шестью символами этой последовательности, равными 110111 (см. рис 3а), при условии, что гармоническая помеха имеет расстройку по частоте относительно сигнала, лежащую в диапазоне частот $(\omega_c + \Delta)...(\omega_c + 15\Delta)$ либо $(\omega_c - 15\Delta)...(\omega_c - \Delta)$. Расчеты показывают, что этому случаю с надежностью 90% соответствует нормированная амплитуда отклика $a_{\text{норм}}(k) = 5{,}8$.

На рис. 2б сплошными линиями изображены зависимости вероятности $\overline{p}_{\text{л.у}}$ от $h^2_{\text{гс}}$ при количестве активных абонентов $L_a = 5, 9, 15$, значениях $B = 63$ и $a_{\text{норм}} = 5{,}8$, построенные по выражению (20), для случая воздействия гармонической помехи на приемник сложного ФМ сигнала с расширением спектра указанной на рис. 3а *M*-последовательностью. Пунктирными линиями изображены зависимости вероятности $\overline{p}_{\text{л.у декод}}$ от $h^2_{\text{гс}}$ для сверточного кода (9, 1/2, 753, 561) и тех же значений L_a, B, $a_{\text{норм}}$, полученные методом имитационного моделирования.

Из анализа изображенных на рис. 2а,б трафиков видно, что при некотором отношении помеха/сигнал вероятность искажения двоичных элементов на выходе декодера Витерби оказывается больше, чем на его входе. Это объясняется ограниченными возможностями корректирующих кодов по исправлению ошибок в сложной помеховой обстановке [9]: декодер не способен правильно исправить ошибки и, в свою очередь, «исправляет» правильно принятые двоичные элементы. Эта вероятность обеспечивается гауссовской и гармонической помехами, как видно из рис. 2, при различных отношениях помеха/сигнал на входе приемника. Для корректного сравнения этих помех по энергетической эффективности необходимо перейти на рис. 2 от отношений помеха/сигнал по эффективным мощностям к отношениям помеха/сигнал, в которых уровень помехи определяется пиковой мощностью. Это объясняется тем, что в средствах радиоподавления для усиления различных помех используется один и тот же усилитель с ограниченной пиковой мощностью.

Поскольку для гармонической помехи пиковая $\left(\mathcal{P}_{\text{г пик}}\right)$ и эффективная $\left(\mathcal{P}_{\text{г}}\right)$ мощности оказываются одинаковыми, а для гауссовской помехи $\mathcal{P}_{\xi\text{пик}} \approx 4{,}5\mathcal{P}_{\xi}$, то из рис. 2 следует, что гармоническая помеха для рассматриваемого случая оказывается более эффективной, так как обеспечивает заданную вероятность искажения двоичных элементов при меньшей пиковой мощности. При этом обеспечивается вероятность искажения двоичного элемента, равная 0,1 для гауссовской помехи и с надежностью 0,9 не менее 0,1 для гармонической помехи.

Выводы

Полученные зависимости вероятностей искажения двоичных элементов сложного ФМн сигнала на входе и выходе сверточного декодера Витерби от числа активных абонентов, базы сигнала, отношения мощностей сигнала, гармонической и гауссовской помех могут оказаться полезными при оценке помехоустойчивости ЛРС с синхронным линейным кодовым уплотнением каналов, функционирующих в условиях совместного либо раздельного воздействия станционных или преднамеренных помех и собственных шумов приемника, а также при обосновании требований к технике радиоподавления рассматриваемых ЛРС.

Создание рассматриваемым ЛРС преднамеренной помехи в виде аддитивной смеси гармонической и гауссовской составляющих нецелесообразно вследствие отсутствия дополнительного эффекта искажения двоичных посылок от совместного воздействия помех.

Полученные результаты свидетельствуют о бóльшей эффективности гармонической помехи по сравнению с гауссовской помехой при условии, что гармоническая помеха формируется с расстройкой по частоте в пределах диапазона частот $(\omega_c + \Delta)...(\omega_c + 15\Delta)$ либо $(\omega_c - 15\Delta)...(\omega_c - \Delta)$, где ω_c – частота сигнала, $\Delta = 2\pi/T$, T – длительность посылки сигнала.

Литература

1. *Варакин Л.Е.* Теория систем сигналов / Л.Е. Варакин. – М. : Сов. радио, 1978.

2. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники (кн. 1) / Б.Р. Левин. – М. : Сов. радио, 1969.

3. *Вентцель Е.С.* Теория вероятностей / Е.С. Вентцель. – М. : Наука, 1964.

4. Оценка эффективности воздействия гауссовской помехи на системы радиосвязи с нелинейным кодовым уплотнением каналов / А.А. Агафонов [и др.] // Радиотехника. – 2008. – № 6.

5. *Абрамовиц М.* Справочник по специальным функциям / М. Абрамовиц, И. Стиган. – М. : Наука, 1979.

6. *Гордей В.В.* Помехоустойчивость приема сложного ФМ сигнала на фоне гармонической помехи с учетом замираний и неточности синхронизации / В.В. Гордей, В.Н. Поддубный // Радиотехника. – 1992.– № 5–6. – С. 68–71.

7. *Банкет В.Л.* Цифровые методы в спутниковой связи / В.Л. Банкет, В.М. Дорофеев. – М. : Радио и связь, 1998.

8. *Дьяконов В.П.* Simulink 4. Специальный справочник / В.П. Дьяконов. – СПб. : Питер, 2002.

9. *Скляр В.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / В. Скляр. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2004.

Статья поступила в редакцию 28.06.2010 г.

УДК 511+519.719.2

КРИПТОГРАФИЧЕСКАЯ СИСТЕМА В ПОЛИНОМИАЛЬНЫХ КЛАССАХ ВЫЧЕТОВ ДЛЯ КАНАЛОВ С ШУМОМ И ИМИТИРУЮЩИМ ЗЛОУМЫШЛЕННИКОМ

Д.В. Самойленко, адъюнкт, e-mail: sam-0019@yandex.ru
О.А. Финько, профессор, e-mail: ofinko@yandex.ru
Краснодарское высшее военное училище (ВИ)

Рассматривается помехоустойчивая модулярная криптографическая система, функционирующая в полиномиальных классах вычетов. Предложен алгоритм расширения системы оснований криптографической системы. Представлена оценка помехоустойчивости предложенной криптографической системы по отношению к традиционной.

Ключевые слова: *Китайская теорема об остатках, криптоаналитик, криптография, криптосистема, модулярная арифметика, полиномиальные классы вычетов, поля Галуа, помехоустойчивое кодирование.*

CRYPTOGRAPHIC SYSTEM IN POLYNOMIAL CLASS DEDUCTION FOR CHANNEL WITH NOISE AND IMITATING VIOLATOR

D.V. Samoylenko, adjunct, e-mail: sam-0019@yandex.ru
O.A. Finko, professor, e-mail: ofinko@yandex.ru
Krasnodar High Military School (VI)

Antinoise modular cryptographic system, functioning in polynomial class deduction is discussed. The algorithm of the expansion of the system of the bases of the cryptographic system is offered. The estimation to offered noise-immunity cryptographic system as referred to the traditional one is presented.

Key words: *Chinese remainder theorem, cryptanalyst, cryptography, cryptosystem, modular arithmetic, polynomial residues, Galois fields, antinoise coding.*

Задача любой криптографической системы (КС) заключается в защите данных от неконтролируемых изменений при передаче их по общедоступным каналам связи или другим видам использования. Способность КС обеспечить эту защиту делает ее чувствительной к влиянию искажений различного происхождения (случайные помехи, имитирующие действия криптоаналитика) при передаче по каналам связи. Изменение одного бита зашифрованных данных (криптограмм) может привести к частичной или полной потере расшифрованных данных, что в свою очередь приведет к потере управления и контроля при выполнении различных задач. Поэтому для достоверной передачи криптограмм возникает необходимость в использовании КС, адаптированных для работы в таких условиях.

В то же время известны подходы к созданию таких КС [1, 2]. Так, в работах [3–7] рассматривалась блочная КС, функционирующая в кольце Z_p неотрицательных целых чисел по модулю p. Однако известно, что системы, функционирующие в поле Галуа с характеристикой 2, обладают рядом преимуществ, а именно высоким быстродействием, простотой реализации и эффективностью.

Цель статьи – разработка помехоустойчивой модулярной КС в кольце многочленов $GF(2)$, способной противостоять различного рода деструктивным воздействиям, как преднамеренным, так и непреднамеренным.

В [3–7] предложена КС в кольце Z_p, которая способна противостоять деструктивным воздействиям различного происхождения.

Правила зашифровывания и расшифровывания определены в общем виде:

$$C \to E_{k_1}:M, \tag{1}$$

$$M \to D_{k_2}:C, \tag{2}$$

где C – криптограмма, M – открытый текст, k_1 и k_2 – ключи, соответственно зашифровывания и расшифровывания. При $k_1 \neq k_2$ КС называется асимметрической, а при $k_1 = k_2$ – симметрической [8].

Открытый текст M разбивается на блоки $M_1, M_2, \ldots, M_n$, где M_i – m-битовый блок открытого текста. Соответственно для получения последовательности криптограмм $C_1, C_2, \ldots, C_n$ потребуется n операций зашифровывания и n операций расшифровывания. Поэтому преобразования (1) и (2) можно переписать в виде

$$\begin{cases} C_1 \to E_{k_{1,1}}{:}M_1, \\ C_2 \to E_{k_{1,2}}{:}M_2, \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ C_n \to E_{k_{1,n}}{:}M_n, \end{cases} \tag{3}$$

$$\begin{cases} M_1 \to D_{k_{2,1}}{:}C_1, \\ M_2 \to D_{k_{2,2}}{:}C_2, \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ M_n \to D_{k_{2,n}}{:}C_n, \end{cases} \tag{4}$$

где $k_{1,i} \neq k_{2,i}$ или $k_{1,i} = k_{2,i}\,(i = 1,2,\ldots,n)$ в соответствующих случаях.

Рассмотрим систему блоков криптограмм (3) в виде системы двоичных векторов:

$$\begin{cases} \vec{C}_1 = \left\{c_{m-1}^{(1)} c_{m-2}^{(1)} \ldots c_0^{(1)}\right\}, \\ \vec{C}_2 = \left\{c_{m-1}^{(2)} c_{m-2}^{(2)} \ldots c_0^{(2)}\right\}, \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ \vec{C}_n = \left\{c_{m-1}^{(n)} c_{m-2}^{(n)} \ldots c_0^{(n)}\right\}, \end{cases} \tag{5}$$

где $c_j^{(i)} \in \{0,1\}\left(i = 1, 2, \ldots, n,\ j = m-1,\ m-2, \ldots, 0\right)$.

Представим коэффициенты $c_j^{(i)}$ системы (5) как коэффициенты алгебраических полиномов полей Галуа $GF(p)$ характеристики $p = 2$. Тогда (5) примет вид

$$\begin{aligned} &C_1(x) = c_{m-1}^{(1)} x_1^{m-1} + c_{m-2}^{(1)} x_1^{m-2} + \ldots + c_0^{(1)}, \\ &C_2(x) = c_{m-1}^{(2)} x_2^{m-1} + c_{m-2}^{(2)} x_2^{m-2} + \ldots + c_0^{(2)}, \\ &\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ &C_n(x) = c_{m-1}^{(n)} x_n^{m-1} + c_{m-2}^{(n)} x_n^{m-2} + \ldots + c_0^{(n)}. \end{aligned}$$

При передаче последовательности криптограмм $C_1(x), C_2(x), \ldots, C_n(x)$ влияние искажений проявляется в том, что вместо одних переданных криптограмм принимаются другие $C_1^*(x), C_2^*(x), \ldots, C_n^*(x)$. Соответственно в результате расшифровывания принятых криптограмм адресат получит блоки открытых текстов $M_1^*, M_2^*, \ldots, M_n^*$, отличающиеся от исходных $M_1, M_2, \ldots, M_n$.

Будем представлять $C_i(x)$ как наименьшие неотрицательные полиномиальные вычеты по основаниям-полиномам $m_i(x)$, таким что $\gcd\left(m_i(x), m_j(x)\right) = 1$, где $i \neq j$; $i, j = 1, 2, \ldots, n$, причем $0 \le \deg C_i(x) < \deg m_i(x)$, где $\deg C_i(x)$ – степень полинома $(i = 1,2,\ldots,n)$. Тогда множество криптограмм $\{C_1(x), C_2(x), \ldots, C_n(x)\}$ можно рассматривать как единый информационный блок модулярного полиномиального кода (МПК) по системе оснований-полиномов $m_1(x), m_2(x), \ldots, m_n(x)$. В соответствии с Китайской теоремой об остатках для многочленов [9, 10] для заданного множества попарно взаимно простых многочленов $m_1(x), m_2(x), \ldots, m_n(x)$ и множества многочленов $C_1(x), C_2(x), \ldots, C_n(x)$, таких что $\deg C_i(x) < \deg m_i(x)$, система сравнений

$$\begin{cases} C(x) \equiv C_1(x) \bmod m_1(x), \\ C(x) \equiv C_2(x) \bmod m_2(x), \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ C(x) \equiv C_n(x) \bmod m_n(x) \end{cases} \tag{6}$$

имеет единственное решение $C(x)$.

Выполняется операция расширения МПК $\{C_1(x), C_2(x), \ldots, C_n(x)\}$ путем введения r избыточных оснований-полиномов $m_{n+1}(x)$, $m_{n+2}(x), \ldots, m_{n+r}(x)$ и получение r избыточных вычетов $C_{n+1}(x), C_{n+2}(x), \ldots, C_{n+r}(x)$:

$$\begin{cases} C_{n+1}(x) \equiv C(x) \mod m_{n+1}(x), \\ C_{n+2}(x) \equiv C(x) \mod m_{n+2}(x), \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ C_{n+r}(x) \equiv C(x) \mod m_{n+r}(x). \end{cases}$$

Причем $\gcd\left(m_i(x), m_j(x)\right) = 1$, где $i \neq j$; $i, j = 1, 2, \ldots, n+r$ и $\deg m_1(x), \ldots, \deg m_n(x) < \deg m_{n+1}(x) < \ldots < \deg m_{n+r}(x)$.

В совокупности элементы информационного блока $\{C_1(x), C_2(x), \ldots, C_n(x)\}$ и полученная последовательность избыточных крипто-

грамм $\{C_{n+1}(x), C_{n+2}(x), \ldots, C_{n+r}(x)\}$ образуют расширенный МПК в кольце многочленов $F[x]$ над $GF(2)$.

Введем метрику МПК и линейного двоичного кода (ЛДК).

Метрика МПК: *весом кодового вектора* $\{C(x)\}$ в МПК является количество ненулевых криптограмм (вычетов) и обозначается $w(\{C(x)\})$.

Кодовое расстояние между $\{C(x)\}$ и $\{D(x)\}$ определяется как вес их разности $w(\{C(x)\} - \{D(x)\})$.

Минимальное кодовое расстояние МПК – наименьшее расстояние между двумя любыми кодовыми векторами по Хэммингу с учетом данного определения веса.

Под одиночной ошибкой в кодовом слове МПК будем понимать произвольное искажение одной из криптограмм кодового слова МПК. Соответственно q-кратная ошибка определяется как произвольное искажение q криптограмм кодового слова МПК.

Полученный код обнаруживает все одиночные ошибки, если количество избыточных криптограмм $r \geq 1$, и исправляет q или менее ошибок, если $2q \leq r$.

Обнаружение ошибок в принятой последовательности криптограмм $C_1^*(x), \ldots, C_n^*(x), \ldots, C_{n+r}^*(x)$ осуществляется путем сравнения $C^*(x)$ с $M(x) = \prod_{i=1}^{n} m_i(x)$, где $C^*(x)$ – решение системы сравнений (6) для принятой последовательности криптограмм $C_i^*(x)$ $(i = 1, 2, \ldots, n+r)$; * указывает на возможные искажения.

Если $0 \leq C^*(x) < M(x)$, то принимается решение о том, что принятая последовательность криптограмм $C_1^*(x), \ldots, C_n^*(x), \ldots, C_{n+r}^*(x)$ не содержит обнаруживаемых ошибок. В противном случае фиксируется ошибка, предельная кратность которой определяется обнаруживающими способностями кода [11, 12].

Метрика ЛДК соответствует метрике Хэмминга. *Нормой (или весом)* кодового слова $x = (x_1, x_2, \ldots, x_n)$ называется число ненулевых символов.

Кодовое расстояние между словами $x = (x_1, x_2, \ldots, x_n)$ и $y = (y_1, y_2, \ldots, y_n)$ линейного двоичного кода над $GF(q)$ равно весу их разности.

Минимальное кодовое расстояние ЛДК – минимальное из всевозможных попарных расстояний между его кодовыми словами и равно $d_{\min}$.

Под одиночной ошибкой в метрике ЛДК понимается искажение одного бита криптограммы $C_i(x)$. Соответственно t-кратная ошибка определяется как произвольное искажение t бит криптограммы $C_i(x)$.

Пример n-канальной КС с одним избыточным каналом представлен на рис. 1.

Таким образом, вводимая в виде избыточных криптограмм избыточность обеспечивает свойства КС контролировать ошибки кодового слова МПК (количество искаженных криптограмм) и корректировать ошибки в отдельно взятой криптограмме (количество искаженных бит).

Расширение МПК является одной из основных операций, выполняемых в указанной КС. В [13] предложен алгоритм расширения модулярного кода, функционирующего в кольце Z_p. Рассмотрим данный алгоритм применительно к рассматриваемой КС. Суть его состоит в решении системы сравнений (6). В соответствии с Китайской теоремой об остатках для многочленов [9, 10], решению системы сравнений (6) будет соответствовать выражение

$$C(x) = \sum_{i=1}^{n} C_i(x) B_i(x) - r_C(x) M(x), \qquad (7)$$

где $B_i(x) = k_i(x) M_i(x)$ – полиномиальные ортогональные базисы, $k_i(x) = M_i^{-1}(x) \bmod m_i(x)$, $M_i(x) = \dfrac{M(x)}{m_i(x)}$, $M(x) = \prod_{i=1}^{n} m_i(x)$, $r_C(x)$ – ранг $C(x)$ для $i = 1, 2, \ldots, n$.

Естественно полагать, что определение $r_C(x)$ будет производиться непосредственно в процессе выполнения операции расширения. Тогда

$$r_C(x) = \text{Quotient}\left(\frac{C_i(x) k_i(x)}{m_i(x)}\right), \qquad (8)$$

где $\text{Quotient}\left(\dfrac{C_i(x) k_i(x)}{m_i(x)}\right)$ – наименьшее целое от деления $C_i(x) k_i(x)$ на основание $m_i(x)$, для $i = 1, 2, \ldots, n$.

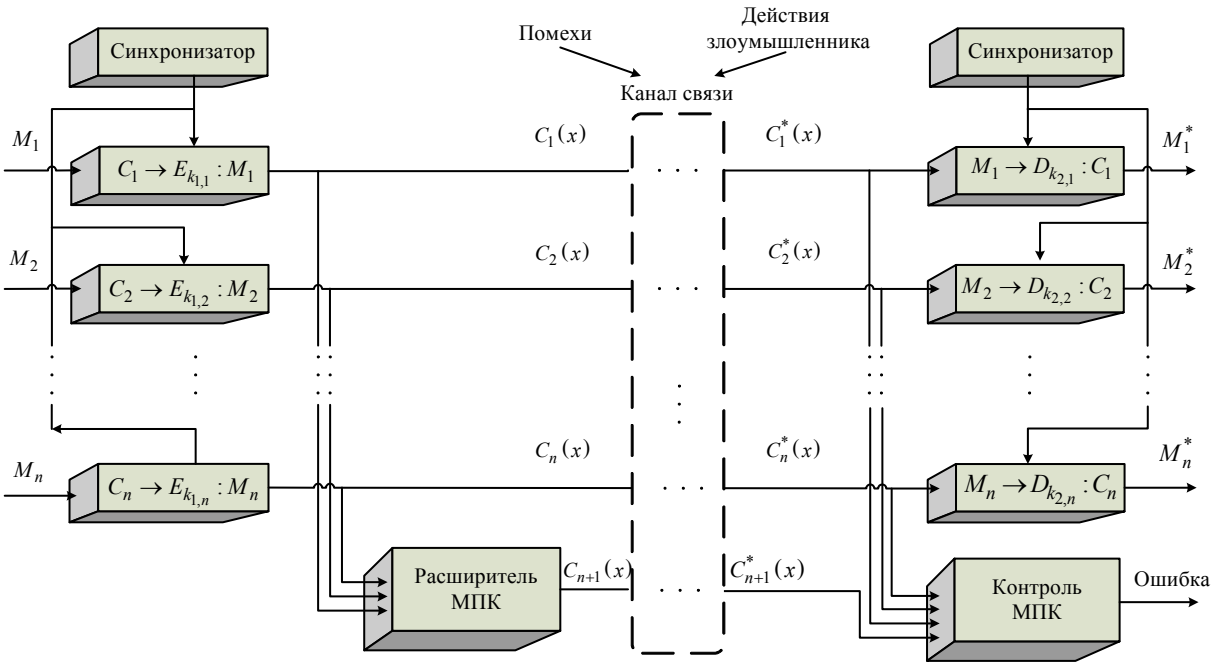


Рис. 1. КС с обнаружением однократных ошибок

Для получения $C_{n+1}(x)$ выражение (7) с учетом (8) примет вид

$$C_{n+1}(x) = C_1(x)\beta_1(x) \bmod m_{n+1}(x) + \\ + C_2(x)\beta_2(x) \bmod m_{n+1}(x) + \ldots \\ \ldots + C_n(x)\beta_n(x) \bmod m_{n+1}(x) - \\ - r_C(x)\mu(x) \bmod m_{n+1}(x),$$

где

$\beta_i(x) = B_i(x) \bmod m_{n+1}(x)$, $\mu(x) = M(x) \bmod m_{n+1}(x)$, для $i = 1, 2, \ldots, n$.

Выполним

$$G_1(x) = C_1(x)\beta_1(x) \bmod m_{n+1}(x) = \\ = g_{m-1}^{(1)} x^{m-1} + g_{m-2}^{(1)} x^{m-2} + g_{m-3}^{(1)} x^{m-3} + \ldots + g_0^{(1)},$$

$$G_2(x) = C_2(x)\beta_2(x) \bmod m_{n+1}(x) = \\ = g_{m-1}^{(2)} x^{m-1} + g_{m-2}^{(2)} x^{m-2} + g_{m-3}^{(2)} x^{m-3} + \ldots + g_0^{(2)},$$

$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$

$$G_n(x) = C_n(x)\beta_n(x) \bmod m_{n+1}(x) = \\ = g_{m-1}^{(n)} x^{m-1} + g_{m-2}^{(n)} x^{m-2} + g_{m-3}^{(n)} x^{m-3} + \ldots + g_0^{(n)},$$

$$A(x) = r_C(x)\mu(x) \bmod m_{n+1}(x) = \\ = a_{m-1} x^{m-1} + a_{m-2} x^{m-2} + a_{m-3} x^{m-3} + \ldots + a_0.$$

Представим полиномы $G_i(x)(i = 1,2,\ldots,n)$ и $A(x)$ в форме последовательности двоичных коэффициентов:

$$G_1(x) = \left(g_{m-1}^{(1)}\ g_{m-2}^{(1)}\ g_{m-3}^{(1)} \ldots g_0^{(1)}\right),$$
$$G_2(x) = \left(g_{m-1}^{(2)}\ g_{m-2}^{(2)}\ g_{m-3}^{(2)} \ldots g_0^{(2)}\right),$$
$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$
$$G_n(x) = \left(g_{m-1}^{(n)}\ g_{m-2}^{(n)}\ g_{m-3}^{(n)} \ldots g_0^{(n)}\right),$$
$$A(x) = \left(a_{m-1}\ a_{m-2}\ a_{m-3} \ldots a_0\right).$$

Получим

$$C_{n+1}(x) = x^{m-1}\left(a_{m-1} \oplus \bigoplus_{i=1}^{n} g_{m-1}^{(i)}\right) + \\ + x^{m-2}\left(a_{m-2} \oplus \bigoplus_{i=1}^{n} g_{m-2}^{(i)}\right) + \\ + x^{m-3}\left(a_{m-3} \oplus \bigoplus_{i=1}^{n} g_{m-3}^{(i)}\right) + \ldots \\ \ldots + \left(a_0 \oplus \bigoplus_{i=1}^{n} g_0^{(i)}\right) \bmod m_{n+1}(x) = \\ = \sum_{j=0}^{m-1} x^j \bigoplus_{i=1}^{n}\left(a_j \oplus g_j^{(i)}\right) \bmod m_{n+1}(x).$$

Приведенные выше преобразования позволяют без прямого определения $C(x)$, в соответствии с Китайской теоремой об остатках для многочленов, окончательно получить итоговое выражение для вычисления $C_{n+1}(x)$.

Ввиду способности КС обнаруживать и исправлять ошибки, возникает необходимость в оценке достоверности передачи данных. Для этого выполним расчет достоверности при передаче данных по каналу связи для предложенной многоканальной КС и КС-прототипа, использующей линейные коды.

Под достоверностью будем понимать степень соответствия принятых криптограмм переданным. Численно достоверность передачи информации будем характеризовать вероятностью гарантированно обнаруживаемой ошибки в криптограммах на приемной стороне КС [10, 14].

Введем допущение: ошибки кратности q в передаваемой последовательности криптограмм $C_1(x),\ldots,C_n(x),\ldots,C_{n+r}(x)$ происходят независимо друг от друга и их распределение подчиняется биномиальному закону:

$$P(q)=\sum_{q=1}^{n}\binom{n}{q}p^q(1-p)^{n-q}.$$

Для того чтобы оценить степень деструктивных воздействий на передаваемую последовательность криптограмм $C_1(x),\ldots,C_n(x),\ldots,C_{n+r}(x)$, необходимо знать величину p вероятности ошибочного приема криптограммы $C_i(x)$. Вероятность p ошибочного приема криптограммы $C_i(x)$ является величиной постоянной и вычисляется, если известна закономерность возникновения искажений, вызванных действиями криптоаналитика. Действия криптоаналитика на криптограмму $C_i(x)$ носят аналитический характер, поэтому последствия таких воздействий для приемной стороны являются *непредсказуемыми и случайными* [15]. Примем допущение: искажения вызванные действиями криптоаналитика на криптограмму $C_i(x)$ носят равновероятный характер.

Пусть p_{cr} – вероятность искажения бита криптограммы $C_i(x)$, вызванного действиями криптоаналитика. На основании принятых допущений, а также с учетом $d_{\min}$ определим для КС-прототипа вероятность искажения криптограммы $C_i(x)$, вызванного действиями криптоаналитика:

$$p_{cr1}=p_{cr}\sum_{t=i+1}^{h}\binom{h}{t}2^{-h},$$

где $\sum_{t=i+1}^{h}\binom{h}{t}$ – общее количество искажений в криптограмме $C_i(x)$, не обнаруживаемых данным методом контроля; $i+1\le t\le h$ – кратность ошибок, которые не будут обнаружены данным методом контроля; h – длина блока криптограммы; 2^h – общее количество возможных искажений.

Для многоканальной КС вероятность искажения криптограммы $C_i(x)$, вызванного действиями криптоаналитика, равна:

$$p_{cr2}=\frac{p_{cr}\binom{h}{1}+\binom{h}{2}+\ldots+\binom{h}{t}}{2^h}=\frac{p_{cr}2^h}{2^h}=p_{cr},$$

так как КС контролирует ошибки любой кратности в масштабе одной криптограммы $C_i(x)$.

Тогда для КС-прототипа, использующей линейные коды, вероятность гарантированно обнаруживаемых ошибок равна:

$$P_{er1}=\sum_{q=1}^{n}\binom{n}{q}p_{cr1}^q\left(1-p_{cr1}\right)^{n-q}.$$

Для предложенной КС вероятность гарантированно обнаруживаемых ошибок равна:

$$P_{er2}=1-\sum_{q=0}^{d_{\min}-1}\binom{l}{q}p_{cr2}^q\left(1-p_{cr2}\right)^{l-q},$$

где $l=n+r$.

Зависимости P_{er1}, P_{er2} и выигрыша $P_{er2}-P_{er1}$ от коэффициента избыточности применяемого (линейного – в первом случае, модулярного – во втором) кода при ограничениях $p_{cr}=1{,}5\times10^{-1}$, $l=12$ представлены на рис. 2. Здесь $K_r=1-n/l$ – коэффициент избыточности.

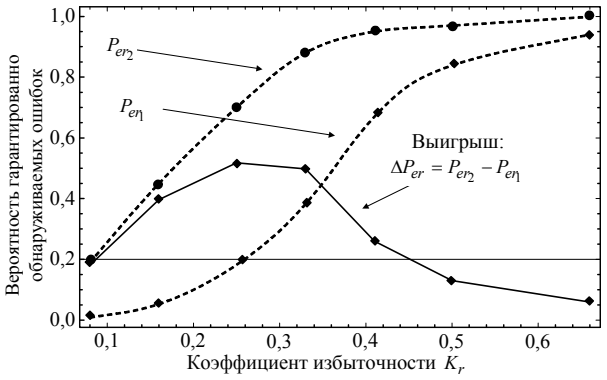


Рис. 2. Зависимость вероятности гарантированно обнаруживаемых ошибок от коэффициента избыточности

Таким образом, в данной статье предложена помехоустойчивая КС, функционирующая в кольце многочленов $GF(2)$, ориентированная на применение в современных и перспективных многопользовательских шифрованных каналах связи. Отличительной чертой предложенной КС является полная инвариантность к кратности ошибок сообщений в шифрованных каналах связи ограниченного числа отдельных пользователей. При этом помимо повышения уровня помехоустойчивости достигается увеличение имитостойкости КС. Для дальнейшего существенного увеличения имитостойкости КС избыточный канал связи должен быть зашифрован. Существенным достоинством является также и то, что данная КС строится на основе существующих одноканальных КС. Если при этом исходная КС является сертифицированной, то при ряде ограничений, накладываемых на порядок получения ключей и соблюдении условий эксплуатации, проблема сертификации предложенной КС может быть снята.

Литература

1. *Godoy W.* A proposal of a cryptography algorithm with techniques of error correction / W. Godoy, D. Periera // Computer Communications 20(15), 1997. – Pp. 1374–1380.

2. *Сидельников В.М.* Криптография и теория кодирования / В.М. Сидельников. – М. : Изд-во МГУ им. М.В. Ломоносова, 2002. – 128 с.

3. *Финько О.А.* Групповой контроль ассиметричных криптосистем методами модулярной арифметики / О.А. Финько // XIV Междунар. школа-семинар «Синтез и сложность управляющих систем» : сб. науч. тр. / Нижегород. пед. ун-т ; под ред. акад. РАН О.Б. Лупанова. – Н. Новгород , 2003. – С. 85–86.

4. *Финько О.А.* Многоканальные модулярные системы, устойчивые к искажениям криптограмм / О.А. Финько // 50 лет Модулярной арифметике : сб. науч. тр. Междунар. науч. конф. – М. : Ангстрем, МИЭТ, 2006. – С. 552–558.
http://www.computer-museum.ru/books/archiv/sokcon18.pdf

5. *Финько О.А.* Конструкции, контролирующие ошибки, на основе действующих криптографических стандартов / О.А. Финько, Д.В. Самойленко // Дискретные модели в теории управляющих систем : VIII Междунар. конф. – М. : Изд-во МГУ им. М.В. Ломоносова, 2009. – С. 318–320.

6. *Финько О.А.* Многоканальные системы, устойчивые к искажению криптограмм. В коллект. монограф. «Криптографические методы защиты информации» / под ред. Е.А. Сухарева. Кн. 4. – М. : Радиотехника, 2007. – С. 91–96.

7. *Самойленко Д.В.* Оценка помехоустойчивости криптосистемы, основанной на Китайской теореме об остатках, для N каналов с шумом и имитирующим злоумышленником / Д.В. Самойленко, О.А. Финько // Информационная безопасность : XI Междунар. конф. Ч. 3. – Таганрог : Изд-во ТТИ ЮФУ, 2010. – С. 154–159.

8. *Алферов А.П.* Основы криптографии : учеб. пособие, 2-е изд., испр. и доп. / А.П. Алферов, А.Ю. Зубов. – М. : Гелиос АРВ, 2002. – 480 с.

9. *Габидулин Э.М.* Кодирование в радиоэлектронике / Э.М. Габидулин, В.Б. Афанасьев. – М. : Радио и связь, 1986. – 176 с.

10. *Блейхут Р.* Теория и практика кодов, контролирующих ошибки / Р. Блейхут. – М. : Мир, 1986. – 576 с.

11. *Амербаев В.М.* Теоретические основы машинной арифметики. – Алма-Ата : Наука, 1976. – 324 с.

12. *Торгашев В.А.* Система остаточных классов и надежность ЦВМ / В.А. Торгашев. – М. : Сов. радио, 1973. – 120 с.

13. *Самойленко Д.В.* Алгоритм расширения системы больших оснований модулярной арифметики / Д.В. Самойленко, О.А. Финько // Информационная безопасность : XI Междунар. конф. Ч. 3. – Таганрог : Изд-во ТТИ ЮФУ, 2010. – С. 151–154.

14. *Питерсон У.* Коды, исправляющие ошибки / У. Питерсон. – М. : Мир, 1976. – 575 с.

15. *Бабаш А.В.* Криптография / А.В. Бабаш, Г.П. Шанкин. – М. : Солон-Р, 2002. – 512 с.

Статья поступила в редакцию 2 сентября 2010 г.

УДК 621.391.23

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СЕТИ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ СТАНДАРТА GSM

А.П. Ващенко, ст. офицер, ГШ ВС РФ, e-mail: vap642805@mail.ru

Представлены результаты анализа процесса функционирования сети подвижной радиосвязи и основные характеристики качества обслуживания.

***Ключевые слова**: сотовая связь, качество обслуживания, средние потери, кластер, отношение сигнал/шум, занятость каналов, нагрузка соты.*

ANALYSIS OF GSM STANDARD-MOBILE RADIO COMMUNICATION NETWORK OPERATING EFFICIENCY BY MEANS OF SIMULATION MODELLING

A.P. Vashchenko, senior officer, Military Forces General Staff, e-mail: vap642805@mail.ru

Basing on the simulation of a mobile radio communication network, the results of its functioning process analysis and the quality of service main characteristics are given.

***Key words:** cellular communication, quality of service, average losses, cluster, signal to noise ratio, employment of channels, load of a cell.*

Стандарт сотовой связи GSM является в настоящее время одним из наиболее распространенных в областях разработки и применения сетей подвижной радиосвязи. При этом одной из приоритетных задач, решаемых на протяжении всего жизненного цикла такой системы, является повышение качества обслуживания абонентов сети.

Под качеством обслуживания абонентов (QoS), согласно определению CCITT (International Telegraph and Telephone Committee Consultative – Международный консультативный комитет по телеграфии и телефонии) [1], понимается суммарный эффект от параметров обслуживания, который определяет степень удовлетворения пользователя услугами связи. Стандартизацию требований к QoS в Европе проводит ETSI [2, 3]. Требования к качеству предоставления наиболее популярных услуг в сетях подвижной связи GSM и 3G, а также рекомендации по определению критериев их оценки и методам измерения QoS содержатся в техническом стандарте ETSI TS 102 250 [4].

В России ЗАО «Институт сотовой связи» совместно с ФГУП ЛОНИИС разработало руководящий документ отрасли Министерства РФ по связи и информатизации РД 44.254-2002 «Нормы на показатели качества услуг связи и методики проведения их оценочных испытаний» [5], устанавливающий единые нормы на показатели качества услуг сотовой связи независимо от конкретного стандарта.

Существенной особенностью подходов, базирующихся на методологии QoS, является выделение достаточно «субъективных» (например, «плохое качество речи») показателей наряду с хорошо формализованными показателями (например, «отношение сигнал/помеха»). Целью настоящей работы является проведение имитационного моделирования с последующим анализом его результатов с точки зрения повышения качества обслуживания абонентов сетей подвижной радиосвязи на основе стандарта GSM.

Имитационное моделирование было выполнено в среде MathCAD. Параметры моделирования приведены в табл. 1.

Таблица 1

Параметры модели

Параметр	Значение
Стандарт системы	GSM-900/1800
Пороговое значение сигнал/помеха q, дБ	9
Дисперсия медленных замираний σ_L^2, дБ	4 (пригород) 6 (окраина города) 8 (спальные районы) 10 (центр города)

Продолжение таблицы 1

Требуемая вероятность блокирования вызова	0,02
Высота подвеса антенны *BS* H_{BS}, м	30
Высота подвеса антенны *MS* H_{MS}, м	1,5
Радиус зоны обслуживания R_0, км	2,9
Число TRX в соте	1; 2
Число помехоопасных сот	2 (кластеры 3×9, 7×21) 3 (кластер 4×12)

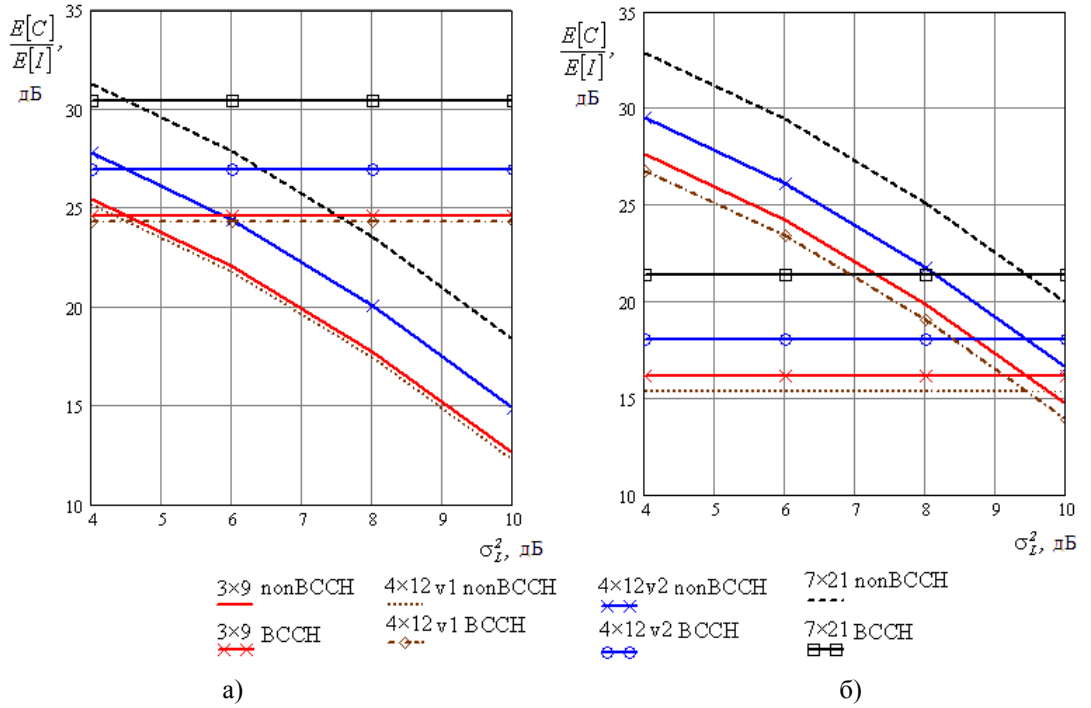
Расчет средних потерь выполнен по апробированным формулам [6, 7], представленным в табл. 2 для случая большого города. Полученные зависимости отношения сигнал/шум $\frac{E[C]}{E[I]}$ от числа занятых каналов в соте $\left(N_{TCH\ busy}\right)$, дисперсии медленных замираний $\left(\sigma_L^2\right)$, типа кластера $(S\times K)$ и режима кодека приведены на рис. 1–7.

Таблица 2

Математические модели для расчета основных потерь передачи в системе сотовой связи

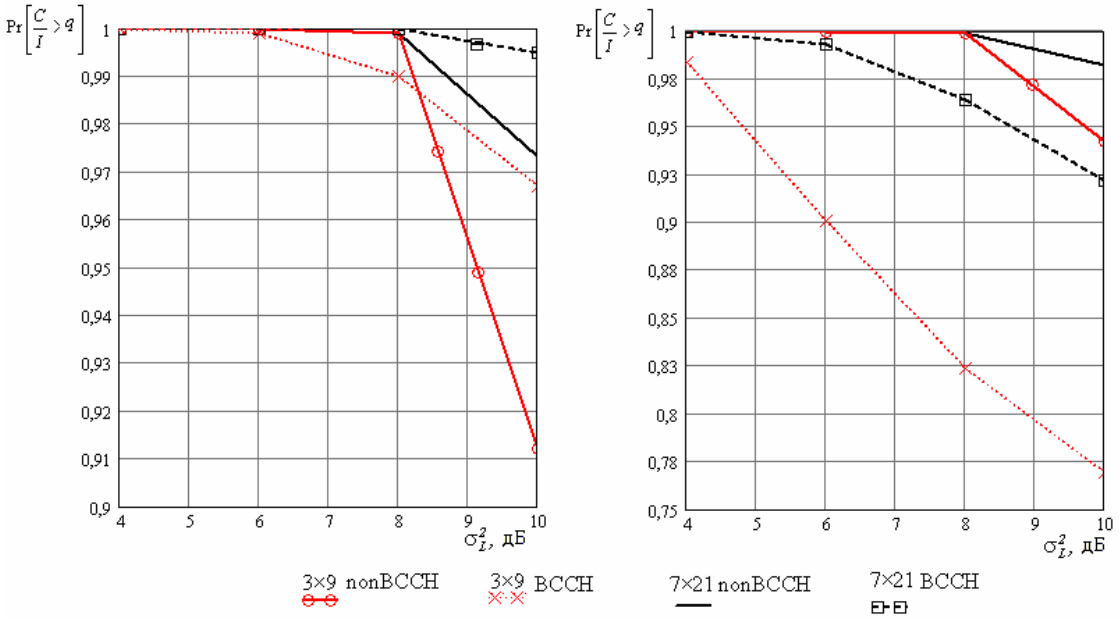
Наименование	Условия применимости, исходные данные	Описание зоны, дополнительные условия	Расчетное уравнение
Окамура--Хата (Rec. ITU-R P.529-2)	F = = 150…1000 МГц H_{BS} = 30…200 м H_{MS} = 1…10 м R = 1…20 км	Средний и малый город (medium stall city)	$L = 68,75 - 13,82\lg H_{BS} + 27,72\lg F -$ $-(1,1\lg F - 0,7)\cdot H_{MS} + (44,9 - 6,55\lg H_{BS})\cdot \lg R$
		Большой город (large city), $F \le 200$ МГц	$L = 68,45 - 13,82\lg H_{BS} + 26,16\lg F -$ $-8,29\left[\lg(1,54\cdot H_{MS})\right]^2 + (44,9 - 6,55\lg H_{BS})\cdot \lg R$
		Большой город (large city), $F \ge 400$ МГц	$L = 74,52 - 13,82\lg H_{BS} + 26,16\lg F -$ $-3,2\left[\lg(11,75\cdot H_{MS})\right]^2 + (44,9 - 6,55\lg H_{бс})\cdot \lg R$
		Пригород (suburban)	$L = 63,35 - 13,82\lg H_{бс} + 27,72\lg F - 2(\lg F/28)^2 +$ $+(44,9 - 6,55\lg H_{BS})\cdot \lg R - (1,1\lg F - 0,7)\cdot H_{MS}$
		Сельская местность – квазиоткрытая зона (Rural Quasi-Open)	$L = 32,81 - 13,82\lg H_{BS} + 46,05\lg F - 4,78(\lg F)^2 +$ $+(44,9 - 6,55\lg H_{BS})\cdot \lg R - (1,1\lg F - 0,7)\cdot H_{MS}$
		Сельская местность – открытая, голая, пустынная зона (Rural Open Area)	$L = 27,81 - 13,82\lg H_{BS} + 46,05\lg F - 4,78(\lg F)^2 +$ $+(44,9 - 6,55\lg H_{BS})\cdot \lg R - (1,1\lg F - 0,7)\cdot H_{MS}$
КОСТ 231-Хата (COST 231-Hata)	F = = 1500…2000 МГц H_{BS} = 30…200 м H_{MS} = 1…10 м R = 1…20 км	Средний город и пригородный центр с умеренной плотностью посадки деревьев (medium sized city and suburban centres)	$L = 45,5 - 13,82\lg H_{BS} + 35,4\lg F -$ $-(1,1\lg F - 0,7)\cdot H_{MS} + (44,9 - 6,55\lg H_{BS})\cdot \lg R$
		Центр столичного города (metropolitan centres)	$L = 48,5 - 13,82\lg H_{BS} + 35,4\lg F -$ $-(1,1\lg F - 0,7)\cdot H_{MS} + (44,9 - 6,55\lg H_{BS})\cdot \lg R$
		Сельская местность – квазиоткрытая зона (Rural Quasi-Open)	$L = 9,56 - 13,82\lg H_{BS} + 53,73\text{g}F - (1,1\lg F - 0,7)\times$ $\times H_{MS} - 4,78(\lg F)^2 + (44,9 - 6,55\lg H_{BS})\cdot \lg R$
		Сельская местность – открытая, голая, пустынная зона (Rural Open Area)	$L = 4,56 - 13,82\lg H_{BS} + 53,73\text{g}F -$ $-(1,1\lg F - 0,7)\cdot H_{MS} - 4,78(\lg F)^2 +$ $+(44,9 - 6,55\lg H_{BS})\cdot \lg R$

На рис. 1 графически представлены зависимости отношения сигнал/помеха от дисперсии медленных замираний для разных типов кластера при расположении *MS* в центре (а) и на краю зоны обслуживания (б) для диапазона 1800 МГц. 2 TRX в соте, режим работы кодека FR. Аналогичные кривые для диапазона 900 МГц очень близки к представленным на рисунках и здесь не приводятся.



а) б)

Рис. 1. Зависимость отношения сигнал/помеха от дисперсии медленных замираний (σ_L^2) в BCCH и nonBCCH-слое для разных типов кластера: а – MS_0 в центре соты, б – MS_0 на краю соты



а) б)

Рис. 2. Зависимость вероятности обеспечения требуемого отношения сигнал/помеха от дисперсии медленных замираний (σ_L^2) в BCCH и nonBCCH-слое для кластеров 3×9 и 7×21: а – MS_0 в центре соты, б – MS_0 на краю соты

Незначительное увеличение отношения сигнал/помеха от центра к краям соты в nonBCCH-слое обусловлено спецификой модели (постоянство уровня полезного сигнала на входе приемника *MS* при уменьшении уровней помех за счет увеличения длины трасс помеховых сигналов).

На рис. 2 графически представлены зависимости вероятности обеспечения требуемого отношения сигнал/помеха от дисперсии медленных замираний для разных типов кластера при расположении *MS* в центре (а) и на краю зоны обслуживания (б) для диапазона 1800 МГц. 2 TRX в соте, режим работы кодека FR.

На рис. 3 приведены зависимости вероятности активности помехоопасных RTSL от числа занятых каналов трафика в соте из двух TRX:

а) случай 2-х помехоопасных сот (кластеры 3×9, 7×21);

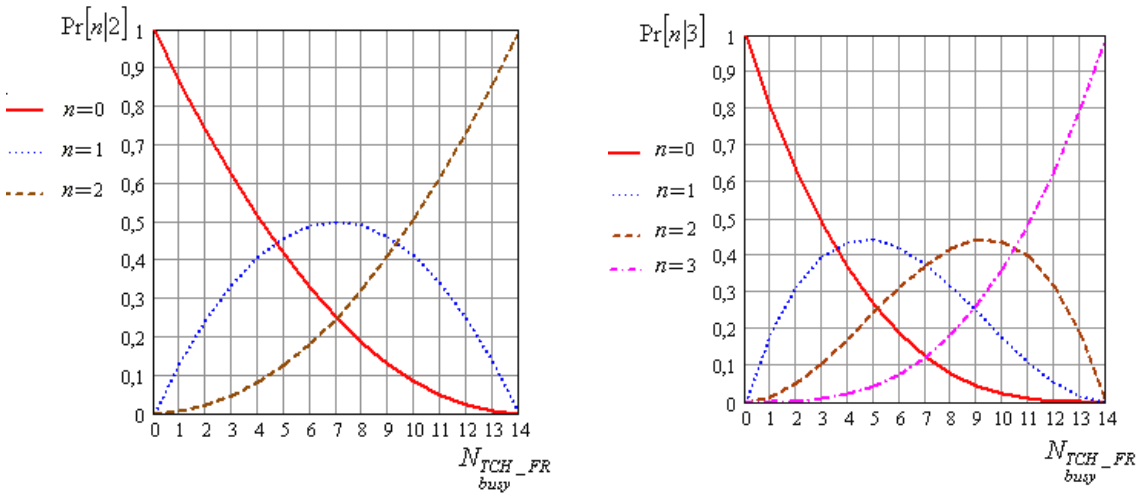
б) случай 3-х мешающих сот (кластер 4×12). Все соты работают в 100%-м режиме FR; число каналов трафика в каждой соте $N_{TCH} = 2 \cdot 8 - 1_{BCCH} - 1_{SDCCH} = 14$.

Из рис. 3 видно, что вероятность активности всех помехоопасных RTSL (максимальный уровень помех) увеличивается до 1 с ростом числа занятых каналов трафика в соте, вероятность отсутствия помех (все помехоопасные RTSL свободны) уменьшается при этом до 0. При $n = 0$ каналы трафика всех помехоопасных сот свободны и внутрисистемные помехи отсутствуют, помеховое воздействие оказывает только тепловой шум приемника MS_0.

На рис. 4–6 представлены зависимости отношения сигнал/помеха и вероятности обеспечения требуемого отношения сигнал/помеха в nonBCCH-слое от числа занятых каналов в соте с учетом активности помехоопасных RTSL. Графики построены для случаев FR и HR режима, типов кластера 3×9 и 7×21 и различных зон обслуживания; $F = 1800$ МГц, 2 TRX в соте, MS_0 в центре соты.

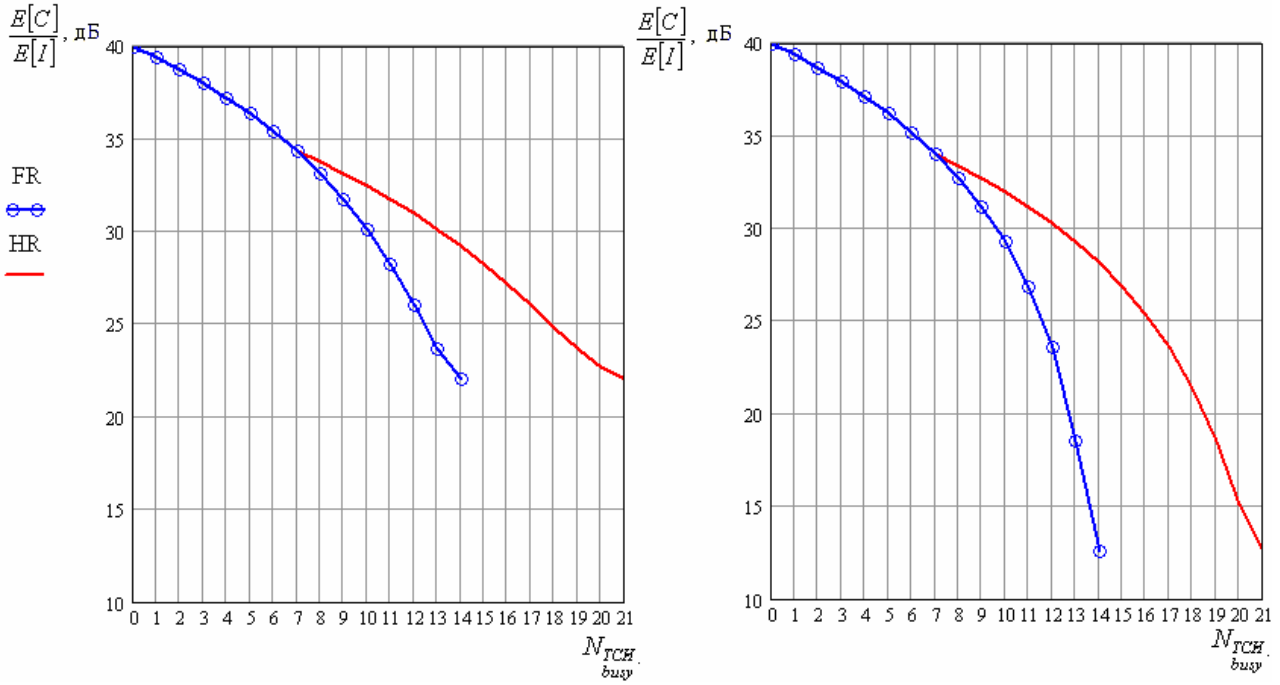
Таким образом, проведенный анализ внутрисистемных помех позволяет сделать следующие выводы:

1. При постоянном уровне помех зависимость отношения сигнал/помеха от дисперсии медленных замираний (рис. 1) практически линейна. В nonBCCH-слое видно характерное снижение уровня $\frac{E[C]}{E[I]}$ при росте дисперсии и уменьшении размерности кластера. Величина $\frac{E[C]}{E[I]}$ при кластере 7×21 выше на 3 дБ по сравнению с кластером 4×12 v2 и на 5 дБ превышает значение для кластера 3×9. В BCCH-слое отношение сигнал/помеха не зависит от дисперсии медленных замираний и уменьшается с удалением абонента от обслуживающей *BS*.



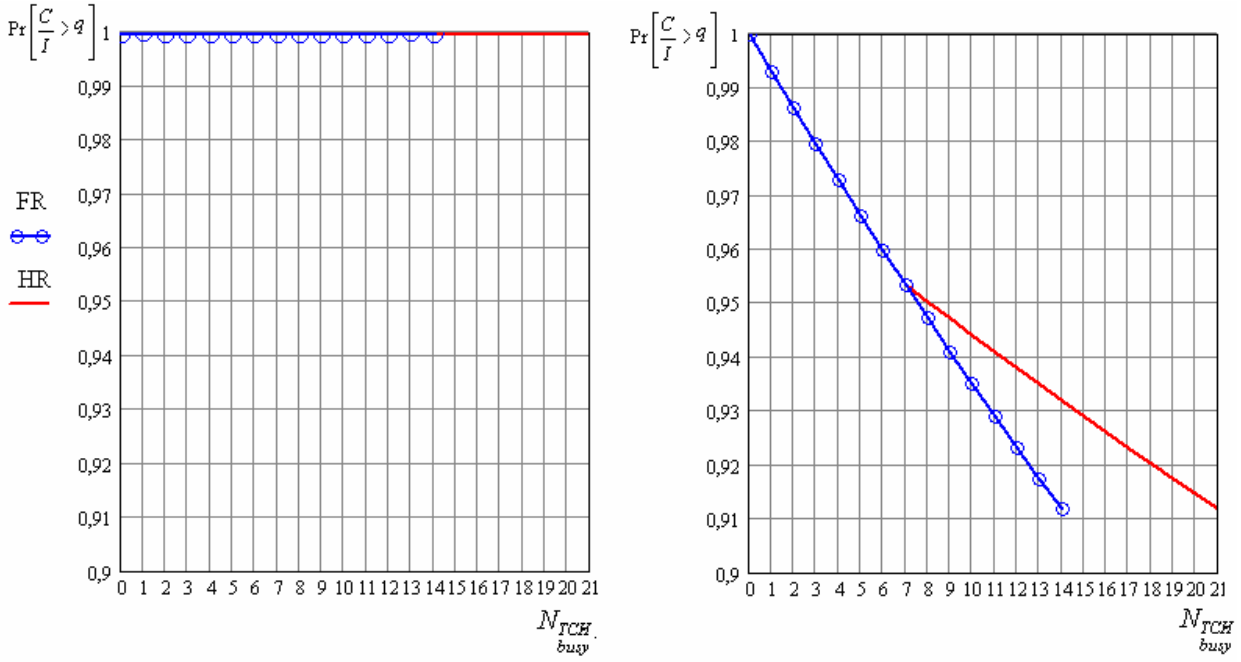
а) б)

Рис. 3. Зависимость вероятности активности помехоопасных RTSL от числа занятых каналов трафика в соте: а – случай 2-х мешающих сот, б – случай 3-х мешающих сот



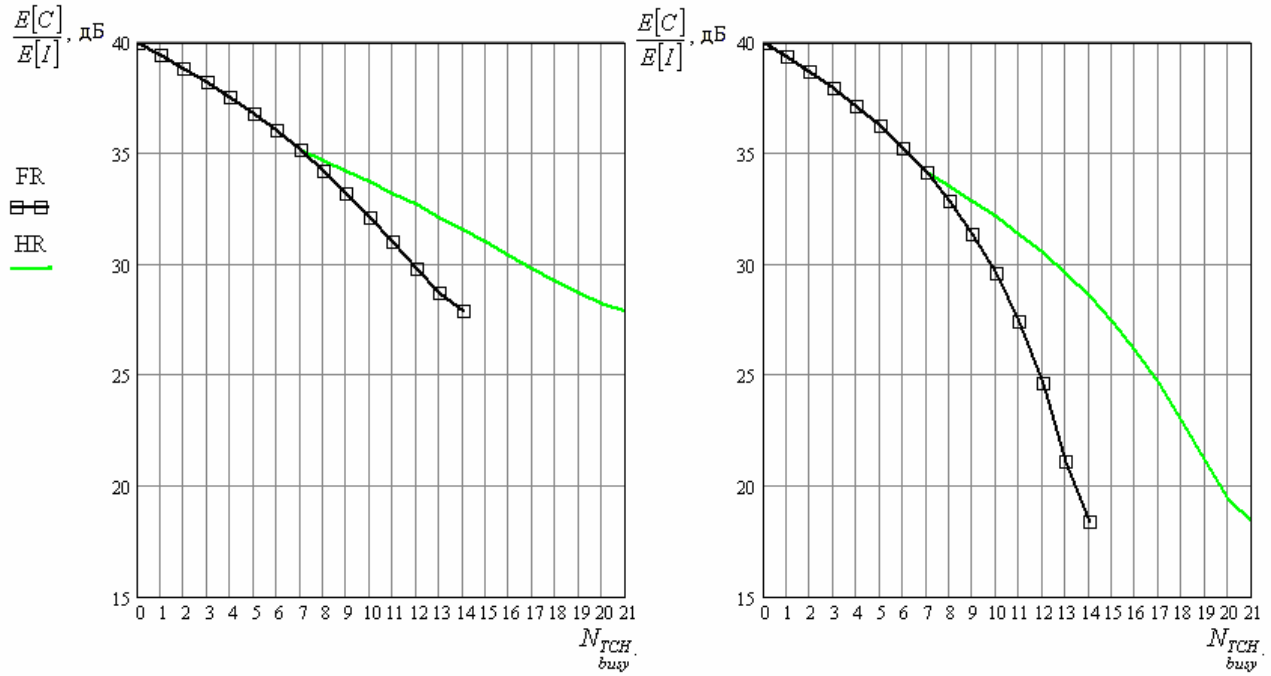
а) б)

Рис. 4. Зависимость отношения сигнал/помеха в nonBCCH-слое от числа занятых каналов в секторе для кластера 3×9 : а – $\sigma_L^2 = 6$ дБ, б – $\sigma_L^2 = 10$ дБ



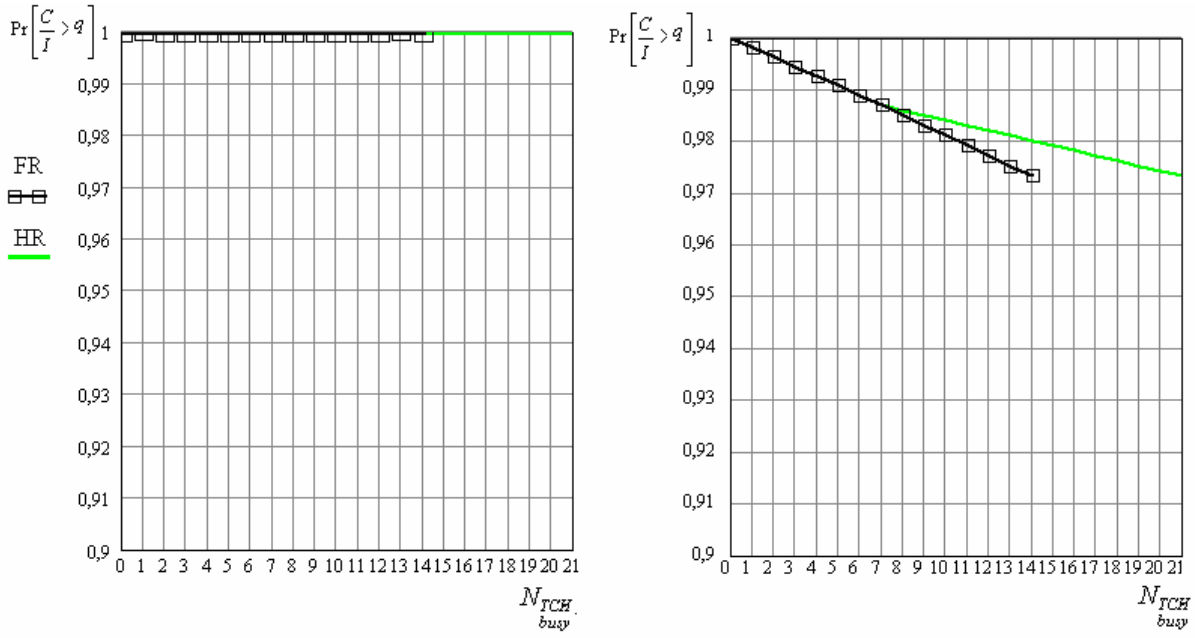
а) б)

Рис. 5. Зависимость вероятности обеспечения требуемого отношения сигнал/помеха в nonBCCH-слое от числа занятых каналов в секторе для кластера 3×9: а – $\sigma_L^2 = 6$ дБ, б – $\sigma_L^2 = 10$ дБ



а) б)

Рис. 6. Зависимость отношения сигнал/помеха в nonBCCH-слое от числа занятых каналов в секторе для кластера 7×21: а – $\sigma_L^2 = 6$ дБ, б – $\sigma_L^2 = 10$ дБ



а) б)

Рис. 7. Зависимость вероятности обеспечения требуемого отношения сигнал/помеха в nonBCCH-слое от числа занятых каналов в секторе для кластера 7×21: а – $\sigma_L^2 = 6$ дБ, б – $\sigma_L^2 = 10$ дБ

В табл. 3 приведены расчетные значения отношения сигнал/помеха для различных размерностей кластера (диапазон 1800 МГц).

Таблица 3

Расчетные значения отношения сигнал/помеха

Местоположение абонента	NonBCCH				BCCH
	σ_L^2 = 4 дБ	σ_L^2 = 6 дБ	σ_L^2 = 8 дБ	σ_L^2 = 10 дБ	
	Кластер 3×9				
Край соты	27,6	24,2	19,9	14,7	16,2
Центр соты	25,5	22,1	17,7	12,6	24,6
	Кластер 4×12 v1				
Край соты	26,8	23,4	19,0	13,9	15,3
Центр соты	25,2	21,8	17,4	12,3	24,3
	Кластер 4×12 v2				
Край соты	29,5	26,1	21,7	16,6	18,0
Центр соты	27,8	24,4	20,0	14,9	26,9
	Кластер 7×21				
Край соты	32,8	29,4	25,1	20,0	21,4
Центр соты	31,3	27,9	23,5	18,4	30,4

Полученные при моделировании значения отношения сигнал/помеха в сети GSM (табл. 3) близки к реальным. Снижение *C/I* на границе сот в BCCH-слое желательно компенсировать при частотном планировании сети, используя в BCCH-слое кластер с большей размерностью.

2. Характер зависимости вероятности обеспечения требуемого отношения сигнал/помеха от дисперсии медленных замираний (рис. 2) говорит о значительном влиянии морфоструктуры местности на данный параметр. При нахождении абонента в центре обслуживающей соты (зоны пригорода, окраины, спальных районов) $\left(\sigma_L^2 = 4\ldots8 \text{ дБ}\right)$ $\Pr\left[C/I > q\right] \approx 1$. В центре города указанная вероятность снижается до 0,91–0,97. При нахождении абонента на краю соты зависимость вероятности обеспечения требуемого отношения сигнал/помеха от дисперсии медленных замираний становится более явной, и $\Pr\left[C/I > q\right]$ в городской зоне при кластере 3×9 снижается до 0,77.

3. Учет активности помехоопасных таймслотов и числа занятых каналов в секторе обслуживающей *BS* (рис. 3–7) позволяет оценить уровень $\frac{E[C]}{E[I]}$ более корректно и избежать его занижения. Из графиков следует, что значения отношения сигнал/помеха при всех занятых RTSL соответствуют расчетным (табл. 3), а при меньшей загруженности соты трафиком превышают расчетный уровень на 1–25 дБ. $\Pr\left[C/I > q\right]$ также увеличивается с уменьшением числа занятых каналов в соте.

4. Для HR режима характер всех зависимостей сохраняется. Однако минимальные значения $\frac{E[C]}{E[I]}$ и $\Pr\left[C/I > q\right]$ достигаются при большем числе занятых каналов, т.е. при фиксированном числе занятых каналов трафика режим HR обеспечивает меньший уровень внутрисистемных помех. Например, в центре города при 14 занятых каналах в FR режиме $\Pr\left[C/I > q\right] = 0{,}91$, а в HR режиме $\Pr\left[C/I > q\right] = 0{,}93$.

Известно, что эффективность функционирования радиосети в целом может быть охарактеризована системой показателей, основными из которых являются уровень внутрисистемных помех C/I, спектральная эффективность и вероятность блокирования вызовов P_{bl}. При этом можно оценить такую важную характеристику, как абонентская нагрузка соты, измеряемую коэффициентом нагрузки

$$k_c = T_c / C,$$

где T_c – трафик соты (Эрл), C – емкость соты (Эрл).

Средняя занятость каналов соты в течение часа численно равна трафику соты в эрлангах. При высокой нагрузке соты ее трафик превышает номинальную емкость $\left(k_c > 1\right)$; при низкой нагрузке соты ее аппаратный ресурс может быть

сокращен на 1 и более приемопередатчиков с условием, что сократившаяся емкость соты не станет меньше текущего трафика (вследствие нелинейности закона Эрланга-*B* [7] верхняя граница области низкой нагрузки соты зависит от числа используемых приемопередатчиков).

На рис. 8 графически представлены зависимости вероятности блокирования вызова и спектральной эффективности от абонентской нагрузки на соту при разных режимах работы кодека (40% сетевого трафика обслуживается в *HR*-режиме).

На рис. 9 приведены зависимости отношения сигнал/помеха в nonBCCH-слое от вероятности блокирования вызова при разном значении дисперсии медленных замираний для кластеров 3×9 и 7×21 (2 TRX в соте, обслуживаемая *MS* находится в центре «своей» соты).

Рис. 10 иллюстрирует зависимость спектральной эффективности от отношения сигнал/помеха в nonBCCH-слое для кластеров 3×9 и 7×21 в спальных районах города ($\sigma_L^2 = 6$ дБ).

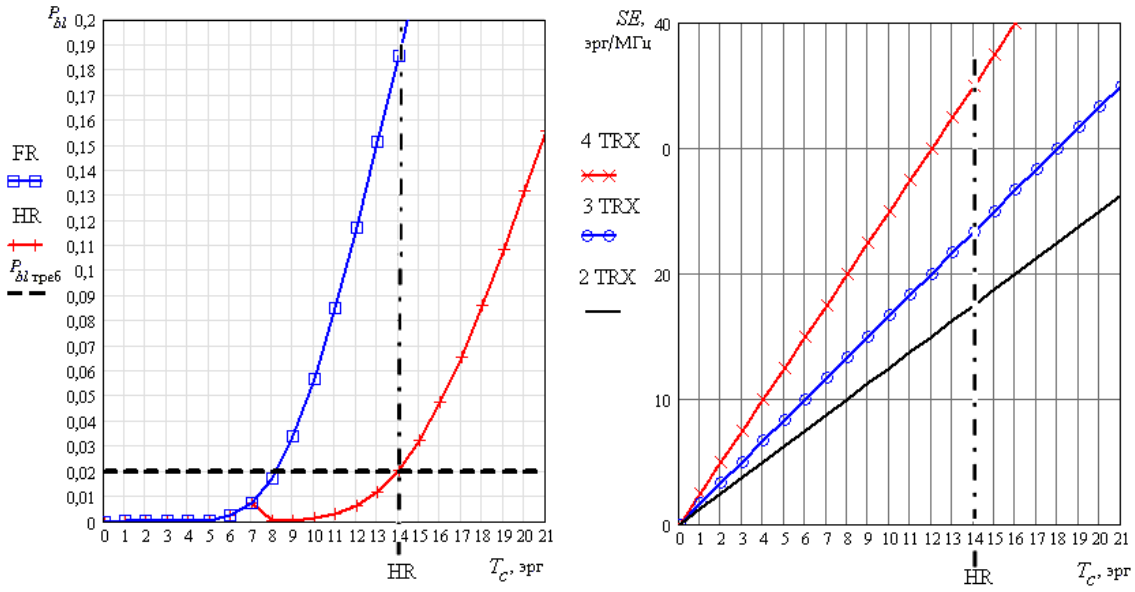
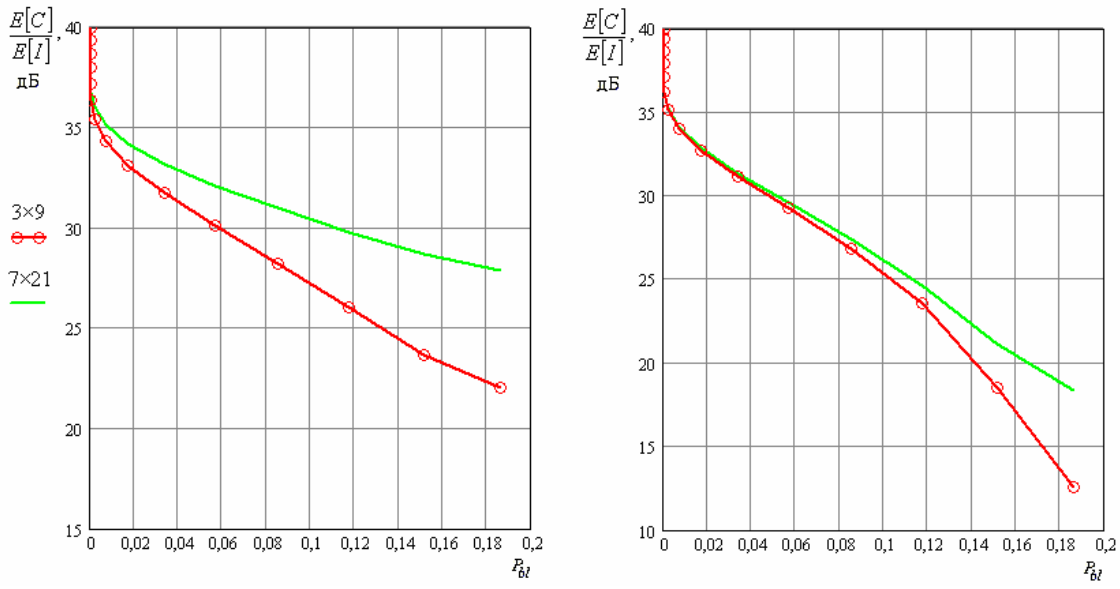


Рис. 8. Влияние абонентской нагрузки на вероятность блокирования вызова и спектральную эффективность



а) б)

Рис. 9. Зависимость отношения сигнал/помеха в nonBCCH-слое от вероятности блокирования вызова: а – $\sigma_L^2 = 6$ дБ, б – $\sigma_L^2 = 10$ дБ

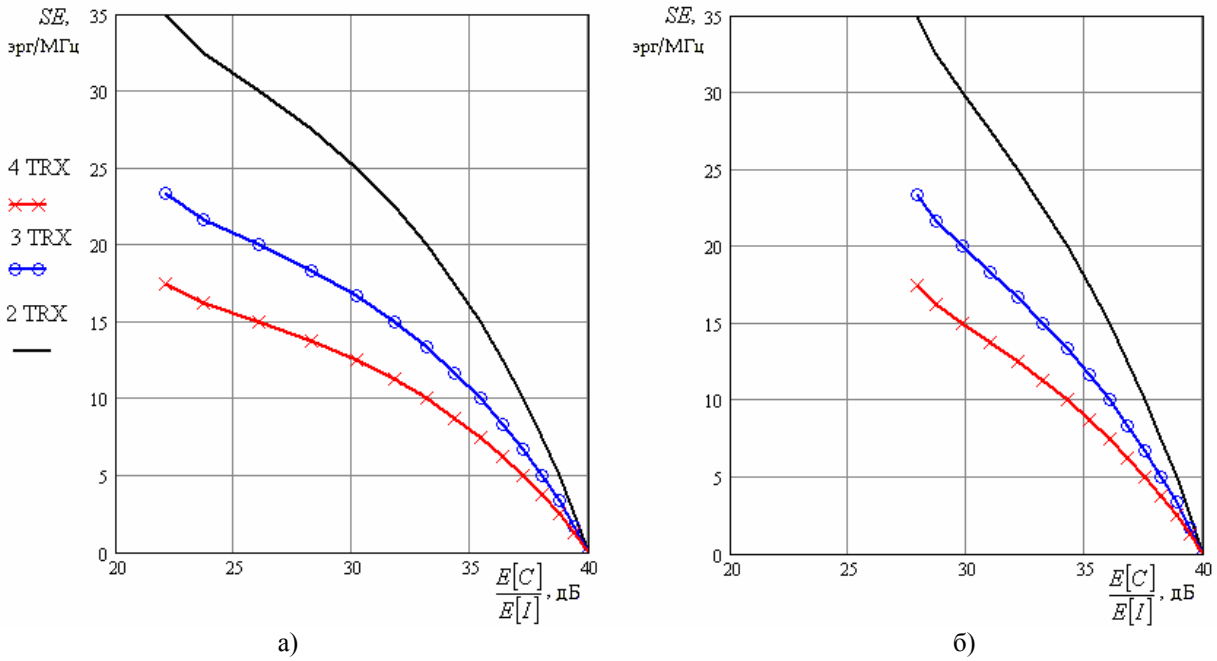


Рис. 10. Зависимость спектральной эффективности от отношения сигнал/помеха в nonBCCH-слое: а – кластер 3×9, б – кластер 7×21

Проведенный анализ показал, что кластер большей размерности позволяет обеспечить более высокое отношение сигнал/помеха. Но в спальных районах и центре города отношение сигнал/помеха значительно ухудшается из-за увеличения дисперсии медленных замираний. Таким образом, целесообразно использовать большую размерность кластера в районах плотной городской застройки. Дефицит частотного ресурса не всегда позволяет увеличить размерность кластера в диапазоне 900 Мгц. Однако в диапазоне GSM-1800 это вполне реализуемо, и при использовании методов управления радиоресурсами в двухдиапазонной сети GSM-900/1800 может быть обеспечено высокое качество связи.

На основании результатов моделирования был получен ряд зависимостей, позволяющих связать между собой QoS, загруженность каналов трафика и спектральную эффективность сети. В процессе анализа результатов были выделены основные градации состояния сети (рис. 11).

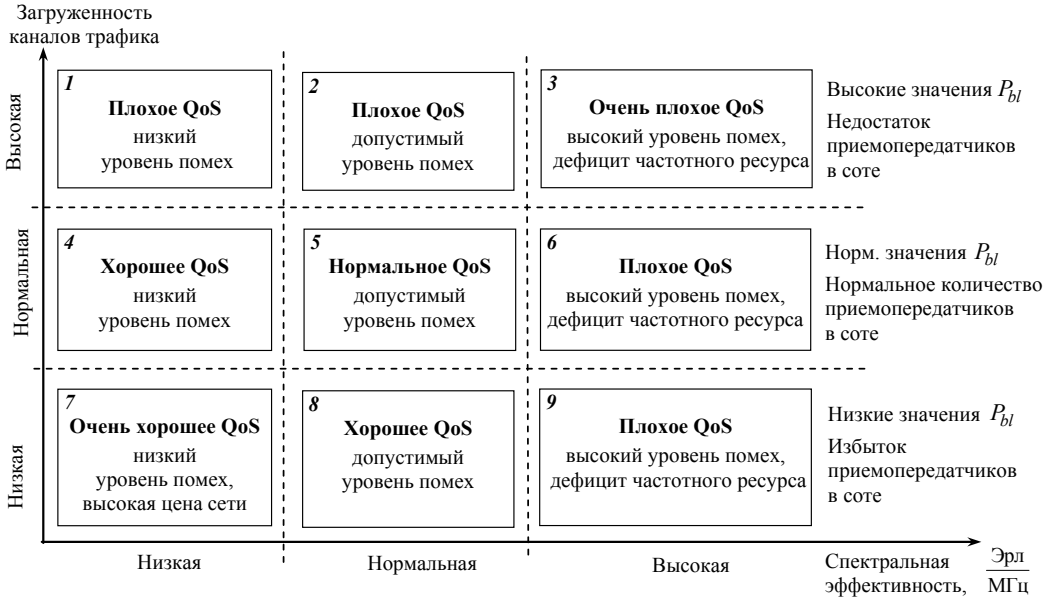


Рис. 11. Градации состояния сети в соответствии с подходом QoS

Анализ выявленных характеристик градаций состояния (рис. 11) позволяет сформулировать следующие основные выводы по качеству обслуживания в сети GSM:

1. При высокой нагрузке соты и невысокой спектральной эффективности (*1*) имеют место повышенные блокировки, обусловленные недостатком приемопередатчиков в соте.

2. При низкой нагрузке соты и низкой спектральной эффективности (*7*) обеспечивается высокое QoS. Однако при этом и стоимость сети будет неоправданно высокой, что не позволяет говорить об эффективном ее функционировании.

3. При высокой нагрузке соты и высокой спектральной эффективности (*3*) имеют место высокие блокировки наряду с высоким уровнем внутрисистемных помех. Данное состояние присуще сетям, операторы которых пытаются обеспечить приток абонентов низкой ценой на услуги связи.

4. При низкой нагрузке соты и высокой спектральной эффективности (*9* – избыток приемопередатчиков при частом повторном использовании частот) уровень внутрисистемных помех высок в BCCH-слое и менее высок в nonBCCH-слое за счет низкой вероятности обслуживания на помехоопасном таймслоте (аналогия frequency hopping).

5. При нормальной нагрузке соты (*4*, *5*, *6*) спектральная эффективность в силу эффекта транкинга зависит от числа приемопередатчиков в соте.

6. При нормальной спектральной эффективности (*2*, *5*, *8*) обеспечивается допустимый уровень внутрисистемных помех. При этом QoS определяется блокировками, уровень которых зависит от нагрузки соты и достаточности аппаратного ресурса соты.

В силу общности математической модели и аналитических соотношений [6, 7], использованных в процессе имитационного моделирования, а также реалистичных исходных данных приведенные выводы следует считать справедливыми для достаточно широкого класса сетей стандарта GSM, обладающих частными особенностями архитектуры и функционирования.

Литература

1. *Бабков В.Ю.* Качество услуг мобильной связи. Оценка, контроль и управление / В.Ю. Бабков, П.В. Полынцев, В.И. Утюжанин ; под ред. А.А. Гоголя. – М., 2004.

2. ETSI : ETR 003: Network Aspect (NA). General aspects of quality of services (QoS) and Network Perfomance (NP). – 1994.

3. ETSI : ETR 138 : Quality of service indicators for Open Network Provision (ONP) of voice telephone and Integrated Services Digital Network (ISDN). – 1999.

4. ETSI TS 102 250-1. Speech processing, Transmission and Quality Aspects (STQ) ; QoS aspects for popular services in GSM and 3G networks ; Part 1 : Identification of Quality of Services aspects.

5. Руководящий документ Министерства РФ по связи и информатизации РД 44.254-2002. Нормы на показатели качества услуг связи и методики проведения их оценочных испытаний.

6. *Jakes W.C.* Microwave mobile communications. Wiley, New York, 1974.

7. *Руфова А.В.* Частотно-территориальное планирование сетей подвижной связи : учеб. пособие / А.В. Руфова ; под ред. В.Ю. Бабкова; СПбГУТ. – СПб, 2002.

Статья поступила в редакцию 9 августа 2010 г.

УДК 621.391.27

СПЕКТРАЛЬНЫЙ МЕТОД АНАЛИЗА И СИНТЕЗА ЦИФРОВЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

В.А. Маковий, нач. НТО, ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: makovij@mail.ru

Рассмотрены особенности проявления нелинейности амплитудной характеристики в аналого-цифровом тракте (АЦТ). Предложен метод анализа нелинейности АЦТ при помощи синусоидального измерительного сигнала. Получены расчётные соотношения для аналитического описания безынерционного нелинейного элемента по результатам преобразования тестового сигнала. Приведены методы синтеза корректирующих нелинейных элементов, позволяющие путём постобработки цифрового сигнала улучшить линейность АЦТ.

Ключевые слова: *интерполяция, безынерционный нелинейный элемент, полиномы Чебышева, коэффициенты Фурье, аналого-цифровой тракт, аналого-цифровой преобразователь, корректирующий нелинейный элемент, цифровая коррекция.*

SPECTRAL METHOD OF THE ANALYSIS AND SYNTHESIS OF DIGITAL NONLINEAR ELEMENTS

V.A. Makovy, head of Scientific and Technical Department, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: makovij@mail.ru

Features of manifestation of the nonlinearity of the amplitude response in the analog-digital path (ADP) are considered. The method of the analysis of non-linearity of an analog-digital path with sinusoidal measuring signal is offered. The calculated ratios for analytical description of the nonlinear element based on transformation of a test signal are received. Methods of synthesis of the correcting nonlinear elements are resulted, allowing by digital signal post-processing to improve the linearity of the ADP.

Key words: *interpolation, inertialess nonlinear element, Chebyshev polynomials, Fourier coefficients, analog-digital path, analog-digital converter, correcting nonlinear element, digital correction.*

Безынерционные нелинейные элементы (далее – НЭ) применяются в современных программно-определяемых радиосредствах для изменения спектра сигнала или изменения распределения его мгновенных значений. Они широко используются при таких видах обработки аналоговых сигналов, как амплитудное детектирование, умножение частоты, амплитудное ограничение [1]. Аналоговые НЭ с заданными свойствами реализуются на основе различных физических эффектов, например, таких как нелинейность вольт-амперной характеристики полупроводниковых приборов. Также известны аппроксимационные методы получения аналоговых НЭ [2]. Использование физических эффектов позволяет получать сравнительно небольшое число функциональных зависимостей. В то же время любой элемент аналогового тракта в различной мере является нелинейным элементом, что приводит к появлению интермодуляционных искажений сигнала и эффектам блокирования при совместном прохождении помех и сигналов через аналоговые узлы тракта. В настоящей работе рассматриваются НЭ с взаимно однозначно связанными мгновенными значениями входного и выходного сигнала, т.е. НЭ, реализующие биекцию.

Для НЭ зависимость выходного сигнала от входного описывается передаточной функцией $f(s)$. Изучение и описание характеристики преобразования нелинейного элемента традиционно осуществляется с использованием интерполяционных полиномов, например в форме Лагранжа или Ньютона [3]. Построение полинома Лагранжа начинается с измерения значений передаточной функции $f(s)$ для некоторого количества известных входных значений s_i, называемых узловыми точками. Классическим критерием завершения процесса интерполяции по Лагранжу является точное совпадение в узловых точках. Количество точек интерполяции выбирается в зависимости от прогнозируемого вида $f(s)$ и на основе оценки допустимой ошибки интерполяции.

При экспериментальном измерении передаточной характеристики физического НЭ в качестве источника входного измерительного сигнала применяются прецизионные генераторы ступенчатого напряжения [4]. Выходной сигнал НЭ фиксируется измерительными приборами. Далее по полученной таблице пар значений входного и выходного сигнала строится интерполяционный полином. После построения полинома следует провести серию дополнительных изме-

рений для определения средней и максимальной ошибки интерполяции, при необходимости скорректировать количество и положение узловых точек. Иногда для качественной оценки небольшой нелинейности в качестве измерительного сигнала применяют синусоидальный сигнал, оценка нелинейности ведётся по уровню третьей гармоники [5].

При изучении передаточной функции последовательно включенных аналоговых НЭ с известными передаточными функциями совокупный интерполяционный полином результирующего НЭ может быть найден как результат последовательного применения этих передаточных функций. Порядок совокупного интерполирующего полинома равен произведению максимальных степеней образующих его интерполирующих полиномов.

Появившийся в современных программно-определяемых радиосредствах [6] АЦТ также обладает нелинейной передаточной функцией, однако наличие в тракте прохождения сигнала аналого-цифрового преобразователя (АЦП) вносит особенности в процедуры анализа и измерения передаточной функции тракта. Структурная схема типового АЦТ с точки зрения нелинейности амплитудной характеристики представлена на рис. 1.

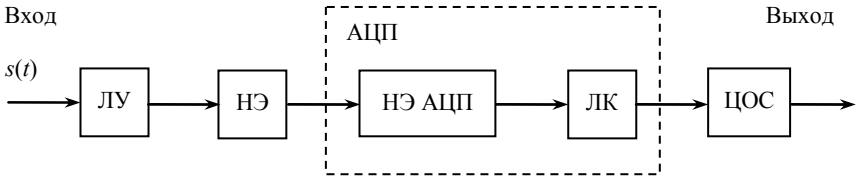


Рис. 1. Структурная схема нелинейного аналого-цифрового тракта

Входной сигнал после прохождения линейного усилителя ЛУ поступает на вход НЭ, который описывает нелинейность амплитудной характеристики аналогового тракта. Основной вклад в нелинейность такого АЦТ вносит буферный усилитель, осуществляющий согласование частотно-избирательных входных цепей с входом АЦП. Такая ситуация характерна для современных АЦТ, осуществляющих преобразование сигнала в цифровую форму на радиочастоте. Далее сигнал посредством АЦП преобразуется в цифровую форму представления и поступает в блок цифровой обработки сигнала (ЦОС), в котором реализуются алгоритмы радиоустройства.

Для анализа свойств нелинейности представим АЦП в виде последовательного соединения линейного дискретизатора и нелинейного квантователя по уровню [7]. Нелинейность дискретизатора относительно невелика и учитывается в НЭ АЦП. Нелинейный квантователь представим в виде последовательного соединения равномерного линейного квантователя (ЛК) и непрерывного НЭ, создающего нелинейность, эквивалентную нелинейности амплитудной характеристики дискретизатора и квантователя, входящих в АЦП. Нелинейность при последовательном соединении НЭ и ЛК возникает, как и в реальном АЦП, вследствие отклонения фактических напряжений межкодовых переходов S_i' от их номинальных значений S_i при неизменных выходных кодах ω_i. Результирующая характеристика преобразования (ХП) такой эквивалентной схемы совпадает с ХП реального АЦП, если ХП АЦП удовлетворяет условию

$$f\left(S_i'\right) = S_i,\ i = 1...2^m, \qquad (1)$$

где m – разрядность выходного кода ЛК.

На рис. 2 показано взаимодействие составляющих эквивалентной схемы АЦП. Аналитически суммарную характеристику передачи реального АЦП с учетом его нелинейности можно представить как сумму линейной (kS) и нелинейной $\varphi(S)$ функций

$$f(S) = k \cdot S + \varphi(S), \qquad (2)$$

где S – мгновенное значение входного сигнала нелинейного квантователя. При $k = 1$ величина функции $f(S)$ достигает значения напряжения межкодового перехода S_i линейного квантователя при входном сигнале

$$S_i' = S_i + \Delta S_i, \qquad (3)$$

где ΔS_i – отклонение напряжения i-го межкодового перехода реального квантователя от номи-

нального значения. Подставив (3) в (2), с учётом (1) получаем

$$\phi\left(S_i + \Delta S_i\right) = -\Delta S_i . \qquad (4)$$

Из (4) следует, что величина $\phi\left(S_i'\right)$ равна отклонению напряжения межкодового перехода S_i от номинального значения.

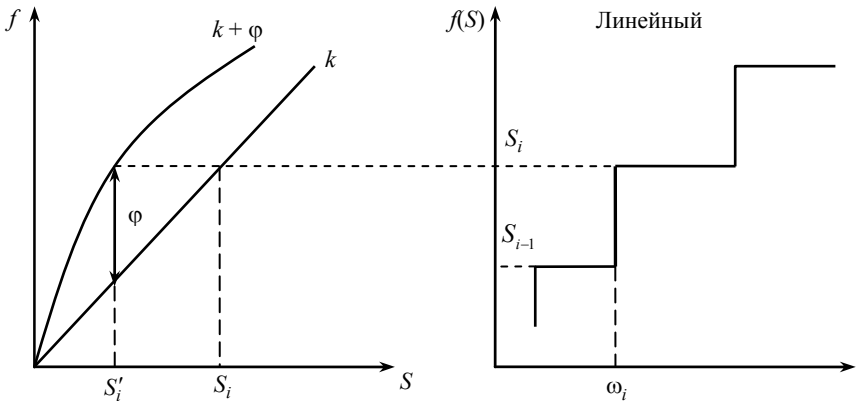


Рис. 2. Преобразование линейного квантователя в нелинейный при помощи НЭ

При аналого-цифровом преобразовании аналогового или дискретного во времени сигнала любой величине, находящейся в интервале от S_{i-1} до S_i, будет поставлен в соответствие код ω_i. Следовательно, не существует способа различить ХП АЦП, образованные при помощи различных НЭ, если их значения в ограниченном числе точек удовлетворяют условию (1). Для однокаскадных квантователей, рассматриваемых в данной работе, это количество точек равно количеству межкодовых переходов и может быть найдено как $N-1$, где N – количество различных выходных кодов квантователя. Если в АЦП используются все возможные при данной разрядности выходные коды, то $N = 2^m$, где m – разрядность выходной шины АЦП.

Утверждение 1

Характеристика преобразования НЭ АЦП является полиномом степени $N-2$:

$$f(S) = \sum_{i=0}^{N-2} b_i S^i , \qquad (5)$$

где b_i – коэффициент полинома при степени i; S – мгновенное значение входного сигнала НЭ; $N-1$ – количество межкодовых переходов в линейном квантователе.

Функция, проходящая через $N-1$ заданную точку, является полиномом степени не менее чем $N-2$. Докажем, что полином (5) единственный для каждого конкретного НЭ.

Предположим, что $f(S)$ описывается полиномом степени $K > N-2$. Он должен совпадать с полиномом (5) в $N-1$ точке в соответствии с (1). Существует бесконечное множество полиномов степени K, проходящих через $N-1$ заданную точку. В то же время ХП цепи на рис. 2 единственная. Следовательно, описывающий её полином тоже должен быть единственным. Это условие выполняется при степени полинома, равной $N-2$.

Наличие перед АЦП НЭ, учитывающего амплитудную характеристику аналоговой части АЦТ (рис. 1) и удовлетворяющего условию биекции, не изменяет общности вышеприведённых рассуждений. НЭ, описывающий нелинейные свойства аналогового тракта, и последовательно соединённый с ним НЭ АЦП могут рассматриваться как один НЭ. Такой НЭ будем называть НЭ АЦТ, и, соответственно, структурная схема нелинейного АЦТ примет вид, показанный на рис. 3.

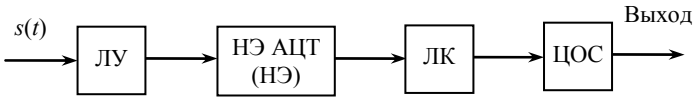


Рис. 3. Эквивалентная структурная схема нелинейного аналого-цифрового тракта

Утверждение 2

Последовательное соединение произвольного числа НЭ, каждый из которых есть биекция, и нелинейного квантователя представимо в виде последовательного соединения единственного НЭ и линейного квантователя с количеством межкодовых переходов $N-1$, причём передаточная функция такого НЭ точно представима полиномом степени $N-2$.

Действительно, каждому значению входного сигнала S на рис. 3 соответствует одно значение входного сигнала ЛК. В силу биекции верно и обратное утверждение. Следовательно, возможна замена последовательно соединённых НЭ одним эквивалентным. Результирующая ХП такого эквивалентного НЭ однозначно определяется $N-1$ значениями входного сигнала, соответствующими пересчитанным на его вход напряжениям межкодовых переходов реального АЦП (рис. 2). Поведение ХП эквивалентного НЭ в промежутках между этими значениями несущественно, поскольку любому значению входного сигнала между соседними напряжениями межкодового перехода соответствует один выходной код линейного квантователя.

Для АЦТ в процессе прохождения и обработки сигнала важно не допустить ограничения сигнала в процессе аналого-цифрового преобразования. При выходе мгновенных значений сигнала за пределы ЛК вследствие жёсткого ограничения в АЦП возникает большое количество продуктов нелинейности, и приём сигнала становится невозможен. В процессе прохождения сигнала по тракту при усилении и ослаблении его диапазон допустимых мгновенных значений меняется. Для описания диапазона возможных входных и выходных сигналов НЭ будем использовать понятие апертуры.

Входной апертурой НЭ будем называть интервал на передаточной характеристике, который соответствует интервалу возможных значений входного сигнала. Для НЭ, установленных перед ЛК, входная апертура соответствует значениям входного сигнала, при которых не происходит переполнения в ЛК при преобразовании сигнала в цифровую форму представления. Центрированной апертурой будем называть апертуру, симметричную относительно нулевого значения входного сигнала. Нормированной апертурой будем называть апертуру с величиной, равной двум вольтам для аналоговых НЭ. Для описания цифровых НЭ будет использоваться понятие полной шкалы (Full Scale, FS) [8]. Выходной код ЛК может принимать величину от +FS до –FS, что соответствует величине нормированной апертуры 2 FS в цифровых НЭ.

Если необходимо на вход НЭ с нормированной и центрированной апертурой подать сигнал с известным диапазоном мгновенных значений, то может быть применено преобразование

$$s'(t) = \frac{2 \cdot s(t)}{S_{\max} - S_{\min}} - \frac{S_{\max} + S_{\min}}{S_{\max} - S_{\min}}, \qquad (6)$$

где $S_{\max}$ – наибольшее мгновенное значение входного сигнала $S(t)$; $S_{\min}$ – наименьшее мгновенное значение входного сигнала $S(t)$; $s(t)$ – исходный сигнал; $s'(t)$ – сигнал для НЭ с нормированной и центрированной апертурой.

Выходная апертура НЭ в АЦТ образуется выходными кодами линейного квантователя ω_i (рис. 2). Эти величины являются фиксированными и неизменными. Соответственно, выходная апертура НЭ в АЦТ, в отличие от НЭ в аналоговом тракте, сохраняет стабильность при изменении параметров НЭ.

Основные отличия НЭ, характеризующего нелинейность АЦТ, от НЭ, описывающего нелинейность аналогового тракта, следующие:

– возможность точного описания при помощи полиномиальной аппроксимации, независимо от источников нелинейности;

– конечный порядок аппроксимационного полинома при точном описании нелинейности в АЦТ;

– наличие входной и выходной апертуры НЭ с границами диапазона допустимых (возможных) значений;

– стабильная выходная апертура НЭ, не зависящая от физических эффектов, вызывающих нелинейность.

При анализе НЭ АЦТ один из ключевых вопросов – выбор формы тестового сигнала, применяемого для измерения. Например, для интерполяции по Лагранжу необходимо использовать генератор ступенчатого напряжения [4]. Для измерений в радиотехнических устройствах такой тестовый сигнал неприменим вследствие ограничений на полосу пропускаемых частот в низкочастотной части спектра. Основным требованием к тестовому сигналу следует считать возможность формировать его с большой точностью или с малыми нелинейными искажениями. С точки зрения простоты формирования наиболее удачным решением следует считать синусоидальный измерительный сигнал. Точность фор-

мы такого сигнала может быть улучшена узкополосным фильтром до любой заранее определённой величины. Далее рассмотрим метод анализа нелинейности в АЦТ, основанный на использовании для измерений тестового синусоидального сигнала. При этом будут учтены полученные ранее свойства НЭ в АЦТ.

Важной задачей анализа и синтеза является обеспечение минимальной вычислительной сложности процедуры расчёта НЭ. Упростить процесс нахождения аппроксимирующего полинома возможно, если представить его в виде взвешенной суммы парциальных функций. Сами парциальные функции должны быть выбраны таким образом, чтобы максимально упростить расчёт их весов для выбранного тестового сигнала. Определим условия, при которых возможно представление ХП *f*(*S*) в виде суммы элементарных (парциальных) составляющих.

Лемма 1

Если два НЭ с характеристиками преобразования $f_1(S)$ и $f_2(S)$, каждый из которых есть биекция, имеют одинаковый выходной сигнал при одинаковом входном воздействии $S_1(t)$, принимающем все возможные значения в интервале $S_{1\max}\dots S_{1\min}$, то при входном воздействии $S_2(t)$ с интервалом мгновенных значений $S_{2\max}\dots S_{2\min}$ для равенства выходных сигналов этих НЭ достаточно выполнения условия

$$S_{2\max} \le S_{1\max},$$
$$S_{2\min} \ge S_{1\min}. \qquad (7)$$

То есть достаточно, чтобы интервал $S_{2\max}\dots S_{2\min}$ был вложен в интервал $S_{1\max}\dots S_{1\min}$. Равенство выходных сигналов двух НЭ при одинаковом входном воздействии возможно только тогда, когда их характеристики преобразования $f_1(S)$ и $f_2(S)$ равны на интервале входного воздействия. Очевидно, что при уменьшении интервала входного воздействия равенство выходных сигналов этих НЭ будет сохраняться. Из этой леммы следует, что выходной сигнал НЭ содержит информацию о форме ПФ тогда, когда входной сигнал принимает в процессе измерения все возможные для данного НЭ значения. Спектр выходного сигнала при известном входном сигнале с интервалом мгновенных значений, равным входной апертуре НЭ, также полностью описывает ХП НЭ.

Лемма 2

Выходной сигнал НЭ с передаточной функцией *f*(*S*), представимой в виде суммы парциальных передаточных функций $f_0(S)\dots f_n(S)$, может быть найден как сумма выходных сигналов этих парциальных НЭ при неизменном входном воздействии *S*(*t*). Действительно, если

$$f_0\left(s(t)\right) = c_0 \cdot s_0(t), \qquad (8)$$

$$f_1\left(s(t)\right) = c_1 \cdot s_1(t), \qquad (9)$$

$$f_2\left(s(t)\right) = c_2 \cdot s_2(t) \text{ и} \qquad (10)$$

$$f_2(S) = f_0(S) + f_1(S), \text{ то} \qquad (11)$$

$$f_2\left(s(t)\right) = c_0 \cdot s_0(t) + c_1 \cdot s_1(t) = c_2 \cdot s_2(t). \qquad (12)$$

Аналогично можно доказать справедливость леммы 2 для любого конечного числа парциальных передаточных функций. В спектральной области лемма 2 формулируется следующим образом. Спектр выходного сигнала НЭ с передаточной функцией *f*(*S*), представимой в виде взвешенной суммы парциальных передаточных функций $f_0(S)\dots f_n(S)$, может быть найден как взвешенная сумма спектров выходных сигналов этих парциальных функций $K_0(\omega)\dots K_n(\omega)$ при неизменном входном воздействии *S*(*t*), т.е. если

$$f_0\left(s(t)\right) \Leftrightarrow c_0 \cdot K_0(\omega), \qquad (13)$$

$$f_1\left(s(t)\right) \Leftrightarrow c_1 \cdot K_1(\omega), \qquad (14)$$

$$f_2\left(s(t)\right) \Leftrightarrow c_2 \cdot K_2(\omega) \text{ и} \qquad (15)$$

$$f_2(S) = f_0(S) + f_1(S), \text{ то} \qquad (16)$$

$$f_2(s(t)) = f_0(s(t)) +$$
$$+ f_1(s(t)) \Leftrightarrow c_0 \cdot K_0(\omega) + c_1 \cdot K_1(\omega) = c_2 \cdot K_2(\omega), \qquad (17)$$

где $\Leftrightarrow$ – символ перехода в спектральную область.

В соответствии с леммой 2 передаточная характеристика АЦТ может быть представлена в виде взвешенной с индивидуальными весами c_i суммы неких парциальных функций. Амплитудная характеристика АЦТ на интервале мгновенных значений тестового сигнала в соответствии с леммой 2 может быть представлена как

$$f(s) = \sum_{i=0}^{N-2} c_i f_i(s), \qquad (18)$$

где $f_i(s)$ – парциальная передаточная функция; c_i – относительный вес *i*-й парциальной функции $f_i(s)$; $N-1$ – количество межкодовых переходов в линейном квантователе АЦТ.

Выбор формы парциальных функций имеет решающее значение для возможности практического применения данного метода. Выбор парциальных функций произведём исходя из следующего:

– добавление новой парциальной функции не должно приводить к изменению ранее найденных коэффициентов разложения c_i;

– коэффициенты разложения должны быть инвариантны к фазе тестового сигнала;

– коэффициенты разложения должны быть инвариантны к временному сдвигу тестового сигнала;

– вычислительная сложность получения коэффициентов разложения c_i должна быть минимальной.

Всем этим условиям для НЭ с нормированной и центрированной выходной апертурой удовлетворяет парциальная функция вида

$$f_n\left(A\cos(\omega t)\right)=\cos(n\omega t), \qquad (19)$$

где A – входная центрированная апертура измеряемого НЭ. При нормированной и центрированной входной апертуре $A=1$ парциальная функция (19) является полиномом Чебышева первого рода *n*-й степени, обозначаемым $T_n(s)$ [9]. Сигнал $s_{\text{вых}}(t)$ на выходе НЭ с передаточной функцией *f*(*s*) и спектр этого сигнала соотносятся следующим образом:

$$s_{\text{вых}}(t)=f\left(\cos(\omega t)\right), \qquad (20)$$

$$s_{\text{вых}}(t)=\sum_{n=0}^{n=N-2} a_n\cos(n\omega t), \qquad (21)$$

$$f(s)=\sum_{n=0}^{n=N-2} a_n T_n(s), \qquad (22)$$

где a_n – *n*-й коэффициент разложения сигнала $s_{\text{вых}}(t)$ по ограниченному ряду Фурье или, что то же самое, величина *n*-й гармоники измерительного сигнала на выходе НЭ.

Действительно,

$$\sum_{n=0}^{n=N-2} a_n T_n\left(\cos(\omega t)\right)=\sum_{n=0}^{n=N-2} a_n\cos(n\omega t).$$

Можно утверждать, что если в результате прохождения измерительного сигнала вида

$$s(t)=A\cos(\omega t) \qquad (23)$$

через АЦТ с количеством межкодовых переходов в квантователе $N-1$ и характеристикой НЭ *f*(*s*) на выходе наблюдается сигнал $s_{\text{вых}}(t)=f\left(s(t)\right)$, то

$$f(s)=\sum_{n=0}^{n=N-2} a_n T_n(s), \qquad (24)$$

где $$a_n=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_0^{2\pi} f\left(\cos(\omega t)\right)\cdot\cos(n\omega t)dt. \qquad (25)$$

Полученное выражение (24) устанавливает возможность разложения ХП АЦТ произвольного вида на парциальные функции, причём величина каждой из них однозначно определяется по уровню и знаку соответствующей гармоники измерительного синусоидального сигнала. Предложенное разложение амплитудной характеристики по полиномам Чебышева аналогично разложению в ряд Фурье временных процессов. Это позволяет использовать хорошо разработанный математический аппарат преобразования Фурье для быстрого нахождения a_n. По полученным коэффициентам a_n можно найти величину характеристики преобразования при известном мгновенном значении входного сигнала. Для исключения вычисления сложных тригонометрических функций (18) можно воспользоваться итерационной формулой [9] для нахождения величины $T_n(s)$. Если учесть, что

$$T_0(x)=1,\ T_1(x)=x,$$

$$T_n(x)=T_{n-1}^2(x)-T_{n-2}(x),$$

нахождение величины *f*(*S*) при известной величине мгновенного значения входного сигнала S_i возможно при помощи алгоритма, структурная схема которого приведена на рис. 4.

Таким образом, мы получили решение прямой задачи – синтеза в аналитическом виде характеристики преобразования АЦТ с нелинейностью в аналоговой части тракта (24), (25).

В процессе анализа источников нелинейности также встречается обратная задача – нахождение фактического напряжения перехода для *i*-го интервала квантования ЛК по известным коэффициентам a_n. В настоящее время для этого применяется итерационная процедура поиска. Решение задачи в аналитическом виде не получено.

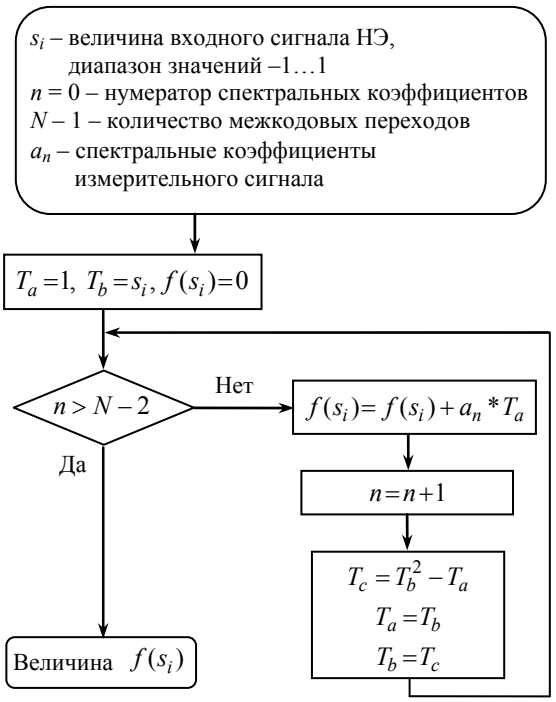


Рис. 4. Структурная схема алгоритма расчёта НЭ по спектру измерительного сигнала

Современные АЦТ должны обеспечивать обработку сигналов с большим динамическим диапазоном. На практике в трактах обработки программно-определяемых радиоустройств используют квантователи с большим количеством интервалов квантования – от 4096 до 16777216. Расчёт ХП реальных трактов с учётом такого количества гармоник измерительного сигнала не всегда оправдан. Оценим ошибку измерения ХП, возникающую при ограничении количества используемых при расчёте гармоник тестового сигнала до L. Ошибка ξ может быть определена как

$$\xi(s) = \sum_{n=0}^{N-2} a_n \cdot T_n(s) - \sum_{n=0}^{L-1} a_n \cdot T_n(S) = \sum_{n=L}^{N-2} a_n \cdot T_n(s). \quad (26)$$

Учитывая, что

$$\left|T_n(s)\right| \le 1,$$

получаем оценку сверху максимальной погрешности измерения ХП АЦТ

$$\xi \le \sum_{n=L}^{N-2} \left|a_n\right|. \quad (27)$$

Из (27) следует, что ошибка измерения не превышает суммы амплитуд гармонических составляющих тестового сигнала, не учитываемых при расчёте. В АЦТ при учёте $N-2$ гармоник нелинейности погрешность определения ХП определяется точностью формы измерительного сигнала и точностью вычислений. Методическая погрешность, вызванная учётом ограниченного числа гармоник, при этом отсутствует.

Точность формы синусоидального сигнала, применяемого в качестве тестового при измерении ХП АЦТ, наиболее часто характеризуется коэффициентом нелинейных искажений или коэффициентом гармоник K_r:

$$K_r = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} a_{nt}^2}{a_{1t}}}, \quad (28)$$

где a_{nt} – гармоника аналогового тестового сигнала с номером n. Приборы для измерения этого параметра широко распространены и относительно доступны. В реальных АЦТ нелинейность сравнительно невелика. В выходном сигнале НЭ амплитуда первой гармоники сигнала (23) значительно, более чем на 50…70 дБ, превышает уровень помех нелинейности. По аналогии с (27) можно показать, что погрешность измерения нелинейности АЦТ, вызванная гармониками тестового сигнала на входе НЭ $\xi_t(s)$, определяется как

$$\xi_t(S) = \sum_{n=2}^{\infty} a_{nt} T_n(s). \quad (29)$$

Среднеквадратическое значение погрешности измерения определяется выражением

$$\overline{\xi}_t = \sqrt{\frac{1}{2}\int_{-1}^{1}\left(\sum_{n=2}^{\infty} a_{nt} \cdot T_n(s)\right)^2 ds}. \quad (30)$$

Полученное выражение (30) не позволяет выразить $\overline{\xi}_t$ через величину коэффициента гармоник. Воспользуемся тем, что подынтегральная функция в (30) неотрицательна. Тогда при её умножении на произвольную вспомогательную функцию $\varphi(s)$ выполняется неравенство

$$\frac{1}{2}\int_{-1}^{1}\phi(s)\cdot\left(\sum_{n=2}^{\infty} a_n T_n(s)\right)^2 ds \ge \frac{1}{2}\int_{-1}^{1}\left(\sum_{n=2}^{\infty} a_n T_n(s)\right)^2 ds, \quad (31)$$

если $\phi(s) \ge 0$. Упростить (30) можно, если в качестве вспомогательной функции $\varphi(s)$ использовать функцию

$$\phi(s) = \frac{1}{\sqrt{1-s^2}}, \quad (32)$$

ортогонализующую полиномы Чебышева первого рода. Левую часть неравенства (31) преобразуем к виду

$$\frac{1}{2}\int_{-1}^{1}\sum_{n=2}^{\infty}\left(\frac{a_n^2 T_n^2(s)}{\sqrt{1-s^2}}\right)ds=\frac{\pi}{4}\sum_{n=2}^{\infty}a_{nt}^2. \qquad (33)$$

Поскольку $\frac{1}{\sqrt{1-s^2}}\geq 1$, то

$$\overline{\xi}^2\leq\frac{\pi}{4}\sum_{n=2}^{\infty}a_{nt}^2. \qquad (34)$$

Преобразуя (34) с учётом (28), получаем выражение для оценки сверху среднеквадратической погрешности измерения, вызванной наличием гармоник в тестовом сигнале или нелинейными искажениями тестового сигнала по величине его коэффициента нелинейных искажений:

$$\overline{\xi}\leq A\cdot\sqrt{\frac{\pi}{4}}K_r. \qquad (35)$$

Уменьшить величину нелинейности АЦТ и, соответственно, уменьшить уровень помех нелинейности при приёме сигналов возможно путём цифровой коррекции нелинейности АЦП [10] и, в соответствии с утверждением 2, всего АЦТ. Цифровая коррекция нелинейности заключается во введении в цифровую часть тракта прохождения сигнала искусственной нелинейности, при которой совокупная ХП нелинейного АЦТ и корректирующего нелинейного элемента (КНЭ) становится более линейной.

Из рассмотренной выше леммы 1 следует, что если тракт прохождения сигнала линеен для тестового сигнала, то его линейность сохраняется для сигнала произвольной формы с диапазоном мгновенных значений, меньшим или равным апертуре тестового сигнала. Для линеаризации АЦТ достаточно включить в тракт такой КНЭ, чтобы при синусоидальном измерительном сигнале результирующий выходной цифровой сигнал АЦТ содержал только первую гармонику измерительного сигнала.

Корректирующий нелинейный элемент может быть выполнен в параллельной (рис. 5) или в последовательной форме (рис. 6).

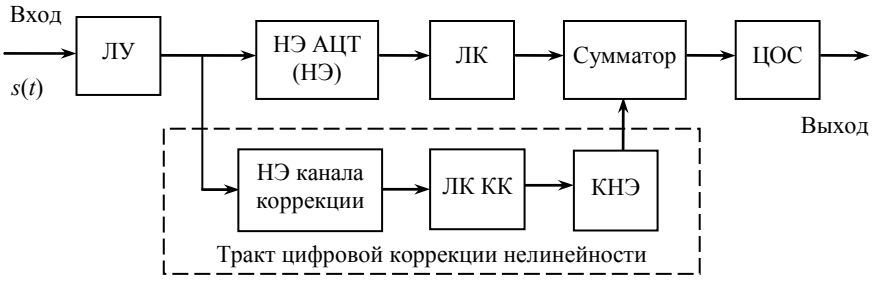


Рис. 5. Параллельное включение КНЭ в аналого-цифровом тракте

При параллельном включении КНЭ входит в состав дополнительного АЦТ, называемого трактом цифровой коррекции нелинейности. Передаточная характеристика КНЭ рассчитывается таким образом, чтобы помехи нелинейности на выходе вспомогательного тракта имели такие же амплитуды, что и на выходе АЦТ, но имели противоположный знак. Линеаризация основного тракта достигается сложением выходных сигналов НЭ и КНЭ. Если не учитывать нелинейность канала коррекции, то ХП КНЭ имеет вид

$$f_k(s)=-a_0T_0(s)-\sum_{n=2}^{N-2}a_nT_n(s), \qquad (36)$$

где a_n – коэффициент Фурье преобразования тестового сигнала на выходе нескорректированного АЦТ. Для ХП ЛАЦП, представленной в виде (24), при цифровой коррекции в параллельной форме верно следующее:

$$f(s)+f_k(s)=a_1T_1(s)=a_1s. \qquad (37)$$

Если собственной нелинейностью тракта цифровой коррекции пренебречь нельзя, то найденная ХП КНЭ (36) должна быть уточнена таким образом, чтобы с учётом собственной нелинейности обеспечивать на своём выходе заданный уровень спектральных составляющих при прохождении измерительного синусоидального сигнала. Благодаря удачному выбору парциальных функций эта процедура не вызывает сложностей. Фактически, для установления необходимого уровня и знака каждой гармонической составляющей

тестового сигнала на выходе КНЭ необходимо для каждой гармоники тестового сигнала на выходе КНЭ изменять один соответствующий ей коэффициент a_n (36). Взаимное влияние между различными коэффициентами a_n отсутствует.

В современных программно-определяемых радиосредствах линейность АЦТ такова, что уровни помех нелинейности (гармоники тестового сигнала a_n) на выходе тракта значительно меньше уровня первой гармоники a_1. Тогда линеаризация может осуществляться с учётом того, что

$$a_1 \cdot a_n \approx a_n >> a_n \cdot a_m \text{ при } m \neq 1, n \neq 1. \qquad (38)$$

Из (38) следует, что спектральные составляющие входных помех нелинейности на выходе КНЭ имеют практически те же самые амплитуды, и параллельное включение КНЭ можно заменить последовательным [10]. Структурная схема такого тракта представлена на рис. 6.

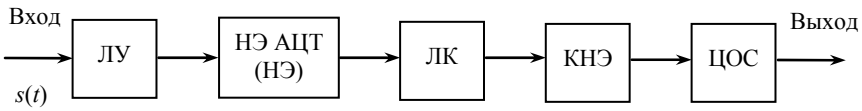


Рис. 6. Последовательное включение КНЭ в аналого-цифровом тракте

В этом случае характеристика КНЭ должна быть следующей:

$$f_k(s) = -a_0 T_0(s) + a_1 T_1 - \sum_{n=2}^{N-2} a_n T_n(s). \qquad (39)$$

Тогда в результате последовательного соединения НЭ и КНЭ получаем

$$f_k\left(f(s)\right) \approx a_1^2 T_1(s). \qquad (40)$$

Полученные выражения (36) и (39) описывают непрерывный (не квантованный по уровню) нелинейный элемент.

Синтез цифрового КНЭ включает в себя два этапа: определение минимально необходимой разрядности входного и выходного сигнала КНЭ и нахождение значений, соответствующих выходным кодам квантователя. Специфической особенностью НЭ, установленного после квантователя (в цифровой части АЦТ), является счётное количество уровней входных и выходных величин.

Максимальное количество входных уровней НЭ определяется разрядностью выходного кода квантователя и обычно может быть найдено как 2^m, где m – разрядность выходного сигнала АЦП.

Разрядность выходного кода КНЭ найдём исходя из допустимой мощности помех нелинейности после проведения цифровой коррекции амплитудной характеристики АЦТ. В верхней части рис. 7 толстой линией показан участок сквозной ХП АЦТ до коррекции, тонкой линией – участок ХП линейного квантователя. Вес выходного кода в обоих случаях одинаков и равен ω_i. Для нормированной и центрированной входной апертуры линейного квантователя границы i-го интервала выбираются в соответствии с выражением

$$K_{li} = -1 + \frac{2i-3}{2^m - 2},\ i = 1, 2 \ldots 2^m. \qquad (41)$$

Соответствующие им веса ω_i определяются как

$$\omega_i = -1 + \frac{2(i-1)}{2^m - 2},\ i = 1, 2 \ldots 2^m - 1. \qquad (42)$$

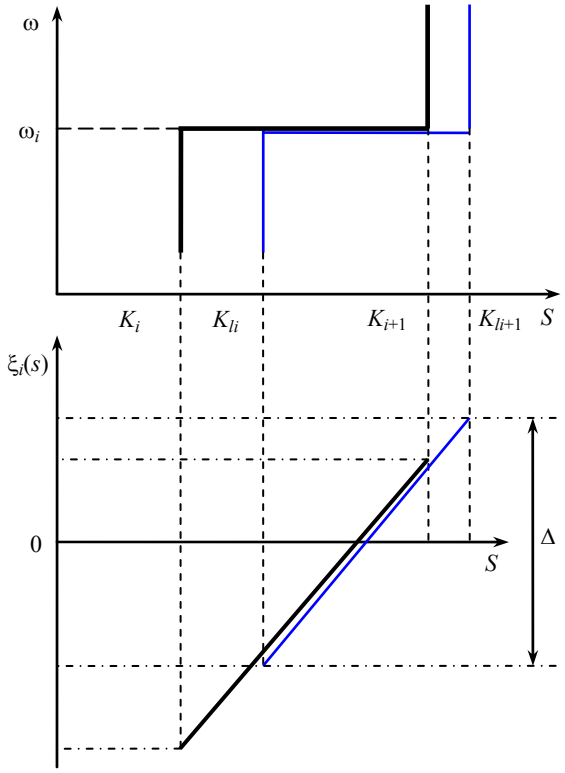


Рис. 7. Участок характеристики преобразования нелинейного АЦТ и результирующая погрешность преобразования на i-м интервале квантования

Нелинейность АЦТ приводит к отклонению границ интервалов квантования от номинальных значений. На рис. 7 фактическая левая граница интервала обозначена K_i, правая – K_{i+1}. В нижней части рисунка показана зависимость ошибки квантования ξ_i на i-м интервале от величины входного сигнала s для линейного (тонкая линия) и нелинейного квантователя (толстая линия). Номинальное значение ширины интервала квантования обозначено как Δ.

Величина нелинейности i-го интервала квантования δ_{Li} находится как разность между серединой интервала квантования и его весом ω_i:

$$\delta_{Li} = 0{,}5\left(Ki + K_{i+1}\right) - \omega_i. \qquad (43)$$

Введение в тракт КНЭ позволяет изменить вес каждого интервала таким образом, чтобы уменьшить соответствующую ему величину δ_{Li}. После цифровой коррекции уточнённый вес i-го интервала квантования ω_i' должен быть равен

$$\omega_i' = \frac{K_i + K_{i+1}}{2}. \qquad (44)$$

Из-за ограниченного количества разрядов выходного кода КНЭ величина ω_i' не может быть представлена точно. Квантование величины ω_i' приводит к некоторому остаточному уровню нелинейности, не зависящему от точности синтеза собственно КНЭ. Относительный уровень помех нелинейности на выходе АЦТ может быть найден как

$$D_{inl} = \frac{1}{K_{\text{пф}}^2 \sum_{i=1}^{N} \rho_i \delta_{Li}^2}, \qquad (45)$$

где $K_{\text{пф}}$ – пикфактор входного сигнала, ρ_i – вероятность нахождения входного сигнала на i-м интервале квантования.

После включения в АЦТ КНЭ с учётом (44) получаем

$$D_{inl} = \frac{1}{K_{\text{пф}}^2 \sum_{i=1}^{N} \rho_i \left(\omega_i - \omega_i'\right)^2}. \qquad (46)$$

При числе двоичных разрядов выходного кода КНЭ m_{out} максимальная погрешность не превысит величину $2^{-m_{out}}$. Переходя от точной величины (46) к её оценке сверху, получаем

$$D_{inl} \le \frac{1}{K_{\text{пф}}^2 \cdot 2^{-2m_{out}}}. \qquad (47)$$

По заданному уровню помех нелинейности определим минимально необходимую разрядность выходного сигнала КНЭ:

$$m_{out} \ge 1 + \left[\log_2 \sqrt{K_{\text{пф}}^2 \cdot D_{inl}} \right], \qquad (48)$$

где $[.]$ – операция взятия целой части числа.

В случае, когда в процессе приёма не используются алгоритмы, приводящие к уменьшению уровня помех квантования, например узкополосная фильтрация или когерентное накопление принимаемого сигнала, можно допустить, что мощность помех нелинейности должна быть на уровне 0,5 от шума квантования. Тогда $m_{out} = m + 2$.

Реализация КНЭ возможна в виде аппаратного устройства преобразования кодов, включаемого последовательно с АЦП [10], или в виде таблицы, размещаемой в памяти блока ЦОС. Входными величинами такого устройства являются выходные коды АЦТ ω_i, выходными – уточнённые коды ω_i'.

Расчёт ω_i' возможен различными способами. Наиболее очевидным является приближённый расчёт по центрам интервалов квантования. В процессе расчёта в базовую формулу (39) вместо величины s для каждого i последовательно подставляется величина, соответствующая ω_i из (42).

Наличие шума квантования в выходном сигнале АЦТ приводит к тому, что границы интервалов ЛК определяются с большей точностью, чем центр. Второй способ приближённого расчёта КНЭ использует это обстоятельство. Он заключается в расчёте истинных значений границ интервалов квантования при помощи (39), но при расчёте вместо величины s для каждой границы интервала квантования используется K_{li} для линейного квантователя (41). После получения величины КНЭ на границе интервала квантования выходное значение ω_i' определяется в соответствии с выражением

$$\omega_i' = \frac{f_k\left(K_{li}\right) + f_k\left(K_{li+1}\right)}{2}. \qquad (49)$$

Существуют точные методы расчёта КНЭ, основанные на различных методах решения обратной задачи, однако их применение, в силу

значительной вычислительной сложности, в настоящее время ограничено лабораторными исследованиями. В случае нахождения эффективных в вычислительном смысле процедур решения обратной задачи они смогут вытеснить приближённые методы расчёта КНЭ.

Работоспособность предложенных методов синтеза КНЭ проверена на макете цифрового радиоприёмного устройства. Полученное уменьшение помех нелинейности составило от 5,5 до 6 дБ, в зависимости от экземпляра корректируемого АЦП.

Выводы

Показано, что амплитудная характеристика АЦТ представима в виде степенного полинома. Степень аппроксимирующего полинома определяется количеством интервалов квантования АЦП, установленного в тракте.

Предложен метод анализа амплитудной характеристики при помощи измерительного сигнала синусоидальной формы. Показано, как по результатам спектрального преобразования тестового сигнала может быть найдена в аналитическом виде амплитудная характеристика тракта. Определены требования к уровню гармоник измерительного сигнала.

По аналогии с преобразованием Фурье введено разложение аппроксимирующего степенного полинома на парциальные функции, связанные с гармониками тестового сигнала.

Описан способ линеаризации характеристики АЦТ путем введения в тракт корректирующего нелинейного элемента. Приведены формулы, необходимые для приближённых методов расчёта. Получены условия, при которых линейность тракта, достигнутая для тестового сигнала, сохраняется для сигнала произвольной формы.

Литература

1. *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы : учебник для вузов / И.С. Гоноровский. – 4-е изд., перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 1986. – 512 с.

2. *Титце У.* Полупроводниковая схемотехника : в 2 т. : пер. с нем. / У. Титце, К. Шенк. – Т. 2. – М. : Додека-XXI, 2008. – 942 с. : ил.

3. *Корн Г.* Справочник по математике для научных работников и инженеров / Г. Корн, Т. Корн. – М. : Наука, 1984. – 832 с.

4. *Винокуров В.И.* Электрорадиоизмерения : учебное пособие для радиотехнических специальных вузов / В.И. Винокуров, С.И. Каплин, И.Г. Петелин ; под ред. В.И. Винокурова. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Высшая школа, 1986. – 351 с.

5. ГОСТ 21342.16-78 Резисторы. Методы проверки нелинейности. – М. : Издательство стандартов, 1984. – 7 с.

6. *Маковий В.А*. Построение современных систем радиосвязи КВ диапазона / В.А. Маковий // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. журнал / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2009. – № 3. – С. 76–86.

7. *Маковий В.А.* Моделирование нелинейности аналого-цифрового тракта интегрированных радиоприемных устройств / В.А. Маковий // Техника средств связи. Сер. ТРС. – 1990. – Вып. 3. – С. 70–76.

8. *Маковий В.А.* Расчет аналого-цифрового тракта программно-определяемого радиосредства / В.А. Маковий // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. журнал / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2010. – № 2. – С. 65–73.

9. *Янке Е.* Специальные функции / Е. Янке, Ф. Эмде, Ф. Леш. – М. : Наука, 1968. – 344 с.

10. А. с.1541778, МКИ НО3М 1/10. Аналого-цифровой преобразователь / В.А. Маковий. – № 4324131; заявл. 21.09.87; опубл. 07.02.90; Бюл. № 5. – 5 с.

Статья поступила в редакцию 21 июня 2010 г.

УДК 621.391.27

ЦИФРОВАЯ КОРРЕКЦИЯ ЧАСТОТНОЙ ШКАЛЫ ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМОГО РАДИОПРИЁМНИКА

В.А. Маковий, нач. НТО, e-mail: Makovij@mail.ru
С.А. Шкуров, нач. сект., e-mail: sshkurov@mail.ru
ОАО «Концерн «Созвездие»

Рассмотрены методы коррекции ошибок частотной шкалы цифрового программно-определяемого радиоприёмного устройства, основанные на приёме внешнего сигнала с известной частотой. Предложенный метод деформации частотной шкалы радиоприёмного устройства позволяет применять в программно-определяемой радиоаппаратуре опорные генераторы без цепей плавной подстройки по частоте.

Ключевые слова: *цифровая коррекция, радиоприёмное устройство, цифровая обработка сигналов, дискретное преобразование Фурье, дискретизация, теорема Котельникова, кварцевый генератор.*

DIGITAL CORRECTION OF THE FREQUENCY SCALE SOFTWARE-DEFINED RADIO RECEIVER

V.A. Makovy, head of Scientific and Technical Department, e-mail: Makovij@mail.ru
S.A. Shkurov, head of sector, e-mail: sshkurov@mail.ru
JSC «Sozvezdie «Concern»

Methods of errors correction of the frequency scale digital software-defined radio receiver based on receiving an external signal with known frequency are considered. The offered method of deformation of the frequency scale of radio receiver allows applying in software-defined radio equipment reference generator circuits without fine adjustment of frequency.

Key words: *digital correction, radio receiver, digital signal processing, discrete Fourier transform, sampling, Kotelnikov theorem, quartz oscillator.*

К стабильности частоты опорных генераторов, являющихся неотъемлемой частью современных программно-определяемых радиоприемных устройств (РПУ), предъявляются высокие требования [1, 2]. РПУ, использующие высокостабильный источник опорной частоты, позволяют не только организовать беспоисковую и бесподстроечную связь, но и сократить время установления соединения за счёт уменьшения зоны поиска во временной и частотной областях. Точная настройка на заданную частоту способствует повышению помехоустойчивости приема и предотвращает искажения при приеме сигналов с однополосной модуляцией. Требования к стабильности частоты продолжают возрастать по мере совершенствования техники радиосвязи, появления и внедрения в практику радиосвязи новых видов сигналов, а также освоения новых диапазонов радиочастот. Важность этого параметра подтверждается тем, что требования по допустимой нестабильности частот закрепляются в нормативных актах, в первую очередь в ГОСТ [3, 4].

Большинство электрорадиоэлементов, используемых при построении РПУ, имеет допуски на значения параметров ±5% или более. Небольшая доля используемых электрорадиоэлементов требует точности ±1%. В то же время требования, предъявляемые к стабильности частоты опорных генераторов (ОГ), значительно жестче. Наиболее жесткие они в радиоаппаратуре, использующей сигналы с однополосной модуляцией. Например, согласно [4] максимальная допустимая для приемника первого класса долговременная нестабильность частоты за год не должна превышать $\pm 1 \cdot 10^{-7}$, т.е. $\pm 10^{-5}$%. Это на несколько порядков выше, чем для остальных электрорадиоэлементов.

Рассмотрим влияние частотной погрешности ОГ радиоприёмного устройства на погрешность преобразования радиочастоты в видеочастоту. В однополосном приёмнике преобразователь частоты выполняет перенос спектра радиочастотного сигнала на видеочастоту с сохранением закона модуляции [2]. В РПУ с прямым преобразованием выполняется одно преобразование частоты:

$$f_{\text{вых}} = f_{\text{вх}} - f_{\text{г}}.$$

Здесь $f_{\text{вых}}$ – значение частоты на выходе РПУ, $f_{\text{вх}}$ – значение частоты на входе РПУ, $f_{\text{г}}$ – значение частоты гетеродина. В общем случае в РПУ выполняется несколько преобразований частоты, в том числе вверх. Например, для приёмного тракта, построенного по схеме инфрадина с одним переносом вверх на частоту $f_{\text{г}1}$ и двумя последовательными переносами на частоты $f_{\text{г}2}$ и $f_{\text{г}3}$ вниз, представленного на рис. 1, справедлива формула

$$f_{\text{вых}} = f_{\text{вх}} + f_{\text{г}1} - f_{\text{г}2} - f_{\text{г}3}.$$

Для общего случая преобразования частоты можно записать выражение

$$f_{\text{вых}} = f_{\text{вх}} - f_{\text{п}}, \qquad (1)$$

где $f_{\text{п}}$ – значение обобщенной частоты переноса, равное

$$f_{\text{п}} = \sum_i f_{\text{г}i}.$$

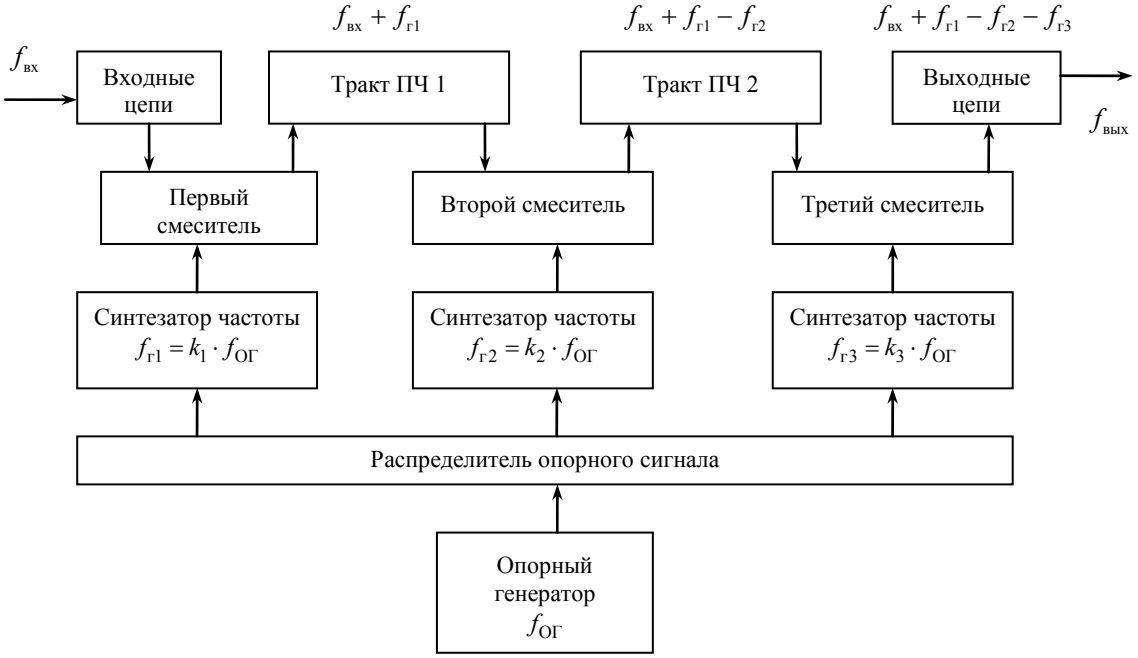


Рис. 1. Формирование частот переноса в аналоговом радиоприёмном устройстве

В этой формуле значения частот гетеродинов берутся со знаком плюс для переноса вниз и со знаком минус для переноса вверх. В современных РПУ для уменьшения комбинационных помех и сокращения количества побочных каналов приёма частоты всех гетеродинов формируются из сигнала единственного ОГ. Сигналы гетеродинов формируют синтезаторы частот (СЧ), построенные на основе делителей с дробным коэффициентом деления. В этом случае можно записать выражение

$$f_{\text{г}i} = k_i f_{\text{ОГ}},$$

где k_i – дробный коэффициент деления. Тогда $f_{\text{п}}$ можно представить как

$$f_{\text{п}} = f_{\text{ОГ}} \sum_i k_{\text{i}}. \qquad (2)$$

Используя полученные формулы, запишем выражения, описывающие перенос частоты для ОГ без погрешности и с погрешностью. Если ОГ имеет номинальное значение частоты $f_{\text{ОГ}}$, то

$$f_{\text{вых}} = f_{\text{вх}} - f_{\text{п}} = f_{\text{вх}} - f_{\text{ОГ}} \sum_i k_i. \qquad (3)$$

В случае, когда ОГ имеет отклонение $\Delta f_{\text{ОГ}}$ от номинального значения частоты и

$$f_{\text{ОГ}2} = f_{\text{ОГ}} + \Delta f_{\text{ОГ}},$$

сигнал на выходе ЦРПУ будет иметь частоту $f_{\text{вых}2}$:

$$f_{\text{вых}2} = f_{\text{вх}} - f_{\text{п}2} = f_{\text{вх}} - \left(f_{\text{ОГ}} + \Delta f_{\text{ОГ}}\right) \sum_i k_i. \qquad (4)$$

После преобразований с учётом (2) и (3) выражение для частоты принимаемого сигнала на выходе РПУ принимает следующий вид:

$$f_{\text{вых}2} = f_{\text{вых}} - \frac{\Delta f_{\text{ОГ}}}{f_{\text{ОГ}}} f_{\text{п}}. \qquad (5)$$

Стабильность и точность выходной частоты ОГ принято выражать в относительных долях отклонения частоты от номинального значения [3]

$$\delta = \frac{\Delta f_{\text{ОГ}}}{f_{\text{ОГ}}}. \qquad (6)$$

Запишем выражение для сдвига выходной частоты РПУ из-за отклонения частоты ОГ:

$$f_{\text{вых}2} - f_{\text{вых}} = -\frac{\Delta f_{\text{ОГ}}}{f_{\text{ОГ}}} f_{\text{п}} = -\delta f_{\text{п}}. \qquad (7)$$

Знак «минус» в формуле показывает, что при увеличении частоты ОГ частота выходного сигнала РПУ при неизменной входной частоте уменьшается. Сдвиг выходной частоты растет пропорционально росту частоты приема, которая равна частоте переноса. Максимальный сдвиг выходной частоты при фиксированной частоте приема достигается при наибольшем допустимом отклонении частоты ОГ.

Найдём максимальную частоту приема, для которой сдвиг выходной частоты не превысит 10 Гц, если относительная погрешность частоты ОГ составляет ±0.01%:

$$f_{\text{п}} = \frac{|\Delta f_{\text{вых}}|}{\delta} = \frac{10}{0,0001} = 100000 \ \ [\text{Гц}].$$

Частота 100 кГц лежит гораздо ниже наиболее часто используемых диапазонов радиочастот, а сдвиг частоты 10 Гц превышает допустимый. При приёме однополосной модуляции небольшая относительная погрешность ОГ, умноженная на частоту приема, приводит к большому сдвигу выходной частоты.

Оценим максимальную частоту приема при допустимом сдвиге частоты 10 Гц, если погрешность частоты ОГ δ соответствует требованиям [4] и равна $\pm 1 \cdot 10^{-7}$:

$$f_{\text{п}} = \frac{|\Delta f_{\text{вых}}|}{\delta} = \frac{10}{10^{-7}} = 10^{8} \ \ [\text{Гц}].$$

Полученное значение частоты существенно превышает верхнюю границу декаметрового диапазона волн. Максимальный сдвиг выходной частоты ЦРПУ для верхней границы этого диапазона (30 МГц) составит

$$|\Delta f_{\text{вых}}| = \delta f_{\text{п}} = 10^{-7} \cdot 30 \cdot 10^{6} = 3 \ \ [\text{Гц}].$$

Для магистрального декаметрового РПУ 1-го класса [4] сдвиг выходной частоты на максимальной принимаемой частоте в течение года после калибровки ОГ с рассматриваемой годовой стабильностью в наихудшем случае не превысит 3 Гц.

Цифровые радиоприёмные устройства (ЦРПУ), входящие в состав современных программно-определяемых радиоустройств, в ряде случаев обладают преимуществами по сравнению с аналоговыми РПУ. Они предоставляют возможность путём введения постобработки цифрового сигнала избавиться, полностью или частично, от проблем, возникающих при прохождении сигналов через аналоговый тракт [5]. Рассмотрим возможные варианты ЦРПУ по уменьшению сдвига выходной частоты из-за отклонения частоты ОГ.

Анализ проведём для ЦРПУ с аналого-цифровым трактом (АЦТ) без преобразования частоты и аналого-цифровым преобразованием (АЦП) на радиочастоте. В таком ЦРПУ ОГ служит источником тактового сигнала для входного АЦП и для выходного цифро-аналогового преобразования (ЦАП), то есть источником всех частот дискретизации. Тактирование вычислительных цепей, реализующих алгоритм приема, теоретически может осуществляться от другого источника тактовых импульсов. При правильной реализации это не повлияет на конечный результат.

Как и для рассмотренного ранее аналогового РПУ, запишем выражения для двух случаев: в первом случае сигнал дискретизации порождается ОГ с номинальным значением частоты, во втором случае частота дискретизации порождается ОГ с отклонением от номинального значения. Для общности предположим, что частота дискретизации f_s не тождественна частоте ОГ, а связана с ним через дробно-рациональный коэффициент k :

$$f_s = k f_{\text{ОГ}},$$

$$f_{s2} = k\left(f_{\text{ОГ}} + \Delta f_{\text{ОГ}}\right) = f_s + k\Delta f_{\text{ОГ}}.$$

В ЦРПУ после прохождения сигнала через АЦТ также выполняется перенос частоты, но выполняется он над дискретным сигналом. Поэтому для указания частоты сигнала используется понятие относительной частоты Ω_f [6]. Величина Ω_f равна отношению частоты сигнала к частоте дискретизации. Формула для обще-

го случая переноса частоты может быть записана в виде

$$\Omega_{f\text{вых}} = \Omega_{f\text{вх}} - \Omega_{f\text{п}} = \frac{f_{\text{вх}}}{f_s} - \frac{f_{\text{п}}}{f_s}.$$

После подстановки значений частоты дискретизации для двух случаев получаем

$$\Omega_{f\ \text{вых}} = \frac{f_{\text{вх}}}{f_s} - \frac{f_{\text{п}}}{f_s} = \frac{1}{f_s}\left(f_{\text{вх}} - f_{\text{п}}\right), \qquad (8)$$

$$\Omega_{f\ \text{вых2}} = \frac{f_{\text{вх}}}{f_s + k\Delta f_{\text{ОГ}}} - \frac{f_{\text{п}}}{f_s}. \qquad (9)$$

Для ЦРПУ частота переноса, выраженная в относительных единицах, не зависит от точности установки частоты ОГ. Сдвиг выходной частоты возникает вследствие линейной деформации частотной шкалы, возникающей в момент дискретизации входного сигнала на радиочастоте.

Важным моментом является использование децимации в алгоритме приема. При децимации частота дискретизации уменьшается в коэффициент децимации раз, а относительная частота увеличивается во столько же раз, и коэффициенты взаимно сокращаются. Следовательно, формулы с относительной частотой сохраняют свой вид для случая приема с децимацией, независимо от значения коэффициента децимации.

Выходной сигнал ЦРПУ преобразуется из цифровой в аналоговую форму при ЦАП. После ЦАП сигнал становится аналоговым, а относительная частота преобразуется в обычную частоту через частоту дискретизации выходного сигнала f_{s2}:

$$f_{\text{вых}} = f_s \Omega_{f\text{вых}} = f_{\text{вх}} - f_{\text{п}}, \qquad (10)$$

$$f_{\text{вых2}} = f_{s2}\Omega_{f\text{вых2}} =$$

$$= \left(f_s + k\Delta f_{\text{ОГ}}\right)\Omega_{f\ \text{вых2}} = f_{\text{вх}} - \frac{f_s + k\Delta f_{\text{ОГ}}}{f_s} f_{\text{п}} =$$

$$= f_{\text{вых}} - \frac{k\Delta f_{\text{ОГ}}}{f_s} f_{\text{п}} = f_{\text{вых}} - \frac{\Delta f_{\text{ОГ}}}{f_{\text{ОГ}}} f_{\text{п}}, \qquad (11)$$

$$f_{\text{вых2}} - f_{\text{вых}} = -\frac{\Delta f_{\text{ОГ}}}{f_{\text{ОГ}}} f_{\text{п}} = -\delta f_{\text{п}}. \qquad (12)$$

Результат, полученный для ЦРПУ (12), полностью совпадает с результатом, полученным для аналогового приёмника (7). Следовательно, ЦРПУ в той же степени подвержен проблеме сдвига выходной частоты из-за отклонения частоты ОГ от номинального значения.

Далее рассмотрим ЦРПУ с преобразованием входного сигнала в цифровую форму на промежуточной частоте. Соответствующая структурная схема представлена на рис. 2. В таком ЦРПУ имеют место оба механизма образования сдвига выходной частоты, так как перенос сигнала выполняется в два этапа, в аналоговой части тракта и в цифровой. Сначала выполняется аналоговое преобразование с радиочастоты на промежуточную частоту, затем после АЦП выполняется цифровое преобразование частоты с промежуточной на низкую частоту.

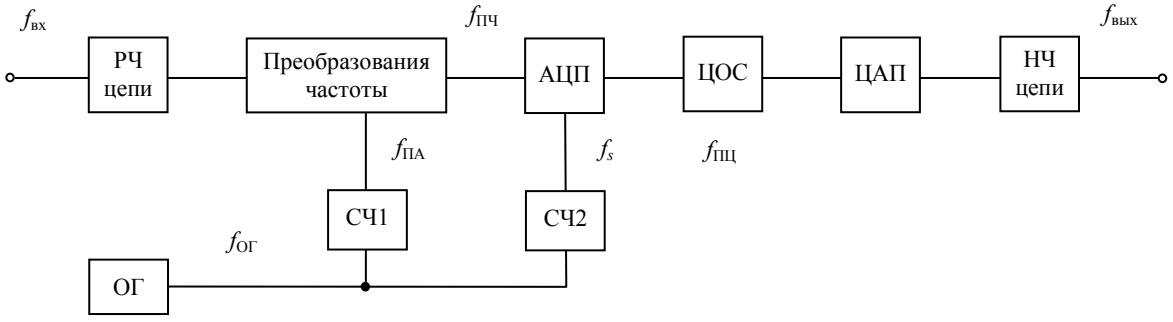


Рис. 2. Структурная схема ЦРПУ с АЦП на промежуточной частоте

Выведем формулу для результирующего сдвига выходной частоты такого ЦРПУ, используя ранее полученные результаты для двух видов преобразования частоты. Сначала запишем выражения для номинального значения частоты ОГ:

$$f_{\text{ПЧ}} = f_{\text{вх}} - f_{\text{ПА}} = f_{\text{вх}} - f_{\text{ОГ}} \sum_i k_i,$$

$$\Omega_{f\ \text{вых}} = \Omega_{f\ \text{ПЧ}} - \Omega_{f\ \text{ПЦ}} =$$

$$= \frac{f_{\text{ПЧ}}}{f_s} - \frac{f_{\text{ПЦ}}}{f_s} = \frac{1}{f_s}\left(f_{\text{вх}} - f_{\text{ОГ}} \sum_i k_i - f_{\text{ПЦ}}\right),$$

$$f_{\text{вых}} = f_s \Omega_{f\ \text{вых}} = f_{\text{вх}} - f_{\text{ОГ}} \sum_i k_i - f_{\text{ПЦ}},$$

где $f_{\text{ПА}}$ – обобщенная частота переноса при аналоговом преобразовании частоты,

$f_{\text{ПЦ}}$ – частота переноса при цифровом преобразовании частоты,

$f_{\text{ПЧ}}$ – промежуточная частота.

При отклонении частоты ОГ от номинального значения на $\Delta f_{\text{ОГ}}$ выражения принимают следующий вид:

$$f_{\text{ПЧ2}} = f_{\text{вх}} - f_{\text{ПА2}} = f_{\text{вх}} - \left(f_{\text{ОГ}} + \Delta f_{\text{ОГ}}\right) \sum_i k_i ,$$

$$\Omega_{f\,\text{вых2}} = \Omega_{f\,\text{ПЧ2}} - \Omega_{f\,\text{ПЦ}} = \frac{f_{\text{ПЧ2}}}{f_s + k\Delta f_{\text{ОГ}}} - \frac{f_{\text{ПЦ}}}{f_s} =$$

$$= \frac{f_{\text{вх}} - \left(f_{\text{ОГ}} + \Delta f_{\text{ОГ}}\right) \sum_i k_i}{f_s + k\Delta f_{\text{ОГ}}} - \frac{f_{\text{ПЦ}}}{f_s}.$$

Тогда

$$f_{\text{вых2}} = f_{s2} \Omega_{f\ \text{вых2}} =$$

$$= \left(f_s + k\Delta f_{\text{ОГ}}\right) \cdot \left(\frac{f_{\text{вх}} - \left(f_{\text{ОГ}} + \Delta f_{\text{ОГ}}\right) \sum_i k_i}{f_s + k\Delta f_{\text{ОГ}}} - \frac{f_{\text{ПЦ}}}{f_s} \right),$$

$$f_{\text{вых2}} = f_{\text{вх}} - f_{\text{ОГ}} \sum_i k_i - \Delta f_{\text{ОГ}} \sum_i k_i -$$

$$- \frac{f_s + k\Delta f_{\text{ОГ}}}{f_s} f_{\text{ПЦ}} = f_{\text{вых}} - \Delta f_{\text{ОГ}} \sum_i k_i - \frac{k\Delta f_{\text{ОГ}}}{f_s} f_{\text{ПЦ}}.$$

Проведём преобразование полученного выражения:

$$f_{\text{вых2}} = f_{\text{вых}} - \frac{\Delta f_{\text{ОГ}}}{f_{\text{ОГ}}} f_{\text{ПА}} - \frac{k\Delta f_{\text{ОГ}}}{k f_{\text{ОГ}}} f_{\text{ПЦ}} =$$

$$= f_{\text{вых}} - \frac{\Delta f_{\text{ОГ}}}{f_{\text{ОГ}}} \left(f_{\text{ПА}} + f_{\text{ПЦ}}\right).$$

Введя обозначение $f_{\text{п}} = f_{\text{ПА}} + f_{\text{ПЦ}}$, представим полученный результат в виде

$$f_{\text{вых2}} - f_{\text{вых}} = -\frac{\Delta f_{\text{ОГ}}}{f_{\text{ОГ}}} f_{\text{п}} = -\delta f_{\text{п}}.$$

Из полученного выражения следует, что сдвиг выходной частоты при приёме однополосного сигнала из-за отклонения частоты ОГ от номинального значения не зависит от архитектуры аналого-цифрового тракта РПУ и определяется исключительно суммарным значением частоты переноса сигнала с радиочастоты на низкую частоту. Количество преобразований частоты и способ их реализации (аналоговый или цифровой) не влияют на результат.

Измерение отклонения частоты ОГ

Для проведения цифровой коррекции сдвига выходной частоты из-за отклонения частоты ОГ от номинального значения необходимо получить (измерить) это отклонение. В аналоговых радиоустройствах возможно сличение частоты ОГ с эталонной частотой с помощью специального прибора – электронно-счетного частотомера [4]. При использовании цезиевого стандарта как источника опорного колебания для сравнения применяется частотный компаратор. Цифровая обработка в РПУ позволяет отказаться от внешнего измерительного прибора и реализовать измерение частоты ОГ с помощью дополнительного алгоритма. Добавление алгоритма в программно-определяемый ЦРПУ, как правило, не приводит к усложнению его аппаратной составляющей.

Если в качестве входного сигнала ЦРПУ использовать эталонной сигнал с заранее известной частотой $f_{\text{эт}}$, имеющей высокую точность, то, измерив с необходимой точностью частоту выходного дискретного сигнала, можно вычислить сдвиг частоты выходного сигнала относительно номинального значения. Затем по частотному сдвигу выходного сигнала определяется фактическое отклонение частоты ОГ от номинала.

Выведем необходимые для этого формулы. Поскольку измерения производятся над дискретным сигналом, используется относительная частота. Номинальное значение выходной относительной частоты равно

$$\Omega_{f\ \text{эт}} = \frac{f_{\text{эт}}}{f_s} - \frac{f_{\text{п}}}{f_s} = \frac{1}{f_s}\left(f_{\text{эт}} - f_{\text{п}}\right).$$

Измеренное значение выходной относительной частоты равно

$$\Omega_{f\ \text{изм}} = \frac{f_{\text{эт}}}{f_s + k\Delta f_{\text{ОГ}}} - \frac{f_{\text{п}}}{f_s}.$$

Разность между измеренным и номинальным значениями определяется как

$$\Delta\Omega_f = \Omega_{f\text{изм}} - \Omega_{f\text{эт}}.$$

Получим зависимость $\Delta f_{\text{ОГ}}$ от величины $\Delta\Omega_f$:

$$\Delta\Omega_f = \frac{f_{\text{эт}}}{f_s + k\Delta f_{\text{ОГ}}} - \frac{f_{\text{п}}}{f_s} - \frac{f_{\text{эт}}}{f_s} + \frac{f_{\text{п}}}{f_s} =$$

$$= \frac{f_{\text{эт}}}{f_s + k\Delta f_{\text{ОГ}}} - \frac{f_{\text{эт}}}{f_s},$$

$$\Delta\Omega_f + \frac{f_{\text{эт}}}{f_s} = \frac{f_{\text{эт}}}{f_s + k\Delta f_{\text{ОГ}}},$$

$$k\Delta f_{\text{ОГ}} = \frac{f_{\text{эт}}}{\Delta\Omega_f + \dfrac{f_{\text{эт}}}{f_s}} - f_s =$$

$$= -\frac{\Delta\Omega_f f_s}{\Delta\Omega_f + \dfrac{f_{\text{эт}}}{f_s}} = -\frac{\Delta\Omega_f k f_{\text{ОГ}}}{\Delta\Omega_f + \dfrac{f_{\text{эт}}}{k f_{\text{ОГ}}}},$$

$$\Delta f_{\text{ОГ}} = -\frac{\Delta\Omega_f f_{\text{ОГ}}}{\Delta\Omega_f + \dfrac{f_{\text{эт}}}{k f_{\text{ОГ}}}} = -\frac{\Delta\Omega_f k f_{\text{ОГ}}^2}{\Delta\Omega_f k f_{\text{ОГ}} + f_{\text{эт}}}. \quad (13)$$

Также возможен другой подход, состоящий в том, что на основе измеренного значения $\Omega_{f\text{изм}}$ рассчитывается реальное значение частоты ОГ $f_{\text{ОГ2}}$. При необходимости от величины $f_{\text{ОГ2}}$ можно легко перейти к отклонению частоты ОГ $\Delta f_{\text{ОГ}}$. Действительно,

$$\Omega_{f\text{изм}} = \frac{f_{\text{эт}}}{f_{s2}} - \frac{f_{\text{п}}}{f_s}, \quad \frac{f_{\text{эт}}}{f_{s2}} = \Omega_{f\text{изм}} + \frac{f_{\text{п}}}{f_s},$$

$$f_{s2} = \frac{f_{\text{эт}}}{\Omega_{f\text{изм}} + \dfrac{f_{\text{п}}}{f_s}} = \frac{f_{\text{эт}}}{\Omega_{f\text{изм}} + \dfrac{f_{\text{п}}}{k f_{\text{ОГ}}}}. \quad (14)$$

Учитывая, что $f_{s2} = k f_{\text{ОГ2}}$, получаем

$$f_{\text{ОГ2}} = \frac{f_{\text{эт}}}{k\Omega_{f\ \text{изм}} + \dfrac{f_{\text{п}}}{f_{\text{ОГ}}}}. \quad (15)$$

Отклонение частоты ОГ равно

$$\Delta f_{\text{ОГ}} = f_{\text{ОГ2}} - f_{\text{ОГ}}. \quad (16)$$

Формулы, полученные согласно первому варианту и согласно второму варианту, могут быть преобразованы друг в друга в обоих направлениях. Оба варианта записи, (13) и (15), являются равноправными.

Таким образом, получено два различных алгоритма вычисления отклонения частоты ОГ от номинального значения в ЦРПУ. Оба алгоритма основаны на измерении относительной частоты принимаемого эталонного сигнала.

Измерение относительной частоты

Алгоритмы вычисления отклонения частоты ОГ, полученные в предыдущем пункте, опираются на информацию об относительной частоте принимаемого эталонного сигнала. Для ее измерения могут быть использованы различные методы измерения частоты. Рассмотрим некоторые из них, нашедшие практическое применение в серийно выпускаемых программно-определяемых радиосредствах.

Метод цифрового частотного детектора использует идею, лежащую в основе аналогового частотного детектора. Предварительно отфильтрованный сигнал подается на амплитудный ограничитель, а с выхода ограничителя – на преобразователь частоты в амплитуду. Полученный амплитудно-модулированный сигнал подается на амплитудный детектор. Уровень выходного сигнала амплитудного детектора дает значение частоты входного сигнала. При реализации частотного детектора в виде частотного дискриминатора данный метод хорошо согласуется с первым вариантом алгоритма вычисления отклонения частоты ОГ.

Метод частоты аналитического сигнала использует известную формулу для мгновенной частоты комплексного сигнала, действительная и мнимая части которого связаны преобразованием Гильберта [7]:

$$\omega(t) = \frac{d\Phi}{dt} = \frac{v'(t)u(t) - u'(t)v(t)}{u^2(t) + v^2(t)},$$

где $u(t)$ – действительная часть комплексного сигнала, а $v(t)$ – его мнимая часть. Формула справедлива для континуального сигнала, но может быть легко адаптирована к дискретному сигналу и выражать относительную частоту. Поскольку во многих вариантах построения ЦРПУ демодулируемый сигнал согласно алгоритму приема преобразуется в комплексную форму, данный метод измерения частоты может естественным образом вписаться в структуру таких ЦРПУ. Для реализации операции дифференцирования в цифровой обработке сигналов (ЦОС) обычно применяют трансверсальную цепь, аппроксимирующую характеристику дифференциатора. Синтез таких цепей хорошо изучен теорией ЦОС. Остальные операции, используемые в формуле, являются тривиальными.

Метод быстрого преобразования Фурье (БПФ) основан на широко используемом в цифровой обработке методе получения спектра цифрового сигнала. Алгоритм БПФ позволяет для заданной последовательности отсчетов цифрового сигнала эффективно вычислить последовательность эквидистантных отсчетов спектра. Поскольку существует однозначная связь между номером отсчета (бином) и относительной частотой данного отсчета [6], то, определив максимальный отсчет в спектре (принадлежащий сигналу эталонной частоты), можно вычислить его относительную частоту.

Как уже указывалось, любой из представленных методов может быть использован для измерения относительной частоты сигнала эталонной частоты. Выбор метода определяется удобством и эффективностью реализации применительно к избранным архитектуре ЦРПУ и алгоритму приёма.

Существует два различных подхода к обеспечению точности частотной шкалы РПУ. Первый основывается на подстройке частоты ОГ до совпадения с номинальной величиной.

Автоматическая подстройка частоты ОГ производится различными алгоритмами по принимаемому сигналу эталонной частоты. На первом этапе коррекции получают реальное значение частоты ОГ или отклонение частоты ОГ от номинального значения, например по формуле (13) или (15).

Для подстройки частоты в ОГ предусматривается специальный вход, позволяющий в небольших пределах изменять значение частоты ОГ. При отсутствии воздействия на этот вход частота ОГ имеет значение в окрестностях номинального, причем отклонение не выходит за заданные пределы. При подаче на этот вход воздействия частота ОГ устанавливается как некоторая функция от уровня воздействия. Отрегулировав уровень воздействия, можно установить частоту ОГ равной номинальному значению. Здесь и далее используется обобщенное понятие «уровень воздействия», поскольку допускаются различные реализации управляющей цепи ОГ. Уровень воздействия может задаваться уровнем напряжения, величиной сопротивления или иным способом. Этот метод коррекции используется в аналоговых РПУ и подразумевает ручную регулировку ОГ обслуживающим персоналом, например при проведении регламента. В ЦРПУ он может быть усовершенствован и автоматизирован.

Автоматическая итеративная многошаговая коррекция частоты ОГ производится в соответствии со следующим алгоритмом. На вход ЦРПУ подаётся сигнал эталонной частоты, по которому будет проводиться коррекция. Его амплитуда должна быть достаточной для того, чтобы собственные шумы РПУ позволяли достичь заданной точности. Далее ЦРПУ измеряет частоту или отклонение частоты ОГ, используя один из описанных выше методов. Если отклонение превышает заданную величину, то на основе измерений вычисляется и формируется с помощью цифрового регулятора воздействие на управляющий вход ОГ. Измерение частоты и формирование нового воздействия повторяются в цикле так же, как это происходит в случае аналогового РПУ. В отличие от аналогового приёмника в ЦРПУ цикл измерение–подстройка может выполняться автоматически, до достижения заданной точности установки частоты ОГ.

Ввиду гибкости ЦРПУ и многообразия методов измерения частоты возможен целый ряд разновидностей метода итеративной многошаговой коррекции. В простейшем случае измерение частоты выполняется в течение одинакового времени на каждой итерации, коррекция частоты ОГ выполняется скачкообразно. В более интеллектуальном варианте время измерения частоты увеличивается с каждой итерацией по заранее заданному закону, коррекция частоты ОГ так же выполняется скачкообразно. В адаптивном варианте продолжительность измерения на каждой итерации определяется в процессе самого измерения, коррекция частоты ОГ выполняется скачкообразно. Наконец, существует вариант, построенный в виде замкнутой системы радиоавтоматики непрерывного действия. Каждая итерация при этом длится ровно один отсчёт – для каждого вновь принятого отсчёта обновляются текущая оценка измеряемой частоты и текущее значение управляющего воздействия, то есть коррекция частоты ОГ выполняется квазинепрерывно.

Большое влияние на скорость и точность коррекции оказывает также алгоритм вычисления нового управляющего воздействия. Алгоритм может использовать одно, два, несколько последних измерений частоты, вплоть до использования всех сделанных измерений. Шаг изменения управляющего воздействия может быть фиксированный, выбираемый из нескольких фиксированных, произвольный. Фиксированный шаг увеличивает время на коррекцию и снижает точность коррекции, но позволяет добиться простой аппаратной реализации алгоритма.

Выбор метода многошаговой коррекции – это выбор компромисса между простотой реализации и достигаемыми параметрами, главным образом, средним и максимальным временем на коррекцию и максимальной погрешностью коррекции. Поэтому на практике, как результат компромисса, возможно использование комбинированных методов. Например, сначала выполняется несколько итераций с фиксированной длительностью измерения и убирается грубая ошибка установки частоты ОГ, затем включается непрерывный вариант коррекции, который убирает оставшееся отклонение частоты ОГ. Или наоборот, сначала работает непрерывный вариант коррекции, который быстро и грубо корректирует начальное отклонение частоты ОГ, затем включается вариант со скачкообразной коррекцией, который долго и точно измеряет оставшееся отклонение и корректирует его.

Автоматическая одношаговая коррекция производится за один цикл «измерение–коррекция ОГ». В этом варианте заранее известно время, необходимое для проведения процедуры. Причина, по которой требуется несколько итераций для коррекции частоты ОГ, заключается в том, что характеристика управления ОГ, то есть функция, связывающая уровень воздействия и отклонение частоты, неизвестна априори. Проблема не может быть решена для любого ОГ заранее выполненным снятием характеристики, поскольку под воздействием процессов старения и изменения температуры вид функции в общем случае изменяется непредсказуемым образом.

В настоящее время в номенклатуре ведущих фирм – производителей кварцевых генераторов появляются ОГ, в которых достаточно жёстко нормирована линейность управляющей характеристики [8]. Рассмотрим частный случай, когда характеристика регулирования линейна. В этом случае неопределенными являются два параметра управляющей характеристики – смещение и угол наклона. Достаточно двух измерений частоты ОГ при разных уровнях воздействия, чтобы полностью снять такую характеристику управления, после чего становится возможным вычислить точный уровень воздействия, требуемый для установки номинального значения частоты ОГ. На основе уравнения прямой, проходящей через две точки, [9] можно записать выражение

$$\frac{f_{\text{н}} - f_1}{f_2 - f_1} = \frac{u_{\text{н}} - u_1}{u_2 - u_1},$$

откуда следует, что

$$u_{\text{н}} = \frac{f_{\text{н}} - f_1}{f_2 - f_1}\left(u_2 - u_1\right) + u_1. \qquad (17)$$

Здесь u_1, u_2 – уровни воздействия при первом и втором измерении соответственно; $u_{\text{н}}$ – искомый уровень воздействия; f_1, f_2 – результаты измерения (частота ОГ) при первом и втором измерении; $f_{\text{н}}$ – номинальная частота ОГ.

Так работает метод линейной одношаговой коррекции. Для практического применения метода одношаговой коррекции требуется использование ОГ с гарантированной линейной характеристикой управления. Главная особенность данного метода – это гарантированное короткое время коррекции, что может быть существенно в некоторых случаях применения ЦРПУ.

Возможен принципиально иной подход к обеспечению точности частотной шкалы РПУ – это использование метода коррекции, который исключает необходимость подстройки частоты ОГ.

Коррекция отклонения частоты ОГ путём деформации частотной шкалы

Цифровая коррекция путем деформации частотной шкалы заключается в изменении частоты переноса $f_{\text{п}}$ на величину $\Delta f_{\text{п}}$ таким образом, чтобы при отклонении частоты ОГ $f_{\text{ОГ}}$ от номинала на величину $\Delta f_{\text{ОГ}}$ получить на выходе ту же частоту, что и при номинальном значении частоты ОГ. Частота входного сигнала $f_{\text{вх}}$ в обоих случаях одинакова. Задача цифровой коррекции заключается в расчёте необходимого изменения частоты сигнала переноса $\Delta f_{\text{п}}$. Действительно, вместо того, чтобы подстраивать частоту ОГ, приближая её к номинальному значению, можно изменить частоту переноса в ЦРПУ таким образом, чтобы скомпенсировать сдвиг выходной частоты:

$$f_{\text{ПК}} = f_{\text{п}} + \Delta f_{\text{п}},$$

где $f_{\text{ПК}}$ – частота переноса с компенсацией сдвига выходной частоты; $\Delta f_{\text{п}}$ – компенсация сдвига выходной частоты.

Выведем формулу для вычисления необходимой компенсации при аналоговом преобразовании частоты. Новое значение частоты перено-

са, учитывающее компенсацию, потребует ввести новые дробные коэффициенты деления СЧ:

$$f_{\text{ПК}} = f_{\text{п}} + \Delta f_{\text{п}} = f_{\text{ОГ}} \sum_i m_i \, .$$

Истинное значение новой частоты переноса в случае отклонения частоты ОГ будет равно

$$f_{\text{п2к}} = \left(f_{\text{ОГ}} + \Delta f_{\text{ОГ}} \right) \sum_i m_i \, .$$

Выходная частота в результате точной компенсации отклонения частоты ОГ должна быть равна выходной частоте при номинальном значении частоты ОГ. Поэтому запишем выражения для выходной частоты – для случая номинального значения частоты ОГ и случая скомпенсированного сдвига выходной частоты, затем эти выражения приравняем. Из полученного равенства выразим значение частотной добавки к частоте переноса, позволяющей осуществить полную компенсацию сдвига частоты выходного однополосного сигнала:

$$f_{\text{вых}} = f_{\text{вх}} - f_{\text{п}} \, ,$$

$$f_{\text{вых2к}} = f_{\text{вх}} - f_{\text{п2к}} = f_{\text{вх}} - \left(f_{\text{ОГ}} + \Delta f_{\text{ОГ}} \right) \sum_i m_i =$$

$$= f_{\text{вх}} - \left(f_{\text{ОГ}} + \Delta f_{\text{ОГ}} \right) \cdot \left(\frac{f_{\text{п}} + \Delta f_{\text{п}}}{f_{\text{ОГ}}} \right).$$

Проведя преобразования, получаем

$$f_{\text{вых2к}} = f_{\text{вх}} - \frac{f_{\text{ОГ}}}{f_{\text{ОГ}}} \left(f_{\text{п}} + \Delta f_{\text{п}} \right) - \frac{\Delta f_{\text{ОГ}}}{f_{\text{ОГ}}} \left(f_{\text{п}} + \Delta f_{\text{п}} \right) =$$

$$= f_{\text{вх}} - f_{\text{п}} - \frac{\Delta f_{\text{ОГ}}}{f_{\text{ОГ}}} f_{\text{п}} - \frac{f_{\text{ОГ}} + \Delta f_{\text{ОГ}}}{f_{\text{ОГ}}} \Delta f_{\text{п}} . \qquad (18)$$

Тогда, учитывая, что при полной коррекции должно обеспечиваться равенство $f_{\text{вых}}$ (10) и $f_{\text{вых к}}$ (18), можно записать следующее выражение:

$$f_{\text{вх}} - f_{\text{п}} = f_{\text{вх}} - f_{\text{п}} - \frac{\Delta f_{\text{ОГ}}}{f_{\text{ОГ}}} f_{\text{п}} -$$

$$- \frac{f_{\text{ОГ}} + \Delta f_{\text{ОГ}}}{f_{\text{ОГ}}} \Delta f_{\text{п}} , \qquad (19)$$

$$\frac{f_{\text{ОГ}} + \Delta f_{\text{ОГ}}}{f_{\text{ОГ}}} \Delta f_{\text{п}} = - \frac{\Delta f_{\text{ОГ}}}{f_{\text{ОГ}}} f_{\text{п}} \, .$$

Найдём значение $\Delta f_{\text{п}}$:

$$\Delta f_{\text{п}} = - \frac{\Delta f_{\text{ОГ}}}{f_{\text{ОГ}} + \Delta f_{\text{ОГ}}} f_{\text{п}} \, . \qquad (20)$$

Рассчитаем новое значение частоты переноса, учитывающее компенсацию:

$$f_{\text{ПК}} = f_{\text{п}} + \Delta f_{\text{п}} = f_{\text{п}} - \frac{\Delta f_{\text{ОГ}}}{f_{\text{ОГ}} + \Delta f_{\text{ОГ}}} f_{\text{п}} =$$

$$= \frac{f_{\text{ОГ}}}{f_{\text{ОГ}} + \Delta f_{\text{ОГ}}} f_{\text{п}} \, .$$

Получим формулу компенсации при цифровом преобразовании частоты. Запишем выражения для относительной выходной частоты – для случая номинального значения частоты ОГ и случая скомпенсированного сдвига выходной частоты, затем преобразуем относительные частоты в частоты, выраженные в герцах. Полученные выражения приравняем, затем выразим значение компенсации:

$$\Omega_{f\text{вых}} = \Omega_{f\text{вх}} - \Omega_{f\text{п}} = \frac{f_{\text{вх}}}{f_s} - \frac{f_{\text{п}}}{f_s} ,$$

$$\Omega_{f\ \text{вых2к}} = \Omega_{f\ \text{вх2}} - \Omega_{f\,\text{ПК}} =$$

$$= \frac{f_{\text{вх}}}{f_s + k\Delta f_{\text{ОГ}}} - \frac{f_{\text{п}} + \Delta f_{\text{п}}}{f_s} ,$$

$$f_{\text{вых}} = f_s \Omega_{f\ \text{вых}} = f_{\text{вх}} - f_{\text{п}} .$$

По аналогии с (18) получаем

$$f_{\text{вых2к}} = f_{s2} \Omega_{f\ \text{вых2к}} = \left(f_s + k\Delta f_{\text{ОГ}} \right) \times$$

$$\times \left(\frac{f_{\text{вх}}}{f_{\text{s}} + k\Delta f_{\text{ог}}} - \frac{f_{\text{п}} + \Delta f_{\text{п}}}{f_{\text{s}}} \right) =$$

$$= f_{\text{вх}} - \frac{f_s + k\Delta f_{\text{ОГ}}}{f_s} \left(f_{\text{п}} + \Delta f_{\text{п}} \right) ,$$

$$f_{\text{вых2к}} = f_{\text{вх}} - \frac{f_s}{f_s} \left(f_{\text{п}} + \Delta f_{\text{п}} \right) - \frac{k\Delta f_{\text{ОГ}}}{f_s} \left(f_{\text{п}} + \Delta f_{\text{п}} \right) =$$

$$= f_{\text{вх}} - f_{\text{п}} - \frac{k\Delta f_{\text{ОГ}}}{f_s} f_{\text{п}} - \frac{f_s + k\Delta f_{\text{ОГ}}}{f_s} \Delta f_{\text{п}} .$$

Частота сигнала на выходе при заданной величине отклонения $\Delta f_{\text{ОГ}}$ и частоте переноса $f_{\text{п}}$ равна

$$f_{\text{вых2к}} = f_{\text{вх}} - f_{\text{п}} - \frac{\Delta f_{\text{ОГ}}}{f_{\text{ОГ}}} f_{\text{п}} - \frac{f_{\text{ОГ}} + \Delta f_{\text{ОГ}}}{f_{\text{ОГ}}} \Delta f_{\text{п}} .$$

Аналогично (19) можно записать уравнение цифровой коррекции частотной шкалы:

$$f_{\text{вх}} - f_{\text{п}} = f_{\text{вх}} - f_{\text{п}} - \frac{\Delta f_{\text{ОГ}}}{f_{\text{ОГ}}} f_{\text{п}} - \frac{f_{\text{ОГ}} + \Delta f_{\text{ОГ}}}{f_{\text{ОГ}}} \Delta f_{\text{п}},$$

$$\frac{f_{\text{ОГ}} + \Delta f_{\text{ОГ}}}{f_{\text{ОГ}}} \Delta f_{\text{п}} = -\frac{\Delta f_{\text{ОГ}}}{f_{\text{ОГ}}} f_{\text{п}}.$$

Выражение для изменения частоты переноса, обеспечивающее корректирующую деформацию частотной шкалы, приобретает вид

$$\Delta f_{\text{п}} = -\frac{\Delta f_{\text{ОГ}}}{f_{\text{ОГ}} + \Delta f_{\text{ОГ}}} f_{\text{п}}. \qquad (21)$$

Конечная формула (21) совпадает с формулой (20), полученной для аналогового преобразования частоты. Следовательно, значение компенсации сдвига выходной частоты из-за отклонения частоты ОГ и значение частоты переноса, учитывающее компенсацию, не зависят от способа реализации преобразования частоты и всегда вычисляются по одним и тем же формулам. Это утверждение справедливо и для смешанной архитектуры ЦРПУ, в которой применяется и аналоговое, и цифровое преобразование частоты принимаемого сигнала.

Основное преимущество метода цифровой коррекции при помощи деформации частотной шкалы заключается в том, что при его применении в ЦРПУ снимаются требования к точности частоты ОГ при сохранении требований к стабильности. Это позволяет по-новому подойти к построению ОГ, предназначенных для применения в программно-определяемых радиоприёмниках.

Несмотря на использование прецизионного оборудования, ведущие фирмы – производители ОГ изготавливают основной элемент генератора – кварцевый резонатор – с определённой погрешностью. В результате частота генератора, работающего на частоте собственного резонанса кристалла, всегда отличается от номинального значения, которое должен выдавать ОГ. Для производства ОГ с заранее заданной частотой производители вынуждены в состав ОГ включать цепи для плавного управления выходной частотой ОГ.

Известно [1], что при управлении частотой ОГ изменяется её стабильность. Там же получено выражение, устанавливающее зависимость стабильности от значения начальной расстройки кварцевого резонатора и величины сопротивления управляющего элемента. Из приведённых в [1] графиков видно, что даже при небольших начальных расстройках резонатора ухудшение стабильности составляет до 3–4 раз. Там же отмечено, что при управлении частотой кварцевого генератора могут значительно изменяться условия его самовозбуждения и амплитуда колебаний. Для решения отмеченных проблем разработчики прецизионных ОГ вынуждены значительно усложнять схемотехнику ОГ и применять дорогостоящие меры по уменьшению старения элементов в цепях подстройки частоты.

Цифровая коррекция позволяет использовать в ЦРПУ бесподстроечные прецизионные ОГ с выходной частотой, равной частоте собственного резонанса кварца. Исключение цепей управления частотой ОГ из состава изделия положительно влияет на стоимость РПУ. При переходе на новый дизайн опорного генератора улучшается стабильность выходной частоты, уменьшаются шумы, исключаются наводки на управляющие цепи ОГ. В процессе производства частота каждого установленного в изделие ОГ измеряется и хранится в управляющем процессоре для последующего расчёта корректирующих коэффициентов. На рис. 3 представлена возможная структурная схема прецизионного ОГ для ЦРПУ с коррекцией путём деформации частотной оси. Энергонезависимая память, доступная на запись и чтение, предназначена для хранения величины $\Delta f_{\text{ОГ}}$. По двунаправленному интерфейсу величина $\Delta f_{\text{ОГ}}$ может быть прочитана блоком управления ЦРПУ и использована при расчёте корректирующих поправок. Первоначальное значение $\Delta f_{\text{ОГ}}$ заносится при производстве ОГ. Далее при проведении цифровой коррекции частотной шкалы данная величина может обновляться. Такое построение термостатированного ОГ обеспечивает нормальное функционирование ЦРПУ между коррекциями и позволяет обеспечить взаимозаменяемость функциональных узлов при проведении ремонта.

В портативной радиоаппаратуре также находят применение термокомпенсированные ОГ [10]. В отличие от термостатированных ОГ они при значительно меньшем потреблении энергии обеспечивают мгновенную готовность к работе после включения. Однако перестройка частоты кварцевого генератора должна производиться в более широких пределах, чем у термостатированных ОГ.

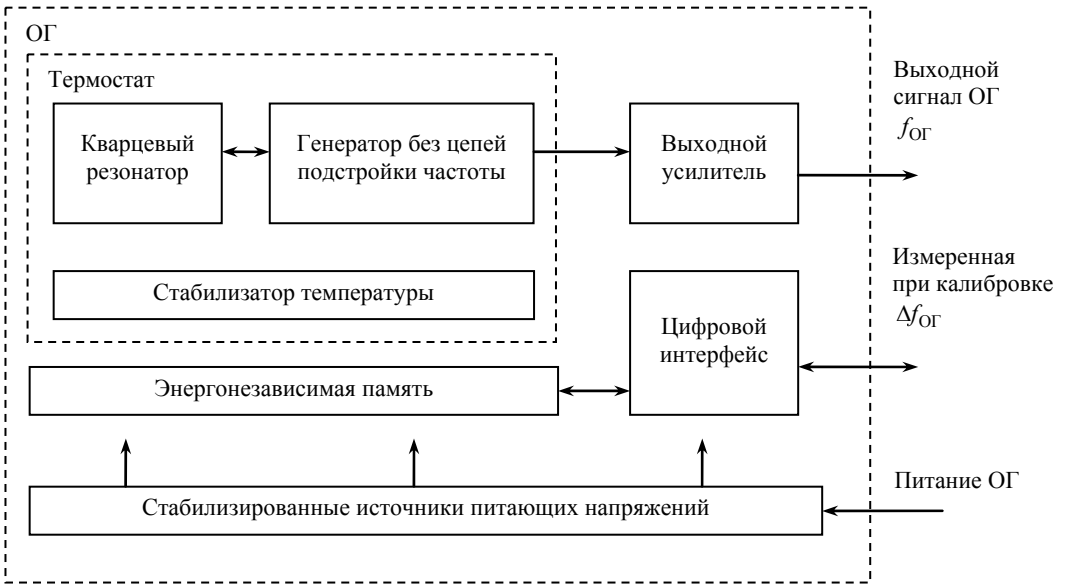


Рис. 3. Структурная схема термостатированного генератора для ЦРПУ с цифровой коррекцией

По долговременной стабильности термокомпенсированные ОГ значительно уступают термостатированным. Удаление цепей плавной перестройки частоты окажет положительное влияние на стабильность таких ОГ. Вариант структурной схемы термокомпенсированного ОГ для ЦРПУ с коррекцией отклонения частоты ОГ путём деформации частотной шкалы приведён на рис. 4. Прогнозируемая на основании датчика температуры резонатора величина частотной ошибки $\Delta f_{ОГ}$ при производстве генератора заносится в таблицу коэффициентов. В процессе работы управляющий блок ЦРПУ периодически считывает прогнозируемую величину $\Delta f_{ОГ}$ через цифровой интерфейс взаимодействия с ОГ и использует её для деформации частотной шкалы ЦРПУ.

Рис. 4. Структурная схема термокомпенсированного ОГ для РПУ с цифровой коррекцией

В современном ЦРПУ при обработке сигналов используется значительное число разнообразных тактовых частот. Все они, как правило, формируются из частоты, вырабатываемой ОГ. На практике нет необходимости учитывать реальное значение частоты ОГ абсолютно во всех алгоритмах и на всех стадиях цифровой обработки. Как было выяснено ранее, наибольшая точность частоты требуется при формировании частоты переноса и частоты дискретизации. Также максимальная точность может быть важна для реализации функции часов реального времени

ЦРПУ. В остальных алгоритмах, например синтеза фильтров, точности на один–два порядка меньшей вполне достаточно. Поэтому в остальных алгоритмах можно всегда использовать номинальное значение частоты ОГ, что позволит использовать заранее синтезированные фильтры, как и в обычных ЦРПУ.

Преимущества и недостатки методов цифровой коррекции

Метод итеративной многошаговой коррекции является наиболее универсальным методом. Он не зависит от вида характеристики управления ОГ. Единственное требование к характеристике – монотонность. Метод представлен целым рядом разновидностей реализации, которые отличаются по сложности, временным параметрам и точности. Среди них всегда можно найти наиболее подходящую для данного проекта разновидность или комбинацию нескольких разновидностей.

Главным недостатком метода итеративной многошаговой коррекции является непредсказуемость времени, требуемого для полной коррекции. Тем не менее, в большинстве применений этот недостаток не играет существенной роли, поскольку калибровка ОГ, как правило, требуется относительно редко, а максимальное время, требуемое для коррекции, относительно мало.

Метод одношаговой коррекции является заменой метода итеративной многошаговой коррекции в тех применениях, в которых время на коррекцию должно быть фиксировано и предельно минимизировано. Данный метод также представлен несколькими разновидностями реализации, которые отличаются по сложности и точности при одинаковом времени на коррекцию.

Для использования метода одношаговой коррекции необходим ОГ, удовлетворяющий специальным требованиям. Это ограничивает выбор разработчика и может привести к удорожанию изделия. Кроме того, погрешности измерений не могут контролироваться динамически и быть скомпенсированы дополнительными итерациями, как в методе многошаговой коррекции. Все эти особенности могут рассматриваться как недостатки метода.

Метод коррекции при помощи деформации частотной шкалы обеспечивает наименьшее количество измерений среди всех методов, что при прочих равных условиях гарантирует наименьшее возможное время на коррекцию. Отказ от управления ОГ позволяет упростить аппаратную часть ЦРПУ и избавиться от проблем, связанных с электромагнитными наводками на цепи управления ОГ. Потенциально ОГ без цепи управления способен обеспечивать более высокую стабильность, чем ОГ того же класса, но с цепью управления.

Потенциально проблемной частью ЦРПУ с коррекцией частоты ОГ при помощи деформации частотной шкалы являются генерация и прием интерфейсных сигналов, привязанных к частоте, соизмеримой с частотой ОГ. Традиционное решение, опирающееся на номинальное значение частоты ОГ, может привести к рассогласованию сигналов от разных участников интерфейса. Особенно это актуально для интерфейсов с множественным доступом. Решение, учитывающее реальное значение частоты ОГ, может заметно усложнить аппаратную часть ЦРПУ.

Для аналого-цифровых интерфейсов решение, учитывающее реальное значение частоты ОГ и приводящее частоту дискретизации к номинальному значению, как правило, неприемлемо из-за ухудшения параметров ЦРПУ. Как следствие, в синхронных режимах работы ЦРПУ, не использующих автоподстройку тактовой частоты, рассинхронизация сигналов происходит быстрее по сравнению с другими методами коррекции.

Таким образом, ни один из представленных методов цифровой коррекции частоты ОГ не обладает решающими преимуществами перед другими методами. Каждый метод имеет свои особенности, свои сильные стороны. Выбор того или иного метода должен диктоваться конкретными требованиями, выдвигаемыми к проектируемому ЦРПУ.

Выводы

Рассмотрены различные методы цифровой коррекции, применяемые в ЦРПУ для уменьшения влияния отклонения частоты ОГ от номинального значения на сдвиг частоты выходного однополосного сигнала. Описаны методы измерения отклонения частоты ОГ в ЦРПУ с привлечением минимума внешних средств, а именно источника сигнала с эталонной частотой. Предложен новый метод цифровой коррекции отклонения частоты ОГ в ЦРПУ, заключающийся в корректирующей деформации частотной шкалы. Показано, что полученные расчётные соотношения не зависят от архитектуры приёмного тракта. Проведен сравнительный анализ методов цифровой коррекции частотной шкалы в программно-определяемых РПУ.

Литература

1. *Альтшуллер Г.Б.* Кварцевая стабилизация частоты / Г.Б. Альтшуллер. – М. : Связь, 1974. – 272 с.: ил.

2. *Палшков В.В.* Радиоприемные устройства : учеб. пособие / В.В. Палшков. – М. : Радио и связь, 1984. – 392 с.: ил.

3. ГОСТ 30338-95. Совместимость технических средств электромагнитная. Устройства радиопередающие всех категорий и назначений народнохозяйственного применения. Требования к допустимым отклонениям частоты. Методы измерений и контроля. – М. : Издательство стандартов, 2000. – 17 с.

4. ГОСТ Р 52016-2003. Приемники магистральной радиосвязи гектометрового–декаметрового диапазона волн. – М. : Издательство стандартов, 1986. – 41 с.

5. *Лайонс Р.* Цифровая обработка сигналов : пер с англ. / Р. Лайонс. – 2-е изд. – М. : ООО «Бином-Пресс», 2006. – 656 с.

6. *Маковий В.А.* Виды представления частот сигнала в цифровом радиоприемном устройстве и переходы между ними / В.А. Маковий // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. журнал / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2010. – № 3. – С. 36–45.

7. *Оппенгейм А.* Цифровая обработка сигналов / А. Оппенгейм, Р. Шафер ; пер. с англ. С.А. Кулешова ; под ред. А.С. Ненашева. – М. : Техносфера, 2006. – 856 с.

8. C-MAC MicroTecnology // Datasheet : CFPO-20, -21, -22, -23 ТС-ОСХО. – (www.cmac.com)

9. *Корн Г.* Справочник по математике (для научных работников и инженеров) / Г. Корн, Т. Корн. – М. : Наука, 1974. – 832 с.: ил.

10. *Альтшуллер Г.Б.* Кварцевые генераторы : справочное пособие / Г.Б. Альтшуллер, Н.Н. Елфимов, В.Г. Шакулин. – М. : Радио и связь, 1984. – 232 с.: ил.

Статья поступила в редакцию 4 октября 2010 г.

УДК 535.375

К ВОПРОСУ ОБ ИНТЕГРАЦИИ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ ЛАЗЕРНЫХ АТМОСФЕРНЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ В СИСТЕМЫ И КОМПЛЕКСЫ ШИРОКОПОЛОСНОГО РАДИОДОСТУПА

С.В. Артыщенко, с.н.с., ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: artichenko@mail.ru
С.Ю. Сизов, нач. отд., ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (4732) 52-22-94
А.В. Володько, доцент ВГТУ, e-mail: zavlabvgtu@rambler.ru
О.В. Николаев, нач. НТЦ, ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (4732) 52-79-41

Рассматривается возможность включения высокоскоростных лазерных атмосферных линий связи (ЛАЛС), обладающих способностью оперативной перестройки рабочей частоты источника излучения, в системы и комплексы широкополосного доступа, что позволит осуществлять дублирование аппаратуры миллиметрового диапазона и динамическую адаптацию к изменяющимся внешним условиям. Одним из преимуществ использования упомянутых ЛАЛС может явиться повышение «живучести» системы за счет оперативного поиска окна прозрачности в случае умышленного распыления в атмосфере поглощающих примесей.

Ключевые слова: *лазерная связь, поглощение, окно прозрачности, перестройка частоты.*

ON THE ISSUE OF HIGH-SPEED LASER COMMUNICATION LINE INTEGRATION IN BROADBAND RADIO ACCESS SYSTEMS AND COMPLEXES

S.V. Artyshchenko, senior research engineer, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: artichenko@mail.ru
S.Yu. Sizov, head of department, JSC «Sozvezdie» Concern», tel.: (4732) 52-22-94
A.V. Volodko, associate professor, Voronezh State Engineering University, e-mail: zavlabvgtu@rambler.ru
O.V. Nikolaev, head of Scientific and Technical Centre, JSC «Sozvezdie» Concern», tel.: (4732) 52-79-41

The possibility of including high-speed (quickly transferring) laser communication lines with possibility of radiation source operating frequency tuning in systems and complexes of a broadband radio access is discussed. It gives the possibility to duplicate the equipment of millimetric range and dynamically adapt to changing environment. One of the advantages in using such lines is the increase of system operability at the expense of window region operative search in case of absorbing impurity deliberate dispersion in atmosphere.

Keywords: *laser communication, absorption, window region, frequency tuning*.

В последние годы все большее развитие получает экспериментальное и теоретическое исследование проблем, связанных с построением и обеспечением надежности функционирования систем и комплексов широкополосного радиодоступа. Причем часто предпочтение отдается системам, обладающим возможностями динамической адаптации к изменяющимся внешним условиям, а также содержащим различные средства передачи информации вкупе с их согласованностью, взаимозаменяемостью и возможностью дублирования. Одним из таких решений является интеграция в системы и комплексы широкополосного радиодоступа высокоскоростных ЛАЛС, оснащенных средствами газоанализа поглощающих атмосферных примесей и возможностью оперативной перестройки рабочей частоты. Различные аспекты такого решения обсуждаются в настоящей работе.

В целях обеспечения связи между широкополосными базовыми станциями, расположенными в труднодоступных районах, при невозможности прокладки стационарных линий связи, для оперативности развертывания линий связи ОАО «Концерн «Созвездие» разработало аппаратуру миллиметрового диапазона. Недостатком миллиметрового диапазона длин волн является влияние атмосферных осадков (дождь) на распространение сигнала. Для его устранения предлагается дублирование аппаратуры миллиметрового диапазона лазерной атмосферной линией, имеющей поглощение на других видах осадков (туман). Повышение надежности атмосферной лазерной линии связи осуществляется путем оснащения ее системой анализа диапазона поглощения атмосферных взвесей для оперативной перестройки длины волны. Совместное использование устройств миллиметрового

и оптического диапазонов и поиск окон прозрачности атмосферы на рабочих длинах волн лазера позволят повысить годовой коэффициент достоверности связи между широкополосными базовыми станциями.

Исследованию источников лазерного излучения с перестраиваемым спектром, а также способов и средств газоанализа и мониторинга атмосферы посвящены работы [1–4]. Вопросы, обсуждаемые в настоящей работе, соответствуют тематике комплексного проекта «Прогнозные исследования развития систем и средств широкополосного радиодоступа IV поколения двойного назначения (4G и 5G)». Этот проект относится к приоритетным направлениям развития науки, техники и технологий в Российской Федерации. Целью проекта является построение высокоскоростных ЛАЛС для обеспечения надежного функционирования систем и комплексов широкополосного радиодоступа в интересах органов власти, военных и гражданских структур. Применение высокоскоростных ЛАЛС в системах и комплексах широкополосного радиодоступа позволит повысить пропускную способность и надежность их функционирования, в т.ч. в подвижном исполнении.

Среди современных тенденций в области создания ЛАЛС следует отметить меры, принимаемые разработчиками, для увеличения дальности связи и повышения надежности оптических каналов. Работы, проводимые в этом направлении рядом фирм-разработчиков, позволили приступить к созданию саморегулирующихся систем, оснащению компонентов ЛАЛС средствами автоматической корректировки отдельных параметров системы с целью повышения устойчивости каналов передачи информации. Созданы системы, в которых устойчивость связи обеспечивается за счет отслеживания направления на следующий приемопередающий блок и его автоматической корректировки. Распространенные на мировом рынке ЛАЛС успешно применяются в телекоммуникационных системах различного назначения.

Вместе с тем, в настоящее время отсутствуют комплексные решения в области широкополосного радиодоступа, включающие ЛАЛС, оснащенные средствами газоанализа поглощающих примесей и возможностью оперативной перестройки рабочей частоты. В настоящей работе намечены пути для создания такого комплексного технического решения. В рамках вышеупомянутого проекта возможно создание уникального технического решения ЛАЛС в комплексе широкополосного радиодоступа с оснащением приемопередатчиков ЛАЛС средствами анализа содержания в атмосфере газов и взвесей, поглощающих излучение ЛАЛС, с возможностью оперативной перестройки длины волны приемопередатчиков для сохранения работоспособности канала связи в условиях изменяющегося состава атмосферы. Дополнительно существует возможность мониторинга атмосферы на предмет наличия отравляющих и взрывчатых веществ.

В настоящее время в представленных на рынке образцах ЛАЛС, разработанных различными компаниями, в качестве метода повышения надежности канала передачи информации применяется автоматическое дублирование (повторная передача) сбойных пакетов, что дает возможность поддерживать связь, но в случае ухудшения состояния атмосферы снижает пропускную способность.

Поскольку в предлагаемом комплексном решении компоненты ЛАЛС оснащаются средствами мониторинга атмосферы с возможностью оперативной перестройки длины волны приемопередатчиков, это позволит сохранить работоспособность канала связи в условиях изменяющегося состава атмосферы без снижения пропускной способности.

Наиболее распространенные на рынке ЛАЛС обеспечивают канал связи на фиксированной длине волны, не оснащены средствами анализа состояния атмосферы, что может стать фактором уязвимости в условиях широкой доступности информации о технических характеристиках различных моделей оборудования. Следует принимать во внимание возможность умышленного воздействия на среду распространения сигнала путем распыления в атмосфере различных примесей, поглощающих излучение на длине волны конкретных моделей ЛАЛС, что, несмотря на заявленные скорость передачи и дальность связи, может привести к ухудшению параметров, сбоям в передаче информации вплоть до полной потери работоспособности канала связи.

Обсуждаемое техническое решение позволит за счет встроенных средств мониторинга состояния атмосферы и оперативной перестройки длины волны приемопередатчиков преодолевать воздействия подобного рода с сохранением работоспособности канала передачи информации. Если сопоставить предлагаемое комплексное решение с аналогами, то речь идет не просто о

сравнении скоростей, дальностей и других характеристик, а о принципиальной возможности или полной невозможности работы ЛАЛС, то есть о «живучести» системы.

Наряду с вышесказанным, важнейшей задачей при разработке упомянутых систем, тем более в подвижном варианте, остается оснащение ЛАЛС аппаратурой автоматического наведения оптического излучателя на оптический приемник и автоматическое удержание правильного наведения в течение всего сеанса связи. В подвижном варианте особенно необходимы организация радиоканала передачи данных о местоположении оптических приемопередатчиков ЛАЛС и разработка алгоритма взаимонаведения приемопередатчиков ЛАЛС.

В состав комплексного решения, включающего ЛАЛС, входит CO_2-лазер, важным достоинством которого является электронная высокоскоростная перестройка по длине волны. Предполагается повышение скрытности оптической связи за счет зашумления собственного лазерного излучения и включения режима ППРЧ. Для входящего в состав комплексного решения газоанализатора потенциальное количество обнаруживаемых газов составляет несколько десятков. Используется оптоакустический метод детектирования примесей. Установка газоанализа обеспечит контроль состава газовой смеси в реальном масштабе времени при высокой потенциальной чувствительности данного газоанализатора – 1 молекула примесей на 10^9 молекул других газов, в т.ч. детектируются пары взрывчатых, отравляющих и других потенциально опасных веществ.

Использование в создаваемой ЛАЛС цельнометаллического CO_2-лазера оригинальной конструкции с высокочастотной накачкой позволит создать надежную подвижную систему связи среднего ИК-диапазона (с длиной волны 9,6 мкм и 10,6 мкм). В этом диапазоне, как известно, минимальны потери на атмосферных образованиях и аэрозолях. У полупроводниковых же лазеров, работающих на длине волны 0,9 мкм, соответствующие потери больше.

Заметим, что наряду с преимуществами, которые дает использование средств газоанализа, делающих известными наличие данной примеси и спектр ее поглощения, с помощью упомянутого CO_2-лазера возможен независимый от данных установки газоанализа поиск окна прозрачности за счет перестройки частоты, которая начинается, как только принимающая аппаратура зафиксирует уровень сбоев в передаче информации, свидетельствующий о повышении коэффициента поглощения в канале, и заканчивается выбором той рабочей частоты, на которой поглощение минимально. В этом смысле сама ЛАЛС выступит в качестве системы мониторинга уровня поглощения на той или иной длине волны, причем на всей длине канала распространения лазерного излучения.

Развитие представлений, изложенных в настоящей работе, позволит создать экспериментальные образцы элементов высокоскоростных ЛАЛС, обеспечивающих функционирование систем и комплексов широкополосного радиодоступа в подвижном варианте, и увеличить годовой коэффициент достоверности связи между широкополосными базовыми станциями.

В создании высоконадежных систем и комплексов широкополосного доступа заинтересованы все отрасли экономики. В случае реализации предлагаемого решения, в силу его специфики, на первом этапе прогнозируется востребованность среди государственных органов и учреждений. В дальнейшем, по мере развития данного направления и продвижения на рынок, прогнозируется интерес к предлагаемому решению со стороны компаний частного сектора. Потенциальными потребителями могут быть государственные организации, Министерство промышленности и торговли РФ, Министерство связи РФ, компании и организации, использующие высоконадёжные сети радиосвязи.

Литература

1. *Volodko A.V.* Increase of Fast-Response and Precision of Laser Analysis of Gas Mixtures / A.V. Volodko, V.I. Youdin // Technical Digest International Conference on Lasers'96. – Portland, Oregon, USA. – 1996. – P.57.

2. *Volodko A.V.* Correlative Method of Ecological Monitoring of Atmosphere by Using CO_2 laser in Mode of «Chord» Generation of Radiation / A.V. Volodko, V.I. Youdin // Technical Digest International Conference'2001. – Tucson, Arizona, USA, 2001. – P.7.

3. *Володько А.В.* Анализ состава газовой смеси методом оптико-акустической спектроскопии в автоматической системе атмосферного мониторинга / А.В. Володько, В.И. Юдин // Экологические системы и приборы. –1999. – № 6. – С.45–48.

4. Пат. 2035812 РФ, МПК H01S3/104. Газовый лазер с перестраиваемым спектром излучения : Худяков Г.Н., Ишутин А.Н., Кузьмин Ю.Ф., Макаров В.В., Юдин В.И. ; заявитель и патентообладатель НКТБ «Феррит». – № 4846313/25, заявл. 03.07.1990, опубл. 20.05.1995.

Статья поступила в редакцию 12 октября 2010 г.

УДК 681.3

ОПТИМИЗАЦИЯ СТРУКТУРЫ И АЛГОРИТМА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ НЕПОЗИЦИОННОГО ЦИФРОВОГО ФИЛЬТРА

А.В. Велигоша, доцент, Ставропольский воен. ин-т связи ракет. войск, e-mail: tomvell@mail.ru

Предложен новый метод организации вычислений в цифровых фильтрах, функционирующих на основе модулярного кодирования информации. Суть предложенного метода заключается в том, что вычисление выходных отсчетов в непозиционном фильтре осуществляется по одному основанию. Применение данного метода позволило оптимизировать структуру цифрового фильтра и алгоритм вычисления выходных отсчетов при сохранении высокой скорости и точности вычислений.

Ключевые слова: *цифровой фильтр, система остаточных классов, остаток по модулю, модуль, диапазон представления, табличное арифметическое устройство, преобразователь данных.*

NON-POSITIONAL DIGITAL FILTER STRUCTURE AND FUNCTIONING ALGORITHM OPTIMIZATION

A.V. Veligosha, associate professor, Stavropol Military Communication Institute of Rocket Forces, e-mail: tomvell@mail.ru

A new method for organizing calculations for digital filters operating on the base of modular information coding is offered. The essence of the offered method is that output sampling calculation in the non-positional filter is realized on a single base. Applying the said method makes it possible to optimize the digital filter structure and output sampling calculation algorithm while maintaining the high rate and accuracy in calculations.

Key words: *digital filter, system of residual classes, remainder with respect to the base N , modulus, representation range, tabular arithmetic device, data converter.*

На практике цифровые фильтры (ЦФ) находят широкое применение для решения различных задач при цифровой обработке сигналов (ЦОС). Одной из таких задач является адаптивная цифровая фильтрация шумоподобных сигналов на фоне комплекса помех [1]. В данном приложении адаптивный ЦФ представляет собой совокупность классического ЦФ, структура которого будет оптимизироваться, и системы адаптации, подстраивающей коэффициенты фильтра для обеспечения высокой точности вычислений его выходных отсчетов.

На практике находят широкое применение нерекурсивные ЦФ [1–4], т.к. они имеют ряд значительных преимуществ перед рекурсивными фильтрами, основным из которых является то, что нерекурсивные фильтры не вносят в обрабатываемый сигнал собственных шумов в отличие от рекурсивных.

В работах [3, 5–8] и других обоснована целесообразность применения системы остаточных классов (СОК) для реализации алгоритмов нерекурсивной цифровой фильтрации. Система остаточных классов вызывает все более пристальное внимание из-за ее способности поддерживать высокоскоростную арифметику при параллельной обработке данных [7]. Система остаточных классов (модулярное кодирование данных) определяется набором оснований (модулей) p_i из взаимно простых чисел. Если $\{p_1, p_2, \ldots, p_n\}$ – набор модулей p_i и наибольший общий делитель $(p_i, p_j)=1$ для $i, j = 1, 2, \ldots, n$, $i \neq j$, тогда целого числа $A \in P$ и $P = p_1 p_2 \ldots p_n$ существует единственное представление числа A в СОК:

$$A = (\alpha_1, \alpha_2, \ldots, \alpha_n), \qquad (1)$$

где $\alpha_i \equiv A(\mathrm{mod}\, p_i)$, $i = 1, 2, \ldots, n$.

Основными операциями, выполняемыми в СОК, являются модульные операции, т.е. арифметические операции сложения, умножения, являющиеся основными для нерекурсивной цифровой фильтрации, алгоритм которой реализуется в соответствии со следующим выражением:

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i x(n-1), \qquad (2)$$

где $x(n)$ – входные отсчеты сигнала ЦФ;

$y(n)$ – выходные отсчеты сигнала ЦФ;

b_i – коэффициенты ЦФ;

N – порядок фильтра.

Анализ алгоритмов адаптации адаптивных ЦФ, проведенный в [1], показал, что арифметические операции сложения и умножения также являются основными и для них.

В [9] подробно описан непозиционный процессор, общая структура которого приведена на рис. 1. Она включает следующие элементы:

1. Устройства преобразования данных из позиционной системы счисления (ПСС) в СОК и обратно (СОК–ПСС).

2. Арифметическое устройство 1, являющееся вычислительным устройством (ВУ) цифрового фильтра СОК.

3. Арифметическое устройство 2, предназначенное для вычисления позиционных характеристик СОК.

Вычисление позиционных характеристик относится к немодульным операциям и необходимо для выполнения таких процедур непозиционной арифметики, как преобразование данных из ПСС в СОК и обратно, обнаружение и коррекция ошибок вычислений в ВУ, сравнение чисел между собой, определение знака чисел и других. В [6, 10–12] показано, что от времени, затрачиваемого на выполнение немодульных операций при вычислении позиционных характеристик СОК, существенно зависит производительность ВУ в целом.

Использование методологии построения ВУ, функционирующих в СОК [10, 11], позволило синтезировать структуру непозиционного ЦФ и разработать математические основы его работы, которые приведены в [3–5, 8, 13–15].

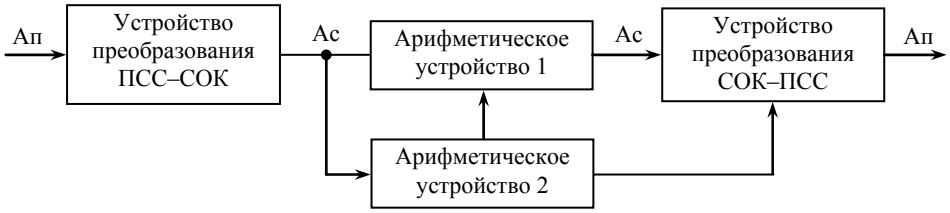


Рис. 1. Обобщенная структура непозиционного вычислительного устройства

Структура непозиционного ЦФ (рис. 2) включает следующие элементы:

1. Преобразователи входных отсчетов ЦФ, поступающих на их входы, из позиционного представления в СОК. Их количество определяется количеством модулей p_i выбранной системы оснований.

2. Преобразователь данных, представленных в модулярном коде, в ПСС. Он формирует позиционное представление числа по всем остаткам α_i, поступающим на его входы от звена ЦФ с номером N.

3. Звенья ЦФ (ЗЦФ$_i$) порядка N, входящие в состав вычислительных каналов, количество которых определяется выбранной системой оснований, т.е. количеством модулей p_i.

4. Блок обнаружения и коррекции ошибок (БОКО) вычислений, возникающих в звеньях ЦФ.

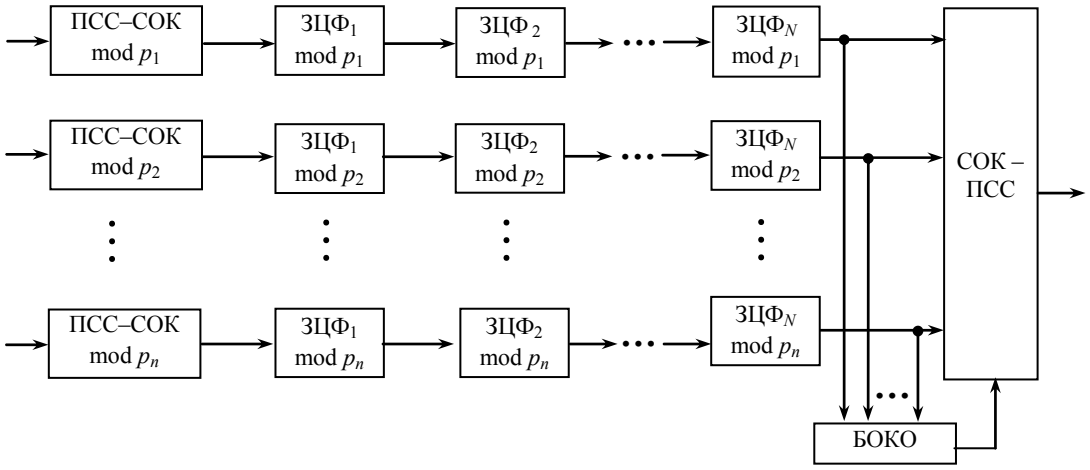


Рис. 2. Структура непозиционного ЦФ

Таким образом, ВУ непозиционного ЦФ представляет собой совокупность вычислительных каналов, каждый из которых включает табличные арифметические устройства (ТАУ) по количеству звеньев фильтра. Вычисления в них организованы в соответствии с выражением (2), и на вход следующего ТАУ поступают остатки, полученные в предыдущем ТАУ. БОКО применяется тогда, когда в состав системы оснований включены контрольные основания.

По проведенным оценкам [3, 5, 16] аппаратурные затраты, необходимые на реализацию ЦФ, структура которого приведена на рис. 2, несколько превышают требуемые для позиционного фильтра того же порядка. Оценка проводилась для диапазона представления данных 10^7. Увеличение диапазона представления данных до 10^9–10^{10} уменьшает аппаратурные затраты на реализацию ЦФ СОК в 1,7 раза. Если для обеспечения высокой надежности позиционного фильтра использовать 100% резервирование, то превышение аппаратурных затрат ЦФ СОК для диапазона 10^7 составит 1,49 раза, а для диапазона 10^9–10^{10} аппаратурные затраты ЦФ ПСС превысят аппаратурные затраты ЦФ СОК в 1,15 раза. Следовательно, задача оптимизации структуры непозиционного ЦФ является актуальной.

Решение данной задачи основано на использовании нового метода представления данных в СОК. Проведенные исследования по применению СОК в задачах ЦОС показали, что еще не в полной мере использованы ее естественные свойства, которые обеспечивают заданные требования к эксплуатационным характеристикам ВУ различного назначения. Выполнение модульных и немодульных операций, а также структура непозиционного ВУ определяются выбранной системой оснований. При этом диапазон представления данных в СОК D_c должен быть равным или большим диапазона представления тех же данных в ПСС D_{nc}:

$$D_c \geq D_{nc}, \quad D_c = P = \prod_{i=1}^{n} p_i, \quad i = \overline{1,n}. \qquad (3)$$

Модульные операции сложения и умножения в ЦФ СОК выполняются табличным методом, при котором результат операции определяется выборкой его значения из запоминающего устройства. Ввиду цикличности остатков по модулям p_i ТАУ оперируют с малоразрядными числами α_i, принадлежащими диапазону $\{0,\ p_i - 1\}$. Высокая эффективность применения табличной арифметики СОК обоснована в [4, 5, 8–11, 15], где также показано, что ее применение обеспечивает повышение производительности ВУ на несколько порядков.

Элементы ЦФ, представленного на рис. 2, реализованы на ТАУ, за исключением преобразователя данных из СОК в позиционное представление. Структуры и алгоритмы функционирования преобразователей из ПСС в СОК, ТАУ, блока обнаружения и коррекции ошибок подробно описаны в [4, 5, 7, 13–18].

Оптимизация структуры непозиционного ЦФ возможна за счет уменьшения количества вычислительных каналов, модификации БОКО, преобразователей данных из ПСС в СОК и обратно. В [17, 18] предложены методы преобразования данных из ПСС в СОК, обнаружения и коррекции ошибок, основой которых является выполнение модульных операций в ТАУ. Реализация вышеуказанных методов и метода преобразования выходных отсчетов ЦФ из СОК в ПСС при использовании классических подходов основана на вычислении позиционных характеристик СОК. Как было показано выше, такой подход в большинстве случаев является малоэффективным.

С целью оптимизации структуры непозиционного ЦФ предлагается использовать не набор оснований $\{p_1, p_2, \ldots, p_n\}$, а одно основание p. При этом согласно выражению (3) можно записать:

$$D_{nc} > D_c, \ \forall A_i \in \{D_{nc},\ D_c\}. \qquad (4)$$

Диапазон представления данных в СОК в этом случае будет определяться как $D_c = P = p$, а величина A_i представляет собой набор входных отсчетов ЦФ. В проводимых ранее исследованиях рекомендовалось выбирать величину наибольшего основания в пределах значений 47–61 [9]. При этом накладывались ограничения на величину наибольших рабочих оснований в случае использования процедуры обнаружения и коррекции ошибок, т.к.

$$p_{к+1} > p_n\ p_{n-1}, \qquad (5)$$

где $p_{к+1}$ – значение контрольного основания; p_n, p_{n-1} – значения наибольших рабочих оснований. В [19] показано, что на практике величины оснований сегодня могут быть значительно больше, чем 61.

Выбор одного основания позволил решить актуальную задачу уменьшения диапазона представления данных в СОК по сравнению с задан-

ным диапазоном ПСС (см. выражение (4)). Решение этой задачи позволило также значительно упростить структуру ВУ цифрового фильтра СОК и исключить из вычислений немодульную процедуру преобразования данных из СОК в ПСС. Преобразование данных из СОК в ПСС при классических подходах осуществляется в соответствии с выражением

$$A_{nc} = \sum_{i=1}^{n} \alpha_i B_i - \tau P, \qquad (6)$$

где A_{nc} – значение числа в ПСС; α_i – остатки числа, представленного в СОК; B_i – ортогональные базисы для выбранной системы оснований; τ – ранг числа, показывающий, во сколько раз превышен диапазон P при переводе числа в позиционное представление и применении ортогональных базисов.

Выражение (6) показывает, что для представления числа в ПСС необходимо выполнить арифметическую операцию вычитания из суммы $\alpha_i B_i$ значения τP, которая осуществляется в ПСС. Выполнение этой операции увеличивает время вычисления выходных отсчетов ЦФ, а предлагаемый метод позволяет ее исключить.

Суть предлагаемого метода заключается в том, что вычисление позиционного представления числа можно осуществить в соответствии со следующим выражением:

$$A_{nc} = \alpha_{N-1} + M, \qquad (7)$$

где α_{N-1} – результирующий остаток вычислений в ВУ цифрового фильтра по основанию p;

M – число, определяемое как

$$M = \sum_{i=1}^{N} \left(A_{nci} b_i \right) \bmod p. \qquad (8)$$

Остаток α_i образуется путем вычислений в звеньях непозиционного ЦФ по основанию p в соответствии с выражением (2). Звенья непозиционного ЦФ представляют собой ТАУ, в каждом из которых вычисляется значение промежуточного отсчета $y'(n)$ фильтра

$$\left(y'(n)\right) \bmod p = \left(\alpha_m b\right)\left(\alpha_m b_m\right) \bmod p,$$
$$m = 0, 1, 2, ..., N-1, \qquad (9)$$

где α_m – значение остатка на входе каждого ТАУ; b_m – значение коэффициента ЦФ в звене фильтра с номером m.

В соответствии с выражением (2) значение выходного отсчета α_{N-1} непозиционного ЦФ будет определяться следующим образом:

$$\left(y(n)\right) \bmod p = \left(\left(\alpha b_0\right)\right) \bmod p + \left(\alpha_1 b_1\right) \bmod p + \ldots$$
$$\ldots + \left(\alpha_m b_m\right) \bmod p + + \left(\alpha_{N-1} b_{N-1}\right) \bmod p, \qquad (10)$$

где α – значение остатка на входе первого звена ЦФ, который поступает на него от преобразователя ПСС–СОК; $\alpha_1, \ldots, \alpha_{N-1}$ – значения остатков на входах последующих ТАУ фильтра.

Вычисление выходного отсчета по выражению (10) осуществляется в звеньях непозиционного ЦФ за один модульный такт работы ВУ. Искомое значение остатка α_{N-1} (7) вычисляется в каскадной схеме сложения, где каждый сумматор каскада представляет собой ТАУ. С учетом выражения (10) можно записать соотношения, по которым вычисляются промежуточные значения остатков в каскадной схеме сложения:

$$\left(\beta_1\right) \bmod p = \left(\beta_1^1 + \beta_1^2\right) \bmod p,$$
$$\left(\beta_m\right) \bmod p = \left(\beta_m^1 + \beta_m^2\right) \bmod p, \qquad (11)$$
$$\left(\beta_k\right) \bmod p = \left(\beta_k^1 + \beta_k^2\right) \bmod p,$$

где $\left(\beta_1\right) \bmod p$ определяется как

$$\left(\beta_1\right) \bmod p = \left(\left(\alpha b_0\right) \bmod p + \left(\alpha_1 b_1\right) \bmod p\right) \bmod p;$$

$\left(\beta_m\right) \bmod p$ определяется как

$$\left(\beta_m\right) \bmod p =$$
$$= \left(\left(\alpha_m b_m\right) \bmod p + \left(\alpha_{m+1} b_{m+1}\right) \bmod p\right) \bmod p;$$

$\left(\beta_k\right) \bmod p$ определятся как

$$\left(\beta_k\right) \bmod p =$$
$$= \left(\left(\alpha_m b_m\right) \bmod p + \left(\alpha_{m+1} b_{m+1}\right) \bmod p\right) \bmod p.$$

Значения α_{N-1} окончательно вычисляются в ТАУ по выражению

$$\left(\alpha_{N-1}\right) \bmod p = \left(\beta_1 + \cdots + \beta_m + \cdots + \beta_k\right) \bmod p. \qquad (12)$$

При этом число каскадов в схеме сложения будет определяться порядком фильтра. Например, для фильтра шестнадцатого порядка их будет четыре. Вычисление в каждом каскаде по выражениям (11), (12) осуществляется за один модульный такт работы ТАУ. Число M (см. выражение (7)) показывает, во сколько раз превышен диапазон представления P при умножении

значения входного отсчета фильтра на значение его коэффициента. Вычисление величины M осуществляется аналогично вычислению остатка α_{N-1}. Особенностью является только то, что при вычислении позиционного представления числа (7) на вход ТАУ поступает число M_1, представленное в ПСС и равное

$$M_1 = MP. \qquad (13)$$

По структуре и количеству оборудования устройство для вычисления числа M (8) будет идентично ВУ непозиционного ЦФ.

Следовательно, структура ЦФ, представленная на рис. 2, преобразуется к виду представленной на рис. 3.

Из рис. 3 видно, что ЦФ включает только один вычислительный канал, устройство вычисления величины M, преобразователь данных из позиционного кода в СОК и устройство вычисления позиционного представления числа A_{nc}. Количество ТАУ, необходимых для устройства вычисления M, равно количеству ТАУ вычислительного канала. В разработанной структуре отсутствует преобразователь чисел из СОК в ПСС, следовательно, исключается необходимость выполнения данной немодульной процедуры в соответствии с выражением (6). Это позволяет значительно уменьшить время вычисления выходных отсчетов ЦФ. Сравнительная оценка аппаратурных затрат на реализацию структур существующего и разработанного ЦФ приведена в таблице. В ней указано необходимое количество ТАУ для устройств, входящих в состав рассматриваемых ЦФ. Данные по количеству ТАУ в составе преобразователей ПСС–СОК, БОКО разработанной структуры ЦФ взяты для методов реализации этих процедур, предложенных в [17, 18]. В фильтрах с коррекцией ошибок предполагается, что используется два контрольных основания для существующей структуры, а для разработанного ЦФ – одно контрольное основание. При расчетах также принято, что в существующей структуре ЦФ используется три вычислительных канала, а все данные приведены для фильтра шестнадцатого порядка.

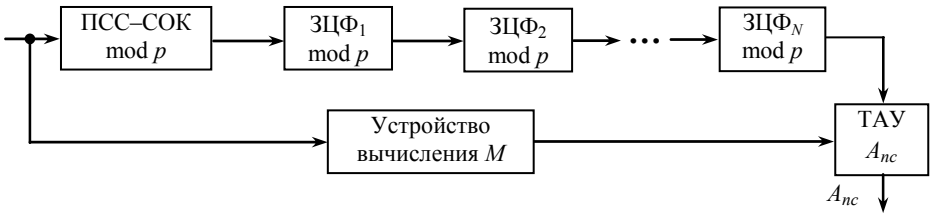


Рис. 3. Разработанная структура непозиционного ЦФ

Таблица

Оценка аппаратурных затрат на реализацию ЦФ

Тип устройства ЦФ	Количество ТАУ на одно устройство	Без коррекции ошибок		Выигрыш, раз	С коррекцией ошибок		Выигрыш, раз
		Существ. структура	Разработ. структура		Существ. структура	Разработ. структура	
Вычислит. каналы	31	93	31	1,67	155	62	1,86
Преобраз. ПСС–СОК	2	6	2		10	2	
Преобраз. СОК–ПСС	10	10	–		16	–	
БОКО	3	–	–		12	3	
Устройство вычисл. M	31	–	31		–	31	
Устройство вычисл. A_{nc}	1	–	1		–	1	

Данные, приведенные в таблице, позволяют сделать вывод о том, что разработанная структура непозиционного ЦФ требует значительно меньшего количества оборудования, чем существующая. Выигрыш в количестве ТАУ составляет 1,67 раза для структуры без обнаружения и коррекции ошибок. Необходимо отметить тот факт, что с учетом выражения (5) для обеспечения условия $D_c > D_{nc}$ в существующей структуре ЦФ количество рабочих оснований будет более трех, что значительно увеличивает выигрыш в количестве требуемого оборудования для разработанной структуры фильтра.

Табличные арифметические устройства звеньев непозиционного ЦФ требуют число ячеек памяти, определяемое как

$$K = (p-1)^2. \qquad (14)$$

С учетом свойства симметричности ТАУ [10, 16] для модульных операций величина K уменьшается в два раза.

Таким образом, можно сделать следующие выводы:

1. Применение одного основания позволяет оптимизировать структуру непозиционного ЦФ, которая включает один вычислительный канал.

2. Разработан новый алгоритм вычисления выходных отсчетов фильтра, который исключает выполнение немодульной процедуры перевода данных из СОК в позиционное представление, что значительно уменьшает время их вычисления.

3. Однородность построения устройств разработанного ЦФ позволяет получать его выходные отсчеты в конвейерном режиме за один модульный такт работы ВУ.

4. Используемые ТАУ требуют небольшого объема памяти, и аппаратурные затраты непозиционного ЦФ не превышают аппаратурные затраты цифрового фильтра ПСС.

5. Предложенный метод вычисления выходных отсчетов обеспечивает точность их вычисления и частотные характеристики фильтра на том же уровне, что и существующие непозиционные ЦФ.

Литература

1. Помехозащищенные системы радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / В.И. Борисов [и др.] ; под ред. В.И. Борисова. – М. : Радио и связь, 2003. – 640 с.

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

3. Отчет по НИР «Самоход» / А.В. Велигоша [и др.]. – ФРВИ РВ, исх. 214, 1999. – 94 с.

4. *Велигоша А.В.* Параллельно-конвейерные структуры ЦФ с использованием СОК / А.В. Велигоша // Тематический сборник / СВВИУС. – Ставрополь, 1994. – Вып. 11. – С. 61–64.

5. *Червяков Н.И.* Применение модулярного кодирования для синтеза высокоскоростных цифровых фильтров / Н.И. Червяков, А.В. Велигоша, К.Т. Тынчеров // Кибернетика и системный анализ. – Киев, 1998. – № 2. – С. 116–124.

6. Задачи, решаемые нейроускорителями в конечных кольцах и полях / Н.И. Червяков [и др.] // Нейрокомпьютеры : разработка, применение. – 2003. – № 6. – С. 23–46.

7. *Червяков Н.И.* Ускоренный алгоритм определения позиционных характеристик и его нейросетевая реализация / Н.И. Червяков // Нейрокомпьютеры : разработка, применение. – 2001. – № 10. – С. 19–25.

8. Цифровые фильтры в системе остаточных классов / Н.И. Червяков [и др.] // Радиоэлектроника. – 1995. – Т. 38, № 8. – С. 11–20.

9. Модулярные параллельные вычислительные структуры нейропроцессорных систем / Н.И. Червяков [и др.] ; под ред. Н.И. Червякова. – М. : Физматлит, 2003. – 288 с.

10. *Акушский И.Я.* Машинная арифметика в остаточных классах / И.Я. Акушский, Д.И. Юдицкий. – М. : Сов. радио, 1968. – 440 с.

11. *Коляда А.А.* Модулярные структуры конвейерной обработки цифровой информации / А.А. Коляда, И.Т. Пак. – Минск : Изд-во ун-та, 1992. – 256 с.

12. *Червяков Н.И.* Нейрокомпьютеры в остаточных классах : учеб. пособие для вузов. Кн. 11 / Н.И. Червяков, П.А. Сахнюк, А.В. Шапошников. – М. : Радиотехника, 2003. – 272 с.

13. Высокоскоростная цифровая обработка сигналов в СОК / А.В. Велигоша [и др.] // Радио и волоконно-оптическая связь, локация и навигация : сб. докл. Всероссийской науч.-техн. конф. / ВНИИС. – Воронеж, 1997. – Т. 1. – С. 339–348.

14. Синтез высокоскоростных цифровых фильтров с применением модулярного кодирования информации / А.В. Велигоша [и др.] // Радио и волоконно-оптическая связь, локация и навигация : сб. докл. Всероссийской науч.-техн. конф. / ВНИИС. – Воронеж, 1997. – Т. 2. – С. 983–994.

15. *Червяков Н.И.* Высокоскоростная обработка сигналов с использованием непозиционной арифметики / Н.И. Червяков, К.Т. Тынчеров, А.В. Велигоша // Радиотехника. – 1997. – № 10. – С. 23–27.

16. *Велигоша А.В.* Отчет о НИР Базонит – х/д-001 / А.В. Велигоша, Н.И. Червяков, К.Т. Тынчеров. – СВВИУС. – № 244. – Ставрополь, 1995. – 87 с.

17. *Червяков Н.И.* Табличное арифметическое устройство звена цифрового фильтра / Н.И. Червяков, А.В. Велигоша // Сб. докл. Всероссийской науч.-техн. конф. / ВНИИС. – Воронеж, 1996. – С. 1072–1082.

18. *Велигоша А.В.* Использование интервального номера числа для обнаружения и коррекции ошибок в непозиционных цифровых фильтрах / А.В. Велигоша // Теория и техника радиосвязи: науч.-техн. журнал / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2009. – № 4. – С. 79–83.

19. *Червяков Н.И.* Пути эффективного использования иерархических структур фрагментов нейронных сетей на ПЛИС Xilinx при аппаратной реализации цифровых фильтров с параллельной обработкой данных / Н.И. Червяков, П.А. Сахнюк, А.В. Шапошников // Нейрокомпьютеры : разработка, применение. – 2001. – № 10. – С. 26–33.

Статья поступила в редакцию 29 апреля 2010 г.

УДК 621.37

ДВУХКОЛЬЦЕВАЯ ИМПУЛЬСНАЯ СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОЙ ПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ

С.В. Терещенко, аспирантка, МИРЭА, e-mail: stassya_t@mail.ru

Исследуются динамические процессы в двухкольцевой системе импульсной автоматической подстройки частоты. Приведен алгоритм, задающий вычислительный процесс математического моделирования такой системы, и результаты расчета по программе в среде MathCAD трех динамических режимов: устойчивого, автоколебательного и неустойчивого.

Ключевые слова: *автоподстройка частоты, двухкольцевая система, импульсный генератор, стабильность частоты, математическое моделирование.*

IMPULSE DUAL-LOOP AUTOMATIC FREQUENCY CONTROL SYSTEM

S.V. Tereshchenko, graduate, MIREA, e-mail: stassya_t@mail.ru

The dynamic processes of impulse dual-loop automatic frequency control system are researched. The algorithm defining mathematical simulation and the calculation results of MathCAD program for three dynamic modes are considered.

Key words: *frequency control, dual-loop system, impulse source, frequency stability, mathematical simulation.*

1. Постановка задачи

В основе работы импульсно-доплеровских радиолокационных станций (РЛС) лежит принцип когерентности излучаемых и отраженных сигналов [1]. Одним из условий когерентности сигналов РЛС является равенство номиналов частот заполнения зондирующих импульсов. Для этого источник сигнала РЛС должен обладать относительной долговременной стабильностью частоты не хуже 10^{-7} и кратковременной стабильностью не хуже 10^{-9} (за время, равное распространению сигнала до цели и обратно). Если в РЛС используется автогенератор высокой мощности, например магнетрон, собственная относительная нестабильность частоты которого не превышает 10^{-4}, то для обеспечения вышеуказанных требований необходимо использовать систему автоматической подстройки частоты, работающую в импульсном режиме.

Импульсная система автоподстройки частоты может быть описана математическим аппаратом, используемым при анализе линейных импульсных систем автоматического управления, который основывается на методе дискретного преобразования Лапласа для решетчатых функций [2]. При этом импульсная часть системы расчленяется на два элемента: импульсный и формирующий. Однако данному методу сопутствует большой объем математических преобразований, связанный с определением корней алгебраических уравнений, нахождением дискретного изображения оператора сначала разомкнутой, а затем замкнутой системы и сложной процедурой перехода от изображения к оригиналу. Поэтому во многих случаях исследование систем автоматического регулирования в рамках данной методики ограничивается поиском только условий устойчивой работы схемы.

Учитывая вышесказанное, предлагается рассмотреть компьютерный подход к анализу импульсной системы автоматической подстройки частоты, позволяющий полностью исследовать динамическое поведение системы. Один из вариантов такого подхода рассмотрен в [3].

2. Структурная схема и описание двухкольцевой импульсной системы автоподстройки частоты

Современные требования к РЛС таковы, что кроме высокой стабильности частоты автогенератор импульсного сигнала должен обладать малым временем перестройки в широком диапазоне частот. Выполнение этих требований носит противоречивый характер, поскольку повышение быстродействия приводит к снижению динамической устойчивости системы и ухудшению помехозащищенности. Применение двухкольцевой системы автоматической подстройки частоты позволяет разрешить данное противоречие путем распределения требований между кольцами, первое из

которых обеспечивает большую полосу захвата, а второе – необходимую точность. Вариант такой импульсной двухкольцевой системы автоматической подстройки частоты приведен на рис. 1. Каждое из колец включает частотный дискриминатор, управляющий элемент и фильтр нижних частот. Взаимодействие между кольцами осуществляется путем управления «нулем» характеристики частотного дискриминатора второго кольца управляющим элементом первого кольца.

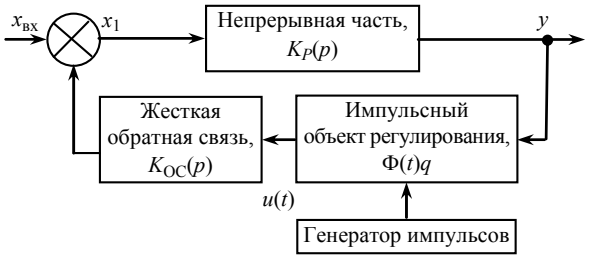


Рис. 1. Импульсная система автоматического управления

Как показано в [4], оператор непрерывной разомкнутой части такой системы

$$K_P(p) = K_{P1}(p)(1 + K_{P2}(p)), \qquad (1)$$

где $K_{P1}(p)$ – оператор первого внешнего разомкнутого кольца системы, а $K_{P2}(p)$ – оператор второго внутреннего разомкнутого кольца системы.

При использовании в каждом кольце частотной автоподстройки (ЧАП) линейного типа фильтров первого порядка операторы их динамической части определяются как

$$K_1(p) = \frac{K_1}{1 + T_1 p},\ K_2(p) = \frac{K_2}{1 + T_2 p}, \qquad (2)$$

где T_1, T_2 – постоянные времени фильтров первого и второго кольца; $K_1 = K_{01} S_{Д1} S_{У1}$ и $K_2 = K_{02} S_{Д2} S_{У2}$, где K_{01} и K_{02} – операторы, описывающие усиление в первом и во втором кольце, $S_{У1}$ и $S_{У2}$ – крутизна первого и второго управляющего звена, $S_{Д1}$ и $S_{Д2}$ – крутизна линейной характеристики частотного детектора первого и второго кольца соответственно.

С учетом (1) и (2) коэффициент непрерывной разомкнутой части линейной системы ЧАП–ЧАП примет вид

$$K_P(p) = \frac{b_0 + b_1 p}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2}, \qquad (3)$$

где $b_0 = K_1(1 + K_2)$, $b_1 = K_1 T_2$, $a_0 = 1$, $a_1 = T_1 + T_2$, $a_2 = T_1 T_2$.

3. Компьютерный подход к анализу импульсной системы автоматической подстройки частоты

Укрупненная структурная схема рассматриваемой двухкольцевой импульсной системы автоматической подстройки частоты (рис. 1) представлена на рис. 2. Проведем анализ динамического поведения данной системы с использованием компьютерного подхода, основанного на составлении и численном решении дифференциального уравнения с переменными коэффициентами с помощью программы. Работу объекта управления, например магнетрона или клистрона РЛС, можно описать путем ввода в систему специального импульсного генератора, описываемого с помощью двух операторов:

$$\Phi(t) = Usign(z(t) + 1), \qquad (4)$$

где $z(t) = \cos\left(2p\frac{t}{T}\right) - \cos\left(2p\frac{\varphi}{T}\right)$, T – период следования импульсов, τ – длительность импульса, U – амплитуда. Изменяя три последних параметра, можно сформировать необходимую последовательность импульсов. Пример графика функции (4) приведен на рис. 3.

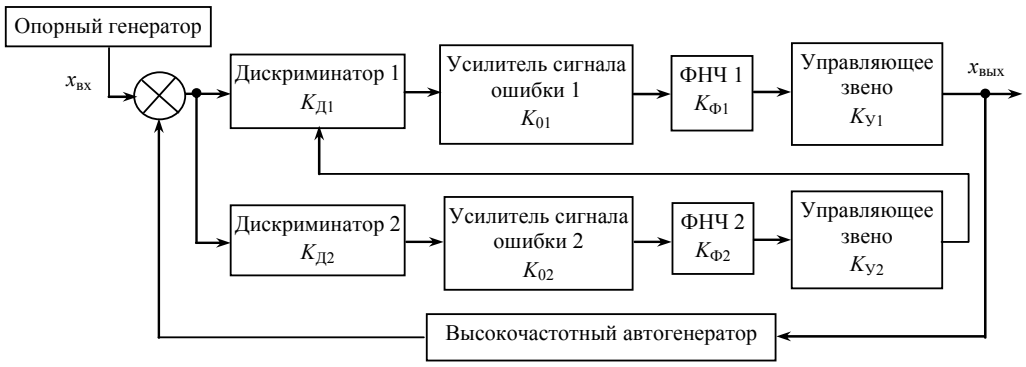


Рис. 2. Двухкольцевая система импульсной автоподстройки частоты

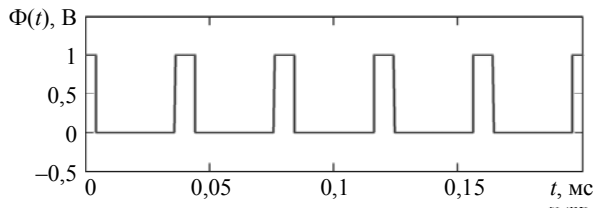


Рис. 3. График выходного сигнала импульсного генератора

В общем виде оператор линейной непрерывной части системы описывается выражением

$$K_P(p)=\frac{y(p)}{x_1(p)}=\frac{\sum\limits_{r=0}^{m} b_r p^r}{\sum\limits_{k=0}^{n} a_k p^k},\ m\le n\ , \qquad (5)$$

где $x_1(p)$, $y(p)$ – изображения сигналов на входе и выходе непрерывной части системы соответственно (рис. 3).

Оператору (5) соответствует следующее дифференциальное уравнение:

$$\sum_{k=1}^{k=n} a_k \frac{d^k y}{d t^k}+a_0 y=\sum_{r=1}^{r=m} b_k \frac{d^r x_1}{d t^r}+b_0 y. \qquad (6)$$

Уравнение сигнала ошибки согласно рис. 3 имеет вид

$$x_1(t)=x_{\text{вх}}(t)-u(t)\,, \qquad (7)$$

где $x_{\text{вх}}(t)$ – внешний непрерывный управляющий сигнал.

Функция, описывающая действие импульсной части, имеет вид

$$u(t)=y(t)\Phi(t)q\,, \qquad (8)$$

где $\Phi(t)$ – функция (4), характеризующая объект управления в импульсном режиме работы, $q=T/\tau$ – скважность. Ввод параметра q необходим для выравнивания по «площади» импульсного сигнала объекта управления и непрерывного внешнего сигнала управления.

Совместно решив уравнения (5)–(8), получим следующее дифференциальное уравнение с переменным коэффициентом для линейной импульсной системы авторегулирования n-го порядка:

$$\sum_{k=1}^{k=n} a_k \frac{d^k y}{d t^k}+a_0 y=\sum_{r=1}^{r=m} b_k \frac{d^r x_{\text{вх}}}{d t^r}-\sum_{r=1}^{r=m} b_k \frac{d^r u}{d t^r}. \qquad (9)$$

При наличии нелинейного звена в динамической части системы следует составить нелинейное дифференциальное уравнение для аналогичной системы, работающей в непрерывном режиме, а затем ввести в это уравнение функцию $\Phi(t)$, описывающую импульсный элемент. Численное решение уравнения (9) по компьютерной программе в среде MathCAD позволяет рассчитать переходный процесс в системе и определить условия устойчивости.

4. Алгоритм компьютерной программы анализа линейной двухкольцевой импульсной системы автоматического регулирования

Составим алгоритм для проведения моделирования двухкольцевой импульсной системы автоматической подстройки частоты (рис. 1) в среде MathCAD.

В соответствии с методом, представленным выше, и выражением (3) система ЧАП–ЧАП будет описываться нелинейным дифференциальным уравнением второго порядка

$$a_2\frac{d^2y}{dt^2}+\left(a_1+b_1\Phi(t)q\right)\frac{dy}{dt}+$$
$$+\left(1+b_0\Phi(t)q-b_1\frac{d\,\Phi(t)}{dt}\right)y=$$
$$=-b_0x_{\text{вх}}(t)-b_1\frac{dx_{\text{вх}}(t)}{dt}. \qquad (10)$$

Задав требуемую функцию входного сигнала, уравнение (10) можно решить в математической среде MathCAD при помощи встроенной функции Rkadapt, использующей адаптивный алгоритм Рунге–Куты 4-го порядка. При этом (10) необходимо привести к эквивалентной системе уравнений первого порядка в форме

$$\begin{cases}\dfrac{dy_0(t)}{dt}=y_1(t),\\ \dfrac{dy_1(t)}{dt}=y_2(t),\\ \dfrac{dy_{N-1}(t)}{dt}=f_{N-1}\left(y_0(t),y_1(t),\ldots,y_{N-1}(t),t\right),\end{cases} \qquad (11)$$

которая соответствует векторному представлению.

5. Примеры моделирования импульсной системы ЧАП–ЧАП

На основании рассмотренного алгоритма, задающего вычислительный процесс математического моделирования в двухкольцевой импульсной

системе автоматической подстройки частоты, составлена программа в среде MathCAD. Ниже приведены результаты расчета по программе для трех режимов работы системы.

Будем полагать, что входной сигнал в системе описывается ступенчатой функцией

$$x_{\text{вх}}(t)=\begin{cases}0 & \text{при } t<0,\\ U_0 & \text{при } t\ge 0.\end{cases} \qquad (12)$$

Изменяя параметры системы, можно найти их комбинацию, соответствующую трем динамическим режимам работы: устойчивому, неустойчивому и автоколебательному.

Пример расчета переходного процесса в системе $y(t)$ для устойчивого режима представлен на рис. 4, где $Y_1(t)$ – сигнал на выходе непрерывной части эквивалентной системы, В; $U(t)$ – сигнал на выходе двухкольцевой импульсной системы автоподстройки частоты, В; t – время, мс. Результаты получены при следующих параметрах системы: $K_{01}=2$, $K_{02}=2$, $T_1=7$ мс, $T_2=2$ мс, $S_{\text{У1}}=2$ кГц/В, $S_{\text{У2}}=3$ кГц/В, $S_{\text{Д1}}=2$ В/кГц, $S_{\text{Д2}}=3$ В/кГц, что соответствует $K_1=8$, $K_2=18$. Постепенно увеличивая усиление звеньев, получаем пример работы системы в автоколебательном режиме при $K_1=80$, $K_2=207$ (рис. 5) и неустойчивом режиме при $K_1=104$, $K_2=216$ (рис. 6).

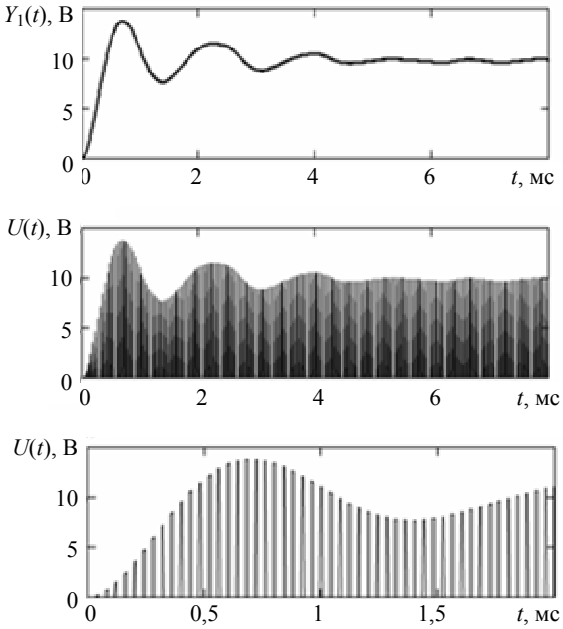


Рис. 4. Результаты расчета переходного процесса при устойчивом режиме

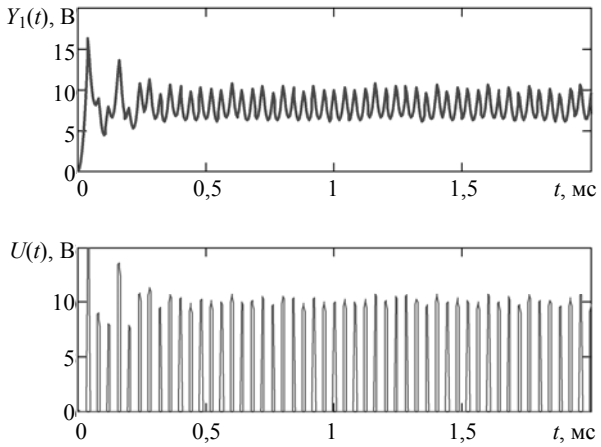


Рис. 5. Результаты расчета переходного процесса при режиме автоколебаний

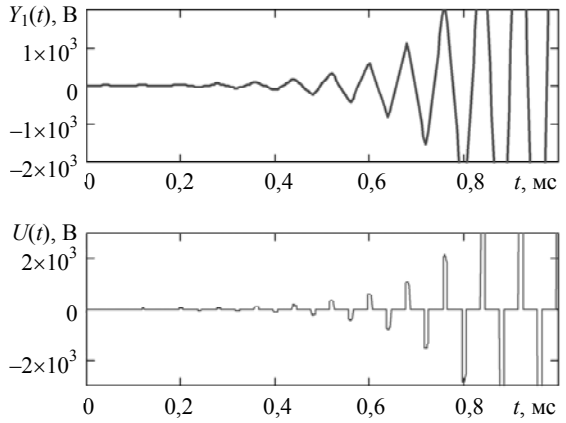


Рис. 6. Результаты расчета переходного процесса при неустойчивом режиме

Выводы

1. Рассмотрена работа импульсной двухкольцевой системы автоматической постройки частоты, используемой, например, для стабилизации частоты автогенератора большой мощности в доплеровских РЛС с когерентным излучением сигнала.

2. Составлены алгоритм и программа компьютерного моделирования двухкольцевой импульсной системы автоматической подстройки частоты типа ЧАП–ЧАП.

3. Приведены результаты расчета по программе системы в трех динамических режимах: устойчивом, автоколебательном и неустойчивом. Показано, что путем изменения параметров можно обеспечить устойчивый режим работы системы.

Литература

1. *Финкельштейн М.И.* Основы радиолокации : учеб. для вузов / М.И. Финкельштейн. – М. : Радио и связь, 1983.

2. *Цыпкин Я.З.* Теория линейных импульсных систем / Я.З. Цыпкин. – М. : Физматгиз, 1963.

3. *Романов С.К.* Переходные процессы в системе импульсной фазовой автоподстройки частоты с дробными делителями частоты и элементами коммутации / С.К. Романов, Н.М. Тихомиров, И.А. Марков // Вестник Московского технического ун-та им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. – № 3. – 2008.

4. *Каганов В.И.* Радиоэлектронные системы автоматического управления: Компьютеризированный курс / В.И. Каганов. – М. : Горячая линия-Телеком, 2009.

Статья поступила в редакцию 15 июля 2010 г.

УДК 621.396.662

ПОМЕХИ В СИНТЕЗАТОРАХ ЧАСТОТ С ДРОБНЫМИ ДЕЛИТЕЛЯМИ, УПРАВЛЯЕМЫМИ ДЕЛЬТА-СИГМА МОДУЛЯТОРАМИ

С.К. Романов, зам. нач. НТЦ, e-mail: skromanov@rambler.ru
Н.М. Тихомиров, нач. НТЦ, e-mail: tikhomir@sozvezdie.su
Д.Н. Рахманин, нач. отдела, e-mail: rax_d@mail.ru
ОАО «Концерн «Созвездие»

Проведено сравнение уровней помех дробности, генерируемых системой импульсной фазовой автоподстройки частоты с дробными делителями частоты, в которых используются дельта-сигма модуляторы третьего порядка пяти типов. Представлены системы разностных уравнений, описывающих поведение этих дельта-сигма модуляторов. Предлагаются модели рассмотренных типов дельта-сигма модуляторов и системы ИФАПЧ в подсистеме Simulink системы MATLAB.

Ключевые слова: *синтезатор частот, система фазовой автоподстройки частоты, дробный делитель, помеха дробности, дельта-сигма модулятор, накапливающий сумматор, квантователь, ток накачки.*

DISTURBANCES IN THE SYNTHESIZER WITH FRACTIONAL DIVIDERS CONTROLLED BY DELTA-SIGMA MODULATORS

S.K. Romanov, deputy head of Scientific and Technical Centre, e-mail: skromanov@rambler.ru
N.M. Tikhomirov, head of Scientific and Technical Centre, e-mail: tikhomir@sozvezdie.su
D.N. Rakhmanin, head of department, e-mail: rax_d@mail.ru
JSC «Sozvezdie» Concern»

Comparison of the levels of the fraction disturbances which are generated by the phase locked loop system with fractional dividers where five types of the third order delta-sigma modulators is used has passed. Systems of the difference equations which are describing this modulators behavior are presented. Models of the considered types of the delta-sigma modulators and the phase locked loop system in subsystem Simulink of the MATLAB system are offered.

Key words: *frequency synthesizer, phase locked loop, fractional divider, divisibility disturbances, delta-sigma modulator, accumulating summer, quantizer, charge pump.*

В синтезаторах частот (СЧ), построенных на основе импульсной фазовой автоподстройки частоты ($СЧ_{ФАПЧ}$), нашли широкое применение дробные делители частоты с переменным коэффициентом деления (ДДПКД). О преимуществах таких СЧ известно [1, 2], однако наличие ДДПКД приводит к появлению в выходном сигнале $СЧ_{ФАПЧ}$ помех дробности (ПД). Для уменьшения уровня ПД в низкочастотной части спектра сигнала $СЧ_{ФАПЧ}$ в составе ДДПКД используется схема дельта-сигма модулятора (ДСМ) в разных модификациях и разных порядков (порядок ДСМ определяется числом цифровых интеграторов в его составе). Расчеты уровней ПД на выходе $СЧ_{ФАПЧ}$ с ДДПКД и ДСМ по линейной модели [3] показывают высокую эффективность применения ДСМ, однако система импульсной ФАПЧ имеет ряд нелинейностей, которые ухудшают ослабление уровня спектральных составляющих ПД в полосе пропускания. Это такие нелинейности, как пороговый характер работы делителя частоты ДДПКД [2] и неравенство токов накачки при использовании импульсного частотно-фазового детектора (ЧФД) в составе ФАПЧ. Влияние этих нелинейностей на уровень ПД в составе выходного сигнала $СЧ_{ФАПЧ}$ рассмотрено в работах [4, 5]. В частности, в этих работах показано, что из-за нелинейностей, присущих импульсной системе ФАПЧ, происходит трансформация высокочастотных составляющих помех, генерируемых ДСМ со структурой MASH (Multistage Noise Shaping), в низкочастотную область (полосу пропускания системы ФАПЧ). При этом «коэффициент преобразования» этих помех для MASH четвертого порядка больше, чем для MASH третьего порядка. Если учесть, что ДСМ второго порядка сами генерируют сравнительно «большие» уровни ПД, то наиболее пристальный интерес вызывает исследование $СЧ_{ФАПЧ}$ с ДСМ

третьего порядка различного типа. Так, в [1] рассмотрены некоторые свойства четырех типов ДСМ третьего порядка: MASH1-1-1, MASH1-2, FF3 в терминологии [1] (Single-stage with multiple feedforward) и FB3 в терминологии [1] (Single-stage with multiple feedback).

Целью настоящей работы является создание в подсистеме Simulink системы MATLAB моделей пяти типов модуляторов – $\text{ДСМ}_{\text{MASH1–1–1}}$, $\text{ДСМ}_{\text{MASH1–2}}$, $\text{ДСМ}_{\text{MASH2–1}}$, ДСМ_{FF3}, ДСМ_{FB3} и системы ФАПЧ, исследование спектров ПД в разных точках ИФАПЧ, определение интегральных помеховых характеристик выходного сигнала $\text{СЧ}_{\text{ФАПЧ}}$, в частности среднеквадратического отклонения фазы выходного сигнала.

На рис. 1 приведена блок-схема $\text{СЧ}_{\text{ФАПЧ}}$ с дробным делителем, управляемым ДСМ. На входы ЧФД поступают опорный сигнал $e_0(t)$ и сигнал обратной связи $e_{\text{с}}(t)$, где t – текущее время. С выхода ЧФД на вход ФНЧ с передаточной функцией $G(s)$ подается ток $i_{\text{д}}(t)$. Зависимость $i_{\text{д}}(t)$ имеет вид двухполярных прямоугольных импульсов с амплитудами $i_M * diifd$ и $-i_M$ (коэффициент $diifd \neq 1$ характеризует неравенство токов накачки, определяет вторую нелинейность импульсной системы ФАПЧ и зависит от очередности прихода сигналов $e_0(t)$ и $e_{\text{с}}(t)$ на вход ЧФД) [2]. Напряжение $e_{\text{ф}}(t)$ с выхода ФНЧ подается на устройство, образованное с помощью усилительного звена с коэффициентом передачи $S_{\text{у}}$ [(рад/сек)/вольт], суммирующего звена (на него подается начальная частота $\omega_{\text{н}}$ сигнала управляемого генератора (УГ)), интегрирующего звена со сбросом и релейного элемента (РЭ) с порогом $2\pi N_n$. Это устройство моделирует УГ совместно с ДДПКД (коэффициент деления N_n). Сброс в нуль интегрирующего звена осуществляется в моменты времени t_n при срабатывании РЭ. При этом $n = 1, 2, 3...$ – номера импульсов $e_{\text{с}}(t_n)$, приходящих на ЧФД с ДДПКД (УГ совместно с РЭ определяют первую нелинейность импульсной системы ФАПЧ). Коэффициент деления N_n имеет две составляющие: N_0 – целая и ΔN_n – дробная, которая формируется ДСМ со структурами, обсуждаемыми ниже. Последовательность импульсов ΔN_n периодична, ее период зависит от емкости m накапливающего сумматора (НС), порядка ДСМ и числа X, поступающего на вход первого НС. Средний коэффициент деления ДДПКД за период импульсной последовательности ΔN_n вычисляется как $N_m = N_0 + \sum_{n=1}^{lm} \frac{\Delta N_n}{lm} = N_0 + \frac{X}{m}$, где l – некоторое число, зависящее от структуры ДСМ и числа X [4].

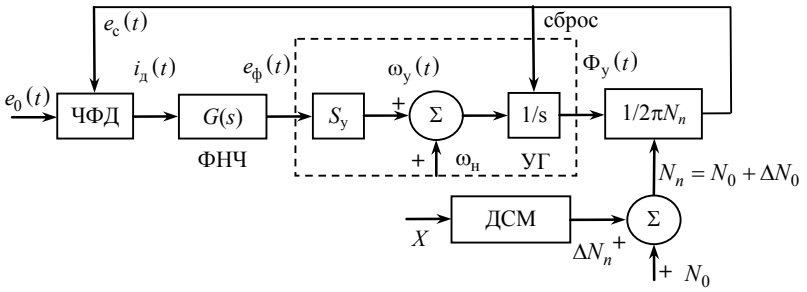


Рис. 1. Блок-схема $\text{СЧ}_{\text{ФАПЧ}}$ с дробным делителем, управляемым ДСМ

На рис. 2 приведена созданная с использованием подсистемы Simulink системы MATLAB дискретно-непрерывная модель ФАПЧ с импульсным ЧФД, имеющим неравные токи накачки, и с пятью типами модуляторов третьего порядка: $\text{ДСМ}_{\text{MASH1–1–1}}$, $\text{ДСМ}_{\text{MASH1–2}}$, $\text{ДСМ}_{\text{MASH2–1}}$, ДСМ_{FF3}, ДСМ_{FB3}.

Эта модель получена путем выделения ДСМ из ДДПКД и включения их выходов (Goto1-in_fap) на вход ЧФД через цифровой интегратор (Discrete Filter) с передаточной функцией $\frac{1}{1-z^{-1}}$ [2]. На сумматоре Sum5 из сигналов in_fap вычитается его постоянная составляющая X/m. Нелинейные свойства ЧФД, обусловленные неравенствами токов накачки, моделируются с помощью элементов Look-Up Table1 и Sum2.

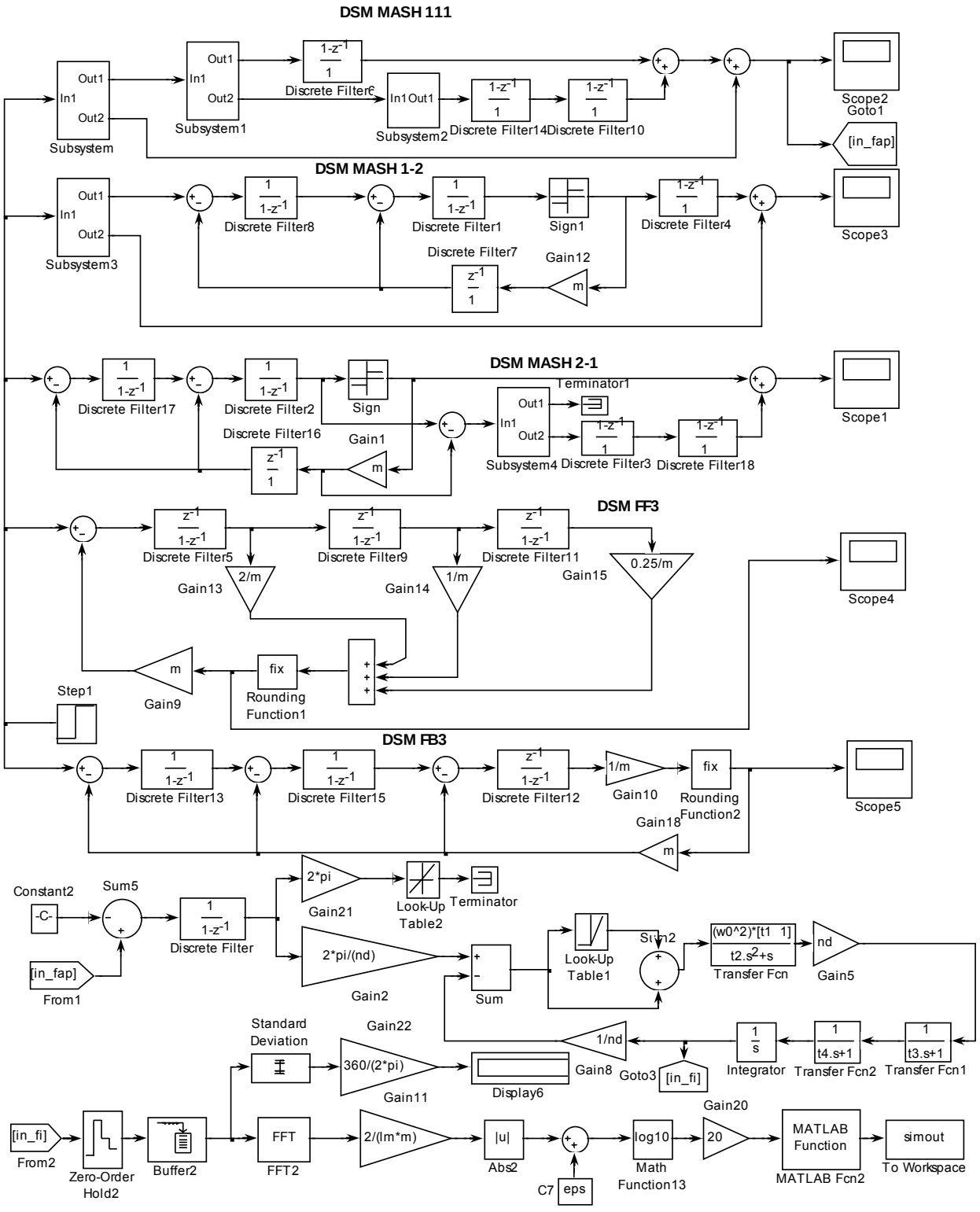


Рис. 2. Модель ФАПЧ с ДСМ модуляторами пяти типов в подсистеме Simulink

Для ДСМ третьего порядка исследуется ФАПЧ пятого порядка с передаточной функцией $G_{\text{ФАП}}(s) = \dfrac{\Phi_{\text{у}}(s)}{\Phi_0(s)} = \dfrac{\omega_0^2(T_1 s+1)}{s^2\sum_{i=2}^{4}(T_i s+1)}$, где $G_{\text{ФАП}}(s)$ –

передаточная функция разомкнутой ФАПЧ, $\Phi_{\text{у}}(s)$ – фаза сигнала на выходе ДДПКД $e_{\text{с}}(t)$, $\Phi_0(s)$ – фаза сигнала опорного генератора $e_0(t)$, $\omega_{\text{б}} = \sqrt{\dfrac{k_{\text{ф}} i_M S_{\text{у}}}{N_0}}$ – базовая частота, i_M – амплитуда тока накачки ЧФД, $G(s) = \dfrac{e_{\text{ф}}(s)}{i_{\text{д}}(s)} = \dfrac{k_{\text{ф}}(T_1 s + 1)}{s\sum\limits_{i=2}^{4}(T_i s + 1)}$ – передаточная функция ФНЧ, T_1, T_i – некоторые постоянные времени, определяемые методом параметрического синтеза системы ФАПЧ с использованием показателя колебательности M [2]. $T_1 = \dfrac{1}{\omega_{\text{б}}}\sqrt{\dfrac{M}{M-1}}$, $\sum\limits_{i=2}^{4} T_i = \dfrac{\sqrt{(M-1)M}}{\omega_{\text{б}}(M+1)}$, $T_2 \approx T_3 \approx T_4$, а $\omega_{\text{б}}$ связана с частотой среза $fsr = \dfrac{\omega_{\text{Б}}}{2\pi}\sqrt{\dfrac{M-1}{M}}$. Во всех вариантах, за исключением не оговоренных особо, задавалась $fsr = 10\,\text{кГц}$, $M = 1{,}3$. Частота опорного сигнала *fref* (частота тактирования ДСМ) во всех случаях задавалась равной 20 МГц, $diifd = 1{,}02$, а уровень входного сигнала ДСМ $X = 1$. Емкость НС в ДСМ принималась равной $m = 2^{18}$, соответственно длина FFT-преобразований (в элементах Buffer2 и FFT2), используемых при анализе спектров исследуемых сигналов, принималась равной 2×2^{18}, соответственно минимальная частота помехи, генерируемой модулятором, равна $f_{\min} = 20\,\text{МГц} / 2^{19} \approx 40\,\text{Гц}$. Значения спектральных составляющих фазы выходного сигнала $\text{СЧ}_{\text{ФАПЧ}}$ передавались в рабочую область MATLAB с помощью элемента To Work-Space, а их число регулировалось элементом Fcn2. Стандартная девиация фазы выходного сигнала $\text{СЧ}_{\text{ФАПЧ}}$ вычислялась с помощью элемента Standard Deviation и отображалась на дисплее Display 6.

Рассмотрим более подробно структуры и работу ДС-модуляторов. На рис. 3 приведена блок-схема ДСМ_{MASH} *k*-го и третьего порядков и его линейных и нелинейных подсистем.

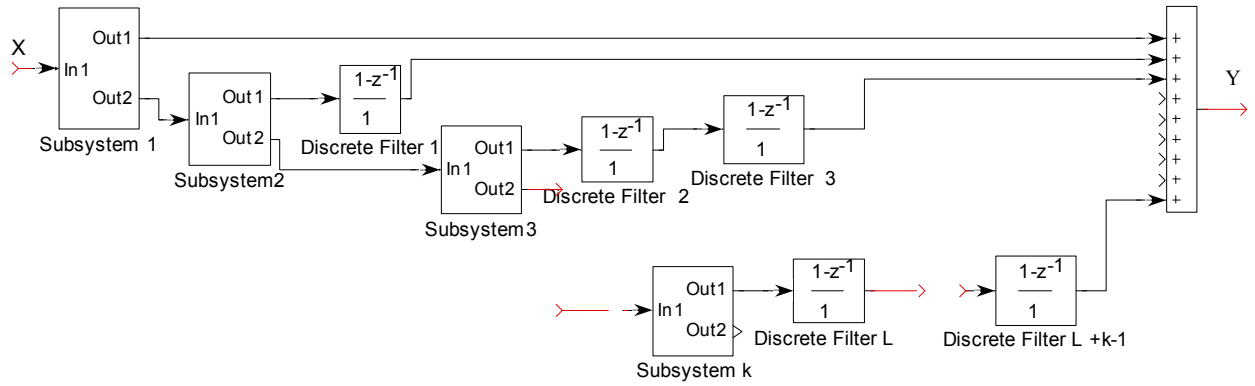


Рис. 3. Блок-схема ДСМ_{MASH} *k*-го порядка

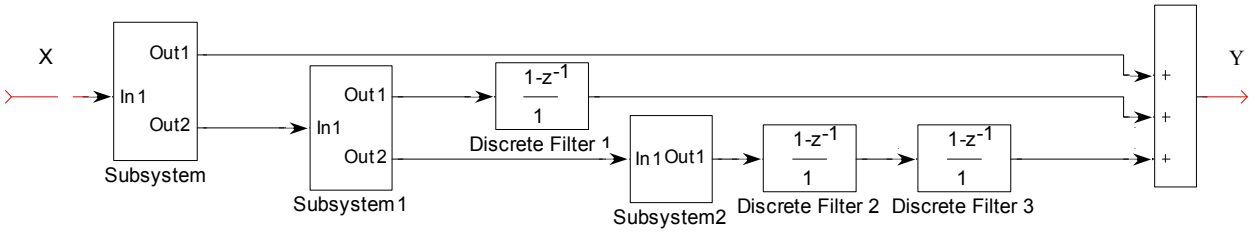


Рис. 3а. Блок-схема $\text{ДСМ}_{\text{MASH–1–1}}$

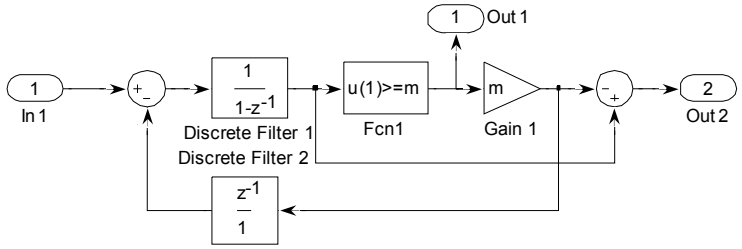


Рис. 3б. Блок-схема Subsystem, Subsystem 1, Subsystem 2 ДСМ$_{\text{MASH1–1–1}}$

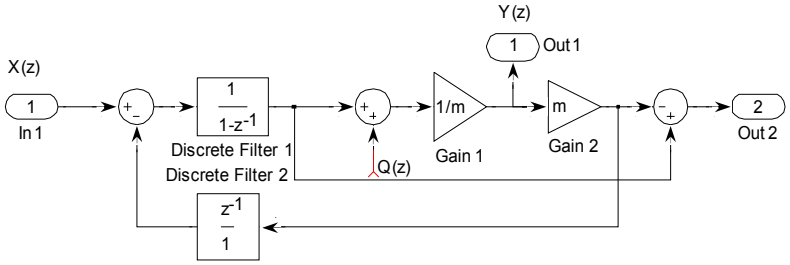


Рис. 3в. Линеаризованная модель НС ДСМ$_{\text{MASH1–1–1}}$ Subsystem, Subsystem 1, Subsystem 2

Система разностных уравнений, описывающая ДСМ$_{\text{MASH1–1–1}}$, имеет вид

$$\left.\begin{aligned} &S1[n] = S1[n-1] - mY1[n-1] + X[n],\\ &S2[n] = S2[n-1] - mY2[n-1] + S1[n] - mY1[n],\\ &S3[n] = S3[n-1] - mY3[n-1] + S2[n] - mY2[n],\\ &Y[n] = Y1[n] + Y2[n] - Y2[n-1] + Y3[n] -\\ &\qquad -2Y3[n-1] + Y3[n-2], \end{aligned}\right\}$$

где $S1$, $S2$, $S3$ – сигналы на входах первого, второго и третьего однобитовых квантователей Fcn1 в Subsystem, Subsystem 1 и Subsystem 2; $Y1 = F(S1)$, $Y2 = F(S2)$, $Y3 = F(S3)$, $Y1$, $Y2$, $Y3$ – сигналы на выходах первого, второго и третьего квантователей Fcn1, $F(x) = \begin{cases} 1, & x \ge m,\\ 0, & x < m. \end{cases}$

Сигнал на выходе и шумы квантования для линейной модели ДСМ$_{\text{MASH}}$ k-го порядка определяются из выражения

$$Y(z) = \frac{X(z)}{m} z^{-k} + \frac{Q(z)}{m}(1 - z^{-1})^k,$$

где $Q(z)$ – шумы квантования k-го квантователя.

Сигнал на выходе и шумы квантования для линейной модели ДСМ$_{\text{MASH1–1–1}}$ определяются из выражения

$$Y(z) = \frac{X(z)}{m} z^{-3} + \frac{Q(z)}{m}(1 - z^{-1})^3,$$

где $Q(z)$ – шумы квантования третьего квантователя.

Функционирование ДСМ$_{\text{MASH}}$ k-го порядка [4] можно описать в виде системы матричных разностных уравнений

$$\left.\begin{aligned} &\mathbf{HC[n+1]} = \mathbf{AH} \cdot \mathbf{HCM[n]} + \mathbf{BH} \cdot X,\\ &\mathbf{HCM[n]} = \mathrm{mod}(\mathbf{HC[n]}, m),\\ &\mathbf{CHC[n]} = \mathbf{HCM[n]} < \mathbf{HCM[n-1]}, \end{aligned}\right\}$$

где $\mathbf{HC} = [HC_1, HC_2, HC_3 ... HC_k]$ – вектор-столбец состояний HC на входах квантователей; $\mathbf{AH}$ – нижняя треугольная матрица, полученная от массива $k \cdot k$, элементами которого являются единицы, например, для $k = 4$ $\mathbf{AH} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0\\ 1 & 1 & 0 & 0\\ 1 & 1 & 1 & 0\\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$; $\mathbf{HCM} = [HCM_1, HCM_2, HCM_3 ... HCM_k]$ – вектор-столбец состояний HCM на входах квантователей с учетом осуществления операции $\mathrm{mod}(x, m)$ – операции определения остатка от целочисленного деления x на m (то есть сигналы на выходах $Out2$); $\mathbf{BH}$ – единичный вектор-столбец k-го порядка; $\mathbf{CHC} = [CHC_1, CHC_2, CHC_3 ... CHC_k]$ – вектор-столбец состояний накопителей на выходах $Out1$. Обозначив оператор задержки на один такт как z^{-1}, найдем выражение для ΔN_n:

$$\Delta N_n = CHC_1[n] + CHC_2[n]\left(1 - z^{-1}\right) +$$

$$+CHC_3[n]\left(1 - z^{-1}\right)^2 + \ldots$$

$$\ldots + CHC_k[n]\left(1 - z^{-1}\right)^{k-1} = \sum_{i=1}^{k} CHC_i[n]\left(1 - z^{-1}\right)^{i-1},$$

где, например, $CHC_4[n]\left(1 - z^{-1}\right)^3 = CHC_4[n] - -3CHC_4[n-1] + 3CHC_4[n-2] - CHC_4[n-3]$.

На рис. 4 приведена блок-схема $\text{ДСМ}_{\text{MASH1–2}}$ третьего порядка и его линейных и нелинейных подсистем.

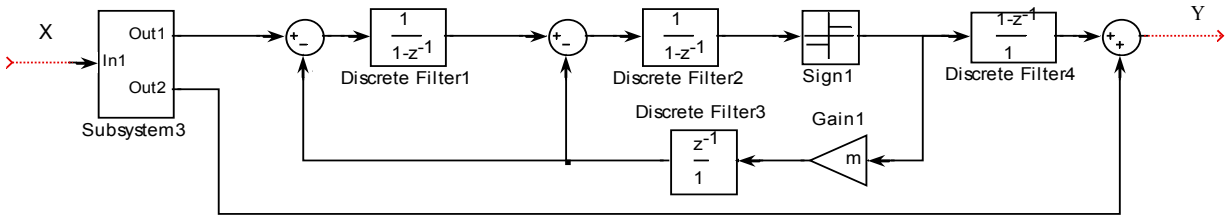


Рис. 4а. Блок-схема $\text{ДСМ}_{\text{MASH1–2}}$

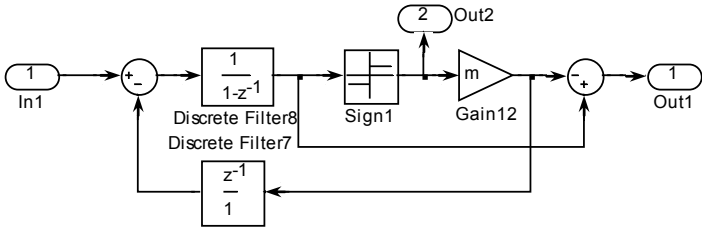


Рис. 4б. Блок-схема Subsystem3 $\text{ДСМ}_{\text{MASH1–2}}$

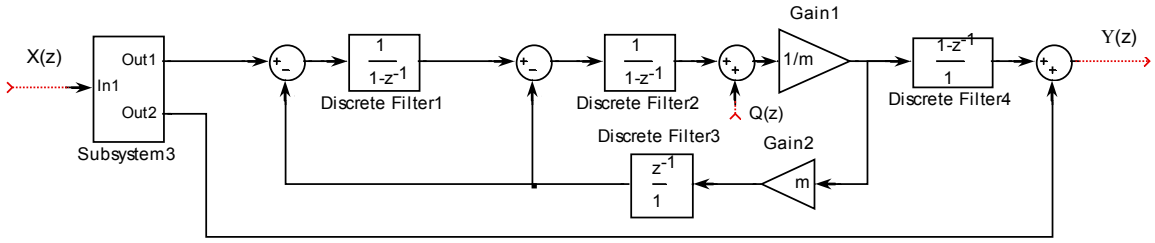


Рис. 4в. Линеаризованная схема $\text{ДСМ}_{\text{MASH1–2}}$ (линеаризованная модель Subsystem3 представлена на рис. 3в)

Система разностных уравнений, описывающая $\text{ДСМ}_{\text{MASH1–2}}$, имеет вид

$$\left.\begin{aligned} S1[n] &= S1[n-1] - mY1[n-1] + X[n], \\ S2[n] &= 2S2[n-1] - S2[n-2] - 2mY2[n-1] + \\ &\quad + mY2[n-2] + S1[n] - mY1[n], \\ Y[n] &= Y1[n] + Y2[n] - Y2[n-1], \end{aligned}\right\}$$

где $S1, S2$ – сигналы на входах первого и второго однобитовых квантователей Subsystem1-Sign1 и Sign1; $Y1 = F(S1), Y2 = F(S2), Y1, Y2$ – сигналы на выходах первого и второго квантователей Sign1, $F(x) = 1$ для $x > 0$, $F(x) = 0$ для $x = 0$ и $F(x) = -1$ для $x < 0$.

Сигнал на выходе и шумы квантования для линейной модели $\text{ДСМ}_{\text{MASH1–2}}$ определяются из выражения $Y(z) = \dfrac{X(z)}{m} + \dfrac{Q(z)}{m}\left(1 - z^{-1}\right)^3$, где $Q(z)$ – шумы квантования второго квантователя.

На рис. 5 приведена блок-схема $\text{ДСМ}_{\text{MASH2–1}}$ третьего порядка и его линейных и нелинейных подсистем.

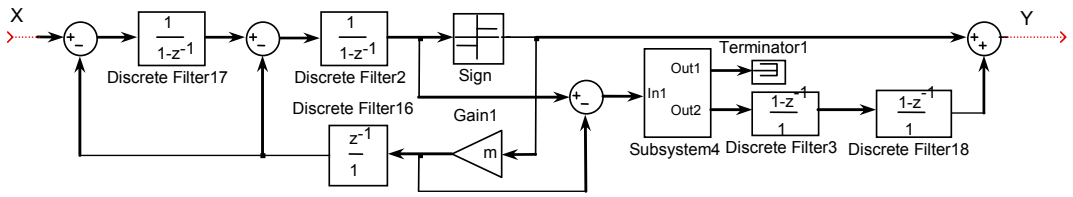


Рис. 5а. Блок-схема $ДСМ_{MASH2–1}$ (блок-схема Subsystem4 соответствует Subsystem3 на рис. 4б)

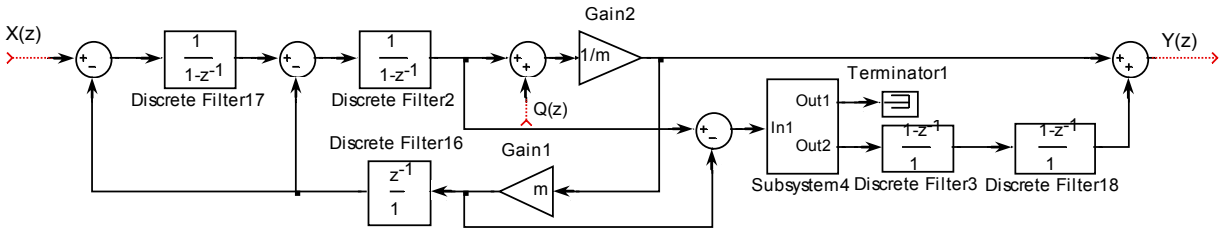


Рис. 5б. Линеаризованная схема $ДСМ_{MASH2–1}$ (линеаризованная модель Subsystem4 представлена на рис. 3в)

Система разностных уравнений, описывающая $ДСМ_{MASH2–1}$, имеет вид

$$\left.\begin{aligned} S1[n] &= 2S1[n-1] - S1[n-2] - 2mY1[n-1] + \\ &\quad + mY1[n-2] + X[n], \\ S2[n] &= S2[n-1] - mY2[n-1] + S1[n] - mY1[n], \\ Y[n] &= Y1[n] + Y2[n] - 2Y2[n-1] + Y2[n-2], \end{aligned}\right\}$$

где $S1$, $S2$ – сигналы на входах первого и второго однобитовых квантователей Sign и Subsystem4-Sign 1, $Y1 = F(S1)$, $Y2 = F(S2)$, $Y1$, $Y2$ – сигналы на выходах первого и второго квантователей Sign и Sign 1; $F(x) = 1$ для $x > 0$, 0 для $x = 0$ и -1 для $x < 0$.

Сигнал на выходе и шумы квантования для линейной модели $ДСМ_{MASH2–1}$ определяются из выражения $Y(z) = \frac{X(z)}{m} + \frac{Q(z)}{m}(1 - z^{-1})^3$, где $Q(z)$ – шумы квантования второго квантователя.

На рис. 6а,б приведена блок-схема $ДСМ_{FF3}$ третьего порядка и его линейных и нелинейных подсистем.

Разностное уравнение, описывающее $ДСМ_{FF3}$, имеет вид

$$\begin{aligned} S[n] &= 3S[n-1] - 3S[n-2] + S[n-3] - 2Y[n-1] + \\ &\quad + 3Y[n-2] - 1.25Y[n-3] + 2(1/m)X[n-1] - \\ &\quad - 3(1/m)X[n-2] + 1,25(1/m)X[n-3], \end{aligned}$$

где S – сигнал на входе «многобитового» квантователя Rounding Function 1, Y – сигнал на его выходе; $Y = fix(S)$, где $fix(x)$ – операция округления до ближайшего целого по направлению к нулю.

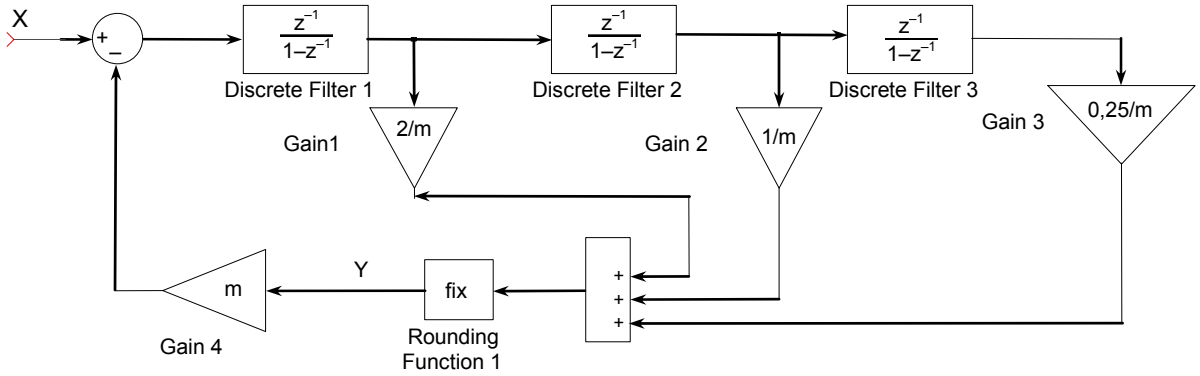


Рис. 6а. Блок-схема $ДСМ_{FF3}$

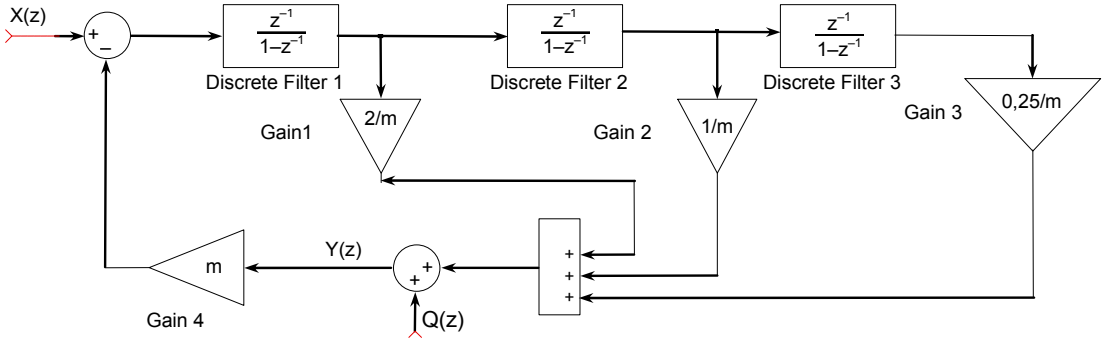


Рис. 6б. Линеаризованная схема ДСМ$_{FF3}$

Сигнал на выходе и шумы квантования для линейной модели ДСМ$_{FF3}$ определяются из выражения

$$Y(z)=\frac{X(z)}{m}\frac{z^{-1}\left(2-3z^{-1}+1{,}25z^{-2}\right)}{1-z^{-1}+0{,}25z^{-2}}+$$

$$+Q(z)\frac{\left(1-z^{-1}\right)^3}{1-z^{-1}+0{,}25z^{-2}},$$

где $Q(z)$ – шумы квантования квантователя Rounding Function 1.

На рис. 7 приведена блок-схема ДСМ$_{FB}$ k-го и третьего порядков и его линейных и нелинейных подсистем.

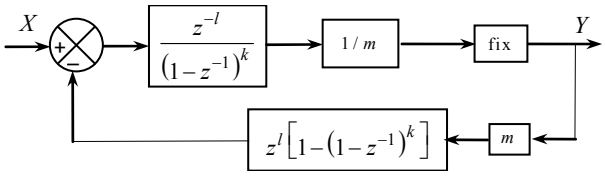


Рис. 7. Блок-схема ДСМ$_{FB}$ k-го порядка

Разностное уравнение, описывающее ДСМ$_{FB3}$, имеет вид

$$S[n]=3S[n-1]-3S[n-2]+S[n-3]-3Y[n-1]+$$
$$+3Y[n-2]-Y[n-3]+(1/m)X[n-1],$$

где S – сигнал на входе «многобитового» квантователя Rounding Function 1, Y – сигнал на его выходе, $Y=fix(S)$.

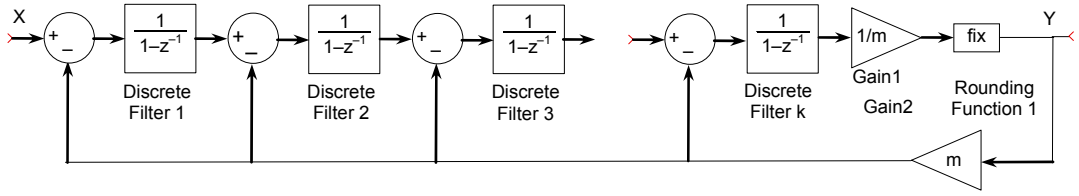


Рис. 7а. Второй вариант блок-схемы ДСМ$_{FB}$ k-го порядка

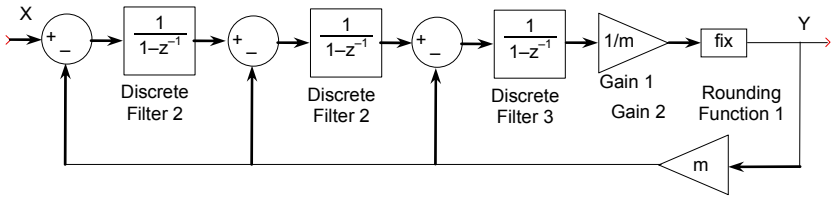


Рис. 7б. Блок-схема ДСМ$_{FB3}$

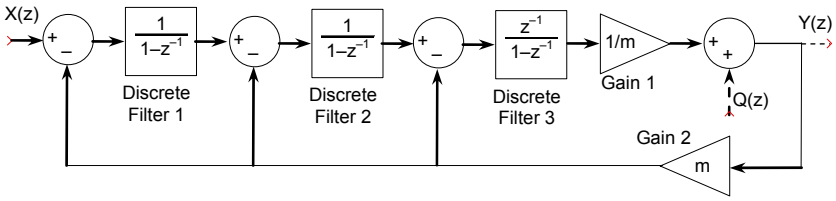


Рис. 7в. Линеаризованная схема ДСМ$_{FB3}$

Сигнал на выходе и шумы квантования для линейной модели ДСМ_{FB} k-го порядка (рис. 7а) определяются из выражения

$$Y(z)=\frac{X(z)\dfrac{z^{-1}}{m\left(1-z^{-1}\right)^k}}{1+\dfrac{z^{-1}}{\left(1-z^{-1}\right)^k}\sum_{i=0}^{k-1}\left(1-z^{-1}\right)^i}+$$

$$+Q(z)\frac{1}{1+\dfrac{z^{-1}}{\left(1-z^{-1}\right)^k}\sum_{i=0}^{k-1}\left(1-z^{-1}\right)^i}=$$

$$=\frac{X(z)}{m}z^{-1}+Q(z)\left(1-z^{-1}\right)^k,$$

где $Q(z)$ – шумы квантования квантователя Rounding Function 1.

Сигнал на выходе и шумы квантования для линейной модели ДСМ_{FB} k-го порядка (рис. 7а) определяются из выражения $Y(z)=\dfrac{X(z)}{m}z^{-l}+$ $+Q(z)\left(1-z^{-1}\right)^k$, где $Q(z)$ – шумы квантования квантователя Rounding Function 1.

Сигнал на выходе и шумы квантования для линейной модели ДСМ_{FB3} (рис. 7в) определяются из выражения $Y(z)=\dfrac{X(z)}{m}z^{-1}+Q(z)\left(1-z^{-1}\right)^3$, где $Q(z)$ – шумы квантования квантователя Rounding Function 1.

На рис. 8 приведены спектры сигнала на выходе $\text{ДСМ}_{\text{MASH1–1–1}}$, $\text{ДСМ}_{\text{MASH1–2}}$, $\text{ДСМ}_{\text{MASH2–1}}$, ДСМ_{FF3} и ДСМ_{FB3}. На рис. 9 приведены фазовые спектры сигнала на выходе $\text{ДСМ}_{\text{MASH1–1–1}}$, $\text{ДСМ}_{\text{MASH1–2}}$, $\text{ДСМ}_{\text{MASH2–1}}$, ДСМ_{FF3} и ДСМ_{FB3}. На рис. 10 приведены фазовые спектры сигнала на выходе ЧФД при использовании $\text{ДСМ}_{\text{MASH1–1–1}}$, $\text{ДСМ}_{\text{MASH1–2}}$, $\text{ДСМ}_{\text{MASH2–1}}$, ДСМ_{FF3}, ДСМ_{FB3} и наличии неравенства токов накачки $diifd=1{,}02$. На рис. 11 приведены фазовые спектры сигналов на выходе $\text{СЧ}_{\text{ФАПЧ}}$ при использовании $\text{ДСМ}_{\text{MASH1–1–1}}$, $\text{ДСМ}_{\text{MASH1–2}}$, $\text{ДСМ}_{\text{MASH2–1}}$, ДСМ_{FF3}, ДСМ_{FB3}, неравенстве токов накачки $diifd=1{,}02$ и частоте среза ФАПЧ $fsr=10$ кГц. Пунктирной линией показана логарифмическая амплитудно-частотная характеристика замкнутой системы ФАПЧ $\left|G(jf)\right|=\left|\dfrac{G_{\text{ФАП}}(jf)}{1+G_{\text{ФАП}}(jf)}\right|$.

На рис. 8, 9, 10 линиями без маркеров обозначены спектры при использовании $\text{ДСМ}_{\text{MASH1–1–1}}$, с маркером «•» – спектры при использовании ДСМ_{FB3}, с маркером «+» – спектры при использовании $\text{ДСМ}_{\text{MASH1–2}}$, с маркером «∇» – спектры при использовании $\text{ДСМ}_{\text{MASH2–1}}$, с маркером «×» – спектры при использовании ДСМ_{FF3}.

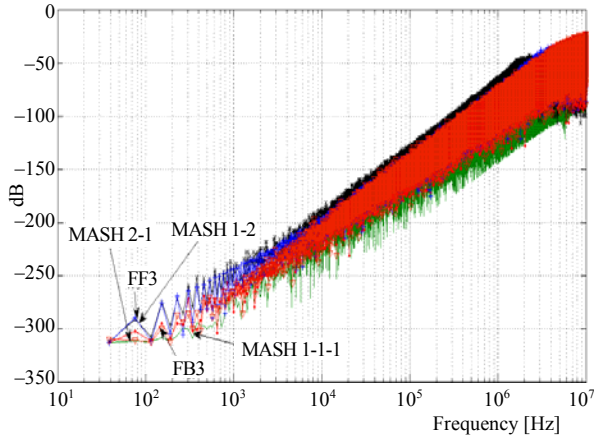


Рис. 8. Спектр сигналов на выходе $\text{ДСМ}_{\text{MASH1–1–1}}$, $\text{ДСМ}_{\text{MASH1–2}}$, $\text{ДСМ}_{\text{MASH2–1}}$, ДСМ_{FF3} и ДСМ_{FB3}

На рис. 12 в логарифмическом масштабе по обеим осям приведены рассчитанные с использованием модели ФАПЧ (рис. 2) зависимости, за исключением STD_R, среднеквадратического отклонения (стандартной девиации – STD) фазы сигналов $STD_{\text{MASH1–1–1}}$, $STD_{\text{MASH1–2}}$, STD_{FF3}, STD_{FB3} на выходе $\text{СЧ}_{\text{ФАПЧ}}$ в градусах от отношения $fsr/fref$ при использовании $\text{ДСМ}_{\text{MASH1–1–1}}$, $\text{ДСМ}_{\text{MASH1–2}}$, $\text{ДСМ}_{\text{MASH2–1}}$, ДСМ_{FF3}, ДСМ_{FB3} и неравенстве токов накачки $diifd=1{,}02$. На рис. 12 линией с маркером «□» обозначена $STD_{\text{MASH1–1–1}}$ при использовании $\text{ДСМ}_{\text{MASH1–1–1}}$, с маркером «•» – STD_{FB3} при использовании ДСМ_{FB3}, с маркером «+» – $STD_{\text{MASH1–2}}$ при использовании $\text{ДСМ}_{\text{MASH1–2}}$, с маркером «∇» – $STD_{\text{MASH2–1}}$ при использовании $\text{ДСМ}_{\text{MASH2–1}}$, с маркером «×» – STD_{FF3} при использовании ДСМ_{FB3}, линия без маркеров – расчетная стандартная девиация фазы STD_R в градусах при использовании $\text{ДСМ}_{\text{MASH1–1–1}}$ [4].

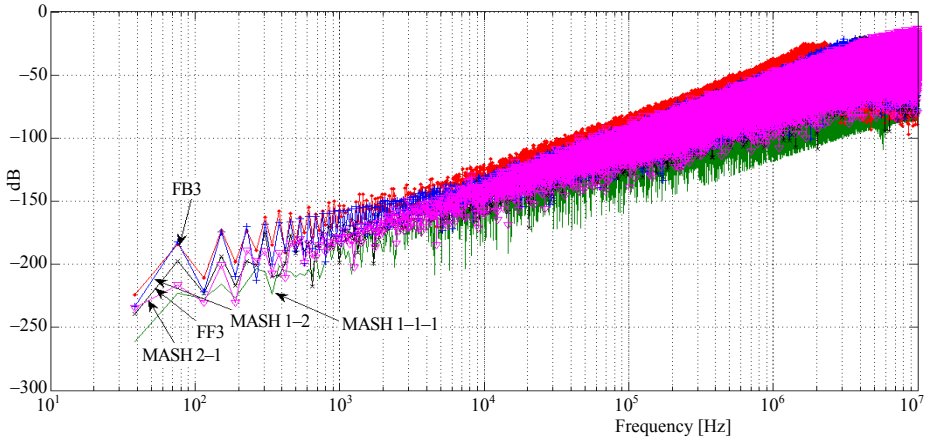


Рис. 9. Фазовый спектр сигналов $ДСМ_{MASH1–1–1}$, $ДСМ_{MASH1–2}$, $ДСМ_{MASH2–1}$, $ДСМ_{FF3}$ и $ДСМ_{FB3}$

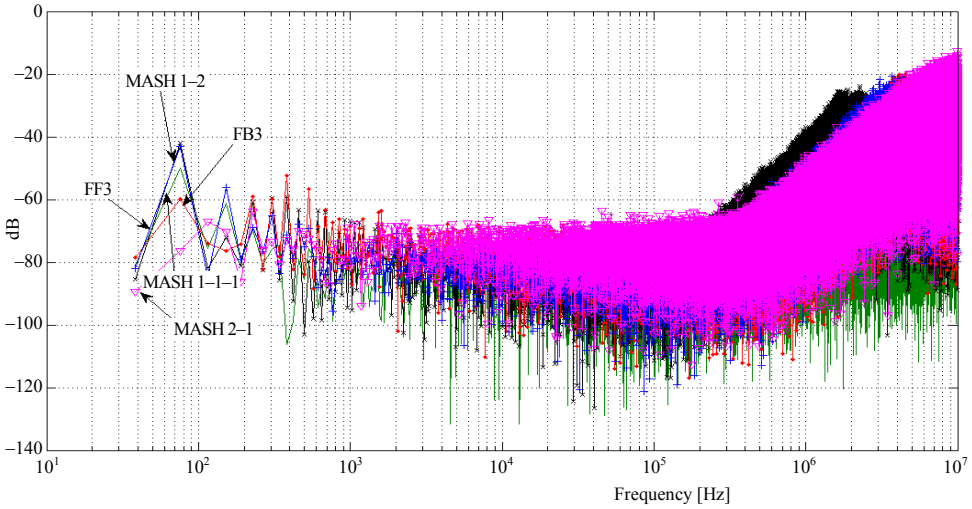


Рис. 10. Фазовый спектр сигналов $ДСМ_{MASH1–1–1}$, $ДСМ_{MASH1–2}$, $ДСМ_{MASH2–1}$, $ДСМ_{FF3}$ и $ДСМ_{FB3}$ при неравенстве токов накачки *diifd* = 1,02

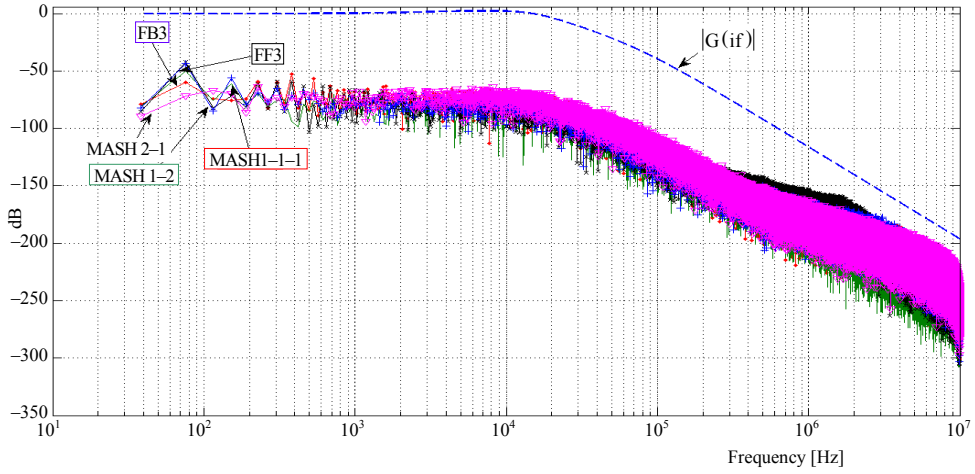


Рис. 11. Фазовый спектр сигналов на выходе $СЧ_{ФАПЧ}$ при использовании $ДСМ_{MASH1–1–1}$, $ДСМ_{MASH1–2}$, $ДСМ_{MASH2–1}$, $ДСМ_{FF3}$, $ДСМ_{FB3}$, неравенстве токов накачки *diifd* = 1,02 и частоте среза *fsr* = 10,0*e*+3 Гц

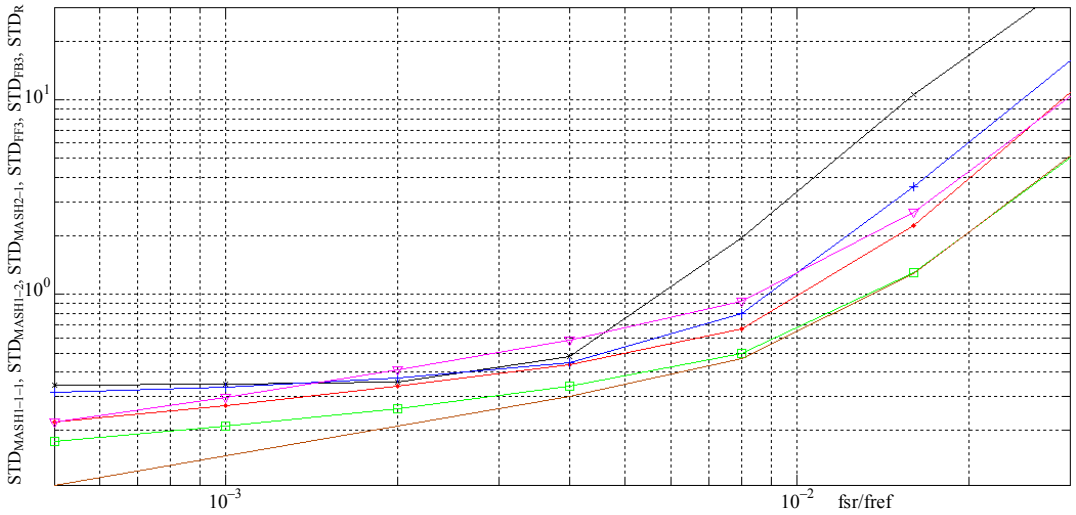


Рис. 12. Зависимости стандартной девиации фазы сигналов $STD_{MASH1–1–1}$, $STD_{MASH1–2}$, $STD_{MASH2–1}$, STD_{FF3}, STD_{FB3}, STD_R на выходе $СЧ_{ФАПЧ}$ от *fsr*/*fref* при использовании $ДСМ_{MASH1–1–1}$, $ДСМ_{MASH1–2}$, $ДСМ_{MASH2–1}$, $ДСМ_{FF3}$, $ДСМ_{FB3}$ и неравенстве токов накачки *diifd* = 1,02

Выводы. Исследованы синтезаторы частот с системами ФАПЧ с использованием в ДДПКД пяти типов дельта-сигма модуляторов третьего порядка, предложены разработанные в подсистеме Simulink системы MATLAB модели этих типов и нелинейной импульсной системы ФАПЧ. Результаты проведенных исследований полученных моделей показывают (рис. 11), что наихудшим спектром в области нижних частот при идентичных параметрах обладает $СЧ_{ФАПЧ}$ с $ДСМ_{MASH1–2}$, а наилучшим – $СЧ_{ФАПЧ}$ с $ДСМ_{MASH2–1}$. Из анализа графиков на рис. 12 следует, что наибольшей девиацией фазы *STD* для значений $fsr / fref > 0,005$ обладает $СЧ_{ФАПЧ}$ с $ДСМ_{FB3}$, а наименьшей девиацией фазы *STD* при наибольшей частоте среза обладает $СЧ_{ФАПЧ}$ с $ДСМ_{MASH1–1–1}$. Расчетная кривая STD_R близка к кривой $STD_{MASH1–1–1}$ для области частот $fsr / fref > 0,004$ (ошибка <10%).

Литература

1. *Keliu Shu*. CMOS PLL Synthesizers : Analysis and Design / Keliu Shu, Edgar Sanchez-Sinencio. – Springer Science + Business Media, Inc., 2005.

2. *Левин В.А.* Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты / В.А. Левин, В.Н. Малиновский, С.К. Романов. – М. : Радио и связь, 1989. – 232 с.

3. *Романов С.К.* Определение помех дробности в синтезаторах частот с системами ФАПЧ, использующих дельта-сигма модуляторы в дробных делителях частоты / С.К. Романов, И.А. Марков // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2006. – Вып. 1. – С. 97–102.

4. *Романов С.К.* О влиянии рассогласования токов накачки импульсного частотно-фазового детектора на спектр помех в системе ИФАПЧ с дробным делителем частоты / С.К. Романов, А.И. Матицина, Н.М. Тихомиров // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2008. – Вып. 1. – С. 5–11.

5. *Романов С.К.* Влияние нелинейности импульсно-фазового детектора на спектр помех в системе ИФАПЧ с дробным делителем частоты / С.К. Романов, И.А. Марков // Теория и техника средств радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2007. – Вып. 1. – С. 73–81.

Статья поступила в редакцию 12 августа 2010 г.

УДК 621. 396.662

ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫЕ ПОМЕХИ В СИСТЕМАХ ИМПУЛЬСНОЙ ФАПЧ СИНТЕЗАТОРОВ С ДРОБНЫМИ ДЕЛИТЕЛЯМИ ЧАСТОТЫ

С.К. Романов, зам. нач. НТЦ, e-mail: skromanov@rambler.ru
Н.М. Тихомиров, нач. НТЦ, e-mail: tikhomir@sozvezdie.su
Д.Н. Рахманин, нач. отдела, e-mail: rax_d@mail.ru
ОАО «Концерн «Созвездие»

Дана оценка уровням помех, генерируемых системой импульсно-фазовой автоподстройки синтезаторов частот с дробными делителями частоты, в которых имеется паразитная связь между выходным сигналом синтезатора и входом импульсного частотно-фазового детектора по опорному сигналу. Представлены варианты расчета таких помех в среде проектирования научных и инженерных приложений MATLAB.

***Ключевые слова**: синтезатор частот, система фазовой автоподстройки частоты, дельта-сигма модулятор, переходной процесс, паразитная линия связи, помехи дробности, частотно-фазовый детектор, зарядовая накачка.*

INTERMODULATION DISTURBANCES IN PHASE LOCKED LOOP SYSTEMS WITH FRACTIONAL DIVIDERS

S.K. Romanov, deputy head of Scientific and Technical Centre, e-mail: skromanov@rambler.ru
N.M. Tikhomirov, head of Scientific and Technical Centre, e-mail: tikhomir@sozvezdie.su
D.N. Rakhmanin, head of department, e-mail: rax_d@mail.ru
JSC «Sozvezdie» Concern»

Rank of the level of the disturbances which are generated by the phase lock loop system with fractional divider is given. Variants of the calculation such disturbances in the MATLAB are shown.

***Key words:** frequency synthesizer, phase locked loop, delta-sigma modulator, transitive process, parasitic bond line, divisibility disturbances, frequency-phase detector, charge pump.*

Повышение чистоты спектра выходного сигнала – одна из основных проблем, решаемых синтезаторами частот (СЧ) с делителями частоты с переменным коэффициентом деления (ДДПКД) в системах фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) [1, 2]. В составе $СЧ_{ФАПЧ}$ используется частотно-фазовый детектор (ЧФД) – импульсное или цифровое устройство, генерирующее при работе импульсные помехи, которые накладываются на управляющее напряжение управляемого генератора (УГ) и приводят к паразитной частотной модуляции его выходного сигнала, то есть к появлению в спектре сигнала побочных составляющих – помех дробности (ПД). В составе ДДПКД используется схема дельта-сигма-модулятора (ДСМ) для уменьшения уровня ПД в низкочастотной части спектра выходного сигнала $СЧ_{ФАПЧ}$, так как происходит трансформация высокочастотных составляющих помех, генерируемых ДСМ со структурой MASH (Multistage Noise Shaping), в низкочастотную область (полосу пропускания системы ФАПЧ). В [3] показана высокая эффективность применения ДСМ в разных модификациях и разных порядков с помощью расчетов по линейной модели $СЧ_{ФАПЧ}$. Ослабление спектральных составляющих ПД в полосе пропускания системы ФАПЧ ухудшается из-за порогового характера работы ДДПКД [2] и неравенства токов зарядовой накачки ЧФД [4, 5]. В работах [4, 5] показана степень влияния этих нелинейностей на уровень ПД в составе выходного сигнала $СЧ_{ФАПЧ}$. В [6] и других работах этих авторов рассмотрено наличие паразитной связи между выходным сигналом $СЧ_{ФАПЧ}$ и выходом ДДПКД, которая дает появление дополнительного класса интермодуляционных помех в составе выходного сигнала.

Целью настоящей работы является определение влияния паразитной линии связи между выходным сигналом ФАПЧ и входом ЧФД по опорному сигналу на увеличение уровня помех в составе выходного сигнала $СЧ_{ФАПЧ}$.

На рис. 1 приведена блок-схема $СЧ_{ФАПЧ}$ с дробным делителем частоты и с паразитной линией связи (ПЛС) выхода УГ с входом опорного

сигнала $A_0 \sin\left[2\pi f_{ref} t\right]$ (где A_0, f_{ref} – его амплитуда и частота), подаваемого на вход импульсного ЧФД. На сумматор (СУМ) подается также сигнал с ПЛС $A_{УГ} \sin\left[2\pi N_m f_{ref} t + \varphi_{УГ}(t)\right]$, где $A_{УГ}$, $N_m f_{ref}$, $\varphi_{УГ}(t)$ – амплитуда, частота и фаза УГ. С выхода СУМ сигнал подается на компаратор (К) с нулевым порогом срабатывания. Сигналы с выхода компаратора – $\varphi_{вх}(t)$ и выхода ДДПКД – $\varphi_{УГ}(t)/N_m$ подаются на вычитающее устройство. С выхода ЧФД на вход ФНЧ с передаточной функцией $G_{ФНЧ}(s)$ подается ток $i_Д(t)$. Ток $i_Д(t)$ имеет вид двухполярных прямоугольных импульсов с амплитудами $i_M\, diifd$ и $-i_M$ (коэффициент $diifd \neq 1$ характеризует неравенство токов накачки и определяет вторую нелинейность системы ФАПЧ) и зависит от очередности поступления на вход ЧФД сигналов $\varphi_{вх}(t)$ и $\varphi_{УГ}(t)/N_m$ [2]. Напряжение с ФНЧ $e_Ф(t)$ подается на устройство, которое с помощью усилительно-интегрирующего звена с коэффициентом передачи $S_{УГ}/s$ моделирует УГ системы ФАПЧ. ДДПКД управляется ДСМ (на рис.1 не показан) в моменты времени t_n, где $n = 1, 2, 3\ldots$ – номера импульсов $\varphi_{УГ}(t)/N_m$, приходящих на ЧФД с ДДПКД. В эти моменты времени коэффициент деления ДДПКД равен N_n. Коэффициент деления N_n имеет две составляющие: N_0 – целая и ΔN_n – дробная, которая формируется ДСМ. Последовательность импульсов ΔN_n периодична, ее период зависит от емкости m накапливающих сумматоров (НС), входящих в состав ДСМ, порядка ДСМ и числа X, поступающего на вход первого НС.

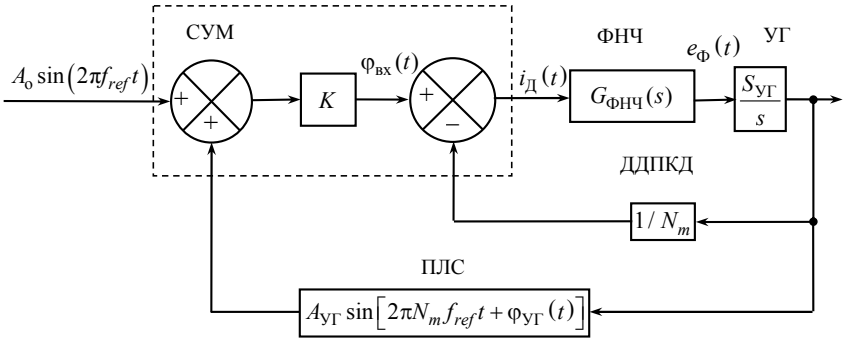


Рис. 1. Структурная схема $СЧ_{ФАПЧ}$ с ПЛС выхода УГ с входом опорного сигнала

Средний коэффициент деления ДДПКД за период импульсной последовательности ΔN_n вычисляется как $N_m = N_0 + \sum_{n=1}^{lm} \frac{\Delta N_n}{lm} = N_0 + \frac{X}{m}$, где l – некоторое число, зависящее от структуры ДСМ и числа X [4].

Моменты времени срабатывания компаратора К можно записать в виде

$$A_0 \sin(2\pi f_{ref} t) + A_{УГ} \sin[2\pi N_m f_{ref} t + \varphi_{УГ}(t)] = 0. \quad (1)$$

Решение (1) относительно t определим как $t_n = nT_{ref} + \Delta t(n)$, где $T_{ref} = 1/f_{ref}$. Тогда (1) запишется в виде

$$\sin\left[2\pi \Delta t(n)/T_{ref}\right] + C \sin\left[2\pi N_m \left(n + \Delta t(n)/T_{ref}\right) + \varphi_{УГ}\left(nT_{ref} + \Delta t(n)\right)\right] = 0,$$

где $C = A_{УГ} / A_0$.

Обозначим $\varphi_{вх}(t_n) = \varphi_{вх}(n) = 2\pi \Delta t(n)/T_{ref}$, тогда последнее выражение получим в виде

$$\sin\left[\varphi_{вх}(n)\right] + C \sin\left[2\pi N_m n + \varphi_{вх}(n) + \varphi_{УГ}(n)\right] = 0, \quad (2)$$

где $\varphi_{УГ}(n) = \varphi_{УГ}\left[nT_{ref} + \Delta t(n)\right]$. Так как $\Delta t(n) << T_{ref}$, то $\varphi_{УГ}(n) \approx \varphi_{УГ}\left(nT_{ref}\right)$.

Зависимость $\varphi_{вх}(n)$ от $\varphi_{УГ}(n)$ в виде линейного разностного уравнения найдем, используя передаточную функцию замкнутой системы ФАПЧ

$$G(z)=\frac{\varphi_{\text{УГ}}(z)}{\varphi_{\text{вх}}(z)}=\frac{b_0+b_1z^{-1}+...+b_lz^{-l}}{a_0+a_1z^{-1}+...+a_kz^{-k}},$$

где $\varphi_{\text{вх}}(z)$ и $\varphi_{\text{УГ}}(z)$ – изображения (z-преобразования) решетчатых функций $\varphi_{\text{вх}}(n)$ и $\varphi_{\text{УГ}}(n)$. Из последнего выражения может быть получено разностное уравнение для определения $\varphi_{\text{вх}}(n)$ в виде

$$b_0\varphi_{\text{вх}}(n)=a_0\varphi_{\text{УГ}}(n)+a_1\varphi_{\text{УГ}}(n-1)+a_k\varphi_{\text{УГ}}(n-k)-$$
$$-\left[b_1\varphi_{\text{вх}}(n-1)+...+b_l\varphi_{\text{вх}}(n-l)\right]. \qquad (3)$$

Итак, (2) совместно с (3) определяют уровень помех, обусловленных рассмотренной выше паразитной связью, на выходе системы ФАПЧ.

Решение (2) и (3) может быть найдено приближенно по двум методикам.

Методика 1. Считаем, что $\varphi_{\text{УГ}}(n)=0$, и так как $C\ll 1$, то раскладываем $\varphi_{\text{вх}}(n)$ в ряд по степеням C согласно [6]:

$$\varphi_{\text{вх}}(n)=Cp_n+C^2q_n+C^3r_n+C^4l_n+... \qquad (4)$$

Подставим (4) в (2) и после громоздких преобразований получим

$$\varphi_{\text{вх}}(n)\approx\left(-C+C^3\frac{N_m}{8}\right)\sin(2\pi N_mn)+$$
$$+\left(C^2\frac{N_m}{2}-C^4\frac{N_m^3}{6}\right)\sin(4\pi N_mn)-$$
$$-C^3\frac{N_m^3 3}{8}\sin(6\pi N_mn)+$$
$$+C^4\frac{N_m^3}{3}\sin(8\pi N_mn)+... \qquad (5)$$

Выражение (5) незначительно отличается от аналогичного в [6] из-за учета четырех членов в выражении (4). В [6] предлагается следующее выражение для $\varphi_{\text{вх}}(n)$:

$$\varphi_{\text{вх}}(n)\approx\sum_{k=1}^{\infty}X_{kx}\sin(2\pi kN_mn)=$$
$$=-C\sum_{k=1}^{\infty}\frac{(kCN_m/2)^{k-1}}{k!}\sin(2\pi kN_mn). \qquad (6)$$

Коэффициенты разложения $\varphi_{\text{вх}}(n)$ в ряд Фурье $X_{k\,\text{вх}}$ в (6) будут убывать при условии

$$CN_me/2<1. \qquad (7)$$

В соответствии с (5) и (6) частоты помех на входе и выходе системы ФАПЧ определятся как $f_p=\pm kf_{ref}X/m+if_{ref}$, где $i=0,1,2,3....$

Методика 2. Для решения (2) и (3) можно использовать машинные итерационные процедуры, в частности функцию *fzero* из пакета системы MATLAB [7]. По выражениям (2), (3) и (6) в среде MATLAB разработана программа *pomexi-fap* для расчета уровня гармоник помех на входе $X_{k\,\text{вх}}$ и выходе $X_{k\,\text{вых}}$ системы ФАПЧ. Уровень гармоник $X_{k\,\text{вх}}$ определялся путем вычисления быстрого преобразования Фурье – использования *fft*-процедуры от $\varphi_{\text{вх}}(n)$. Длина *fft*-процедуры равнялась lm. Учитывалось также время переходного процесса установления периодической последовательности $\varphi_{\text{вх}}(n)$. Исследовалась система ФАПЧ четвертого порядка с передаточной функцией

$$G_{\text{ФАП}}(s)=\frac{\varphi_{\text{УГ}}(s)/N_m}{\varphi_{\text{вх}}(s)}=\frac{\omega_{\text{Б}}^2(T_1s+1)}{s^2\sum_{i=2}^{4}(T_is+1)}, \qquad (8)$$

где $G_{\text{ФАП}}(s)$ – передаточная функция разомкнутой системы ФАПЧ; $\varphi_{\text{УГ}}(n)/N_m$ – изображение по Лапласу фазы сигнала на выходе ДДПКД $\varphi_{\text{УГ}}(t)/N_m$; $\varphi_{\text{вх}}(s)$ – изображение по Лапласу фазы сигнала помехи $\varphi_{\text{вх}}(n)$; $\omega_{\text{Б}}=\sqrt{\frac{k_{\text{ф}}i_{\text{м}}S_{\text{у}}}{N_0}}$ – базовая частота; $i_{\text{м}}$ – амплитуда тока накачки ЧФД; $G(s)=\frac{e_{\Phi}(s)}{i_{\text{Д}}(s)}=\frac{k_{\Phi}(T_1s+1)}{s\sum_{i=2}^{3}(T_is+1)}$ – передаточная функция ФНЧ. Причем T_1, T_i – некоторые постоянные времени, определяемые методом параметрического синтеза системы ФАПЧ с использованием показателя колебательности M [2]: $T_1=\frac{1}{\omega_{\text{Б}}}\sqrt{\frac{M}{M-1}}$, $\sum_{i-2}^{3}T_i=\frac{\sqrt{(M-1)M}}{\omega_{\text{Б}}(M+1)}$, $T_2\approx T_3$; $\omega_{\text{Б}}$ связана с частотой среза разомкнутой системы ФАПЧ соотношением $fsr=\frac{\omega_{\text{Б}}}{2\pi}\sqrt{\frac{M-1}{M}}$. Частота среза задавалась $fsr=250$ кГц, а $M=1{,}3$. Час-

тота опорного сигнала *fref* задавалась 20 МГц, коэффициент деления ДДПКД выбирался равным $N_m = 90,01$, т.е. частота УГ равна $f_{\text{УГ}} = 1800,2$ МГц. При этом частоты помех на входе и выходе системы ФАПЧ определятся как $f_p = kf_{ref}X/m = k200$ кГц.

Коэффициенты $a_0, a_1 ... a_k$ и $b_0, b_1 ... b_l$ в (3) для ФАПЧ с передаточной функцией (7) следующие:

$$a_0 = 1,\ a_1 = -d_2 - d_3 - 2 + b_1,\ a_2 = d_2d_3 + 2(d_2 + d_3) + 1 + b_2,\ a_3 = -2d_2d_3 - d_2 - d_3 + b_3,\ a_4 = d_2d_3,$$

$$d_2 = \exp(-1/T2),\ d_3 = \exp(-1/T3),\ b_0 = 0,\ b_1 = au\left(1 + A1\left(-d_2 - d_3 - 1\right) + A2\left(-2 - d_3\right) + A3\left(-2 - d_2\right)\right),$$

$$b_2 = au\left(-d_2 - d_3 + A1\left(d_2d_3 + d_2 + d_3\right) + A2\left(1 + 2d_3\right) + A3\left(1 + 2d_2\right)\right),\ au = \omega_{\text{Б}}^2 / f_{ref}^2,$$

$$b_3 = au\left(d_2d_3 - A1d_2d_3 - A2d_3 - A3d_2\right),\ b_4 = 0,\ T1 = T_1 f_{ref},\ T2 = 0,55\left(T_2 + T_3\right)f_{ref},$$

$$T3 = 0,45\left(T_2 + T_3\right)f_{ref},\ A1 = T_1 - T_2 - T_3,\ A2 = -T_2\left(T_2 - T_1\right)/\left(T_3 - T_2\right),\ A3 = -T_3\left(T_3 - T_1\right)/\left(T_2 - T_3\right).$$

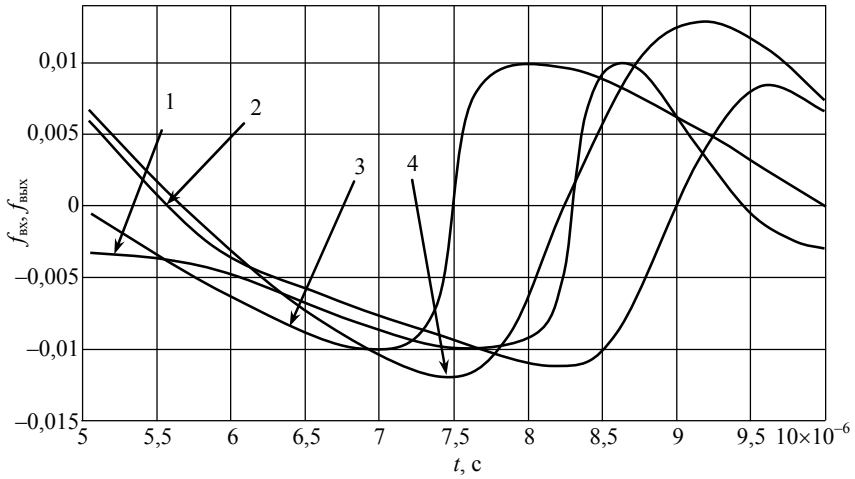


Рис. 2. Уровни помех на входе и выходе системы ФАПЧ

На рис. 2 приведены результаты расчетов по второй методике (по программе *pomexi-fap*) уровней помех на входе $\varphi_{\text{вх}}(t)$ и выходе $\varphi_{\text{УГ}}(t)$ системы ФАПЧ для случая $C = 0,01$. Кривые 1, 3 – зависимости $\varphi_{\text{вх}}(t)$, а 2, 4 – зависимости $\varphi_{\text{УГ}}(t)$. Причем 3, 4 – зависимости, полученные при решении (1) для $\varphi_{\text{УГ}}(t) = 0$. Как видно из сравнения кривых 1 и 3, 2 и 4, учет $\varphi_{\text{УГ}}(t)$ при решении (1) для случая $C = 0,01$ приводит к существенно разным результатам.

На рис. 3 приведены результаты расчетов по программе *pomexi-fap* уровней помех на входе $X_{k\,\text{вх}}$ и выходе $X_{k\,\text{вых}}$ системы ФАПЧ в децибелах (за исключением кривой 1). По оси x откладывается значение частоты помехи $f_p = kf_{ref}X/m = k200000$ в герцах. Кривая 1 – логарифмическая амплитудно-частотная характеристика замкнутой системы ФАПЧ $\left|G(jf)\right| = \left|\dfrac{G_{\text{ФАП}}(jf)}{1 + G_{\text{ФАП}}(jf)}\right|$. Уровни помех $X_{k\,\text{вых}}$ на выходе пересчитываются через уровень помех $X_{k\,\text{вх}}$ на входе как $X_{k\,\text{вых}} = X_{k\,\text{вх}}N_m\left|G\left(j\kappa f_p\right)\right|$. На рис. 3 представлены кривые 2 и 7 $X_{k\,\text{вх}} = C\dfrac{\left(kCN_m/2\right)^{k-1}}{k!}$, рассчитанные для значений $C = 0,01$ и $C = 0,001$ соответственно. Условие (7) при значении $C = 0,01$ не выполняется, и $X_{k\,\text{вх}}$ с увеличением k сначала уменьшается, а затем увеличивается. Кривые 3, 4, 5, 6 – это зависимости $X_{k\,\text{вх}}$ и $X_{k\,\text{вых}}$ от f_p, рассчитанные по второй методике для $C = 0,01$: 3, 5 – $X_{k\,\text{вых}}$, а 4, 6 – $X_{k\,\text{вх}}$, причем 3, 4 – это зависимости, полученные при решении (1) при условии $\varphi_{\text{УГ}}(t) = 0$. Кривые 8, 9, 10, 11 – это зависимости $X_{k\,\text{вх}}$ и

$X_{k\,\text{вых}}$ от f_p, рассчитанные по второй методике для $C = 0{,}001$. При этом 9, 10 – $X_{k\,\text{вых}}$, а 8, 11 – $X_{k\,\text{вх}}$, причем 8, 9 – это зависимости, полученные при решении (1) при условии $\varphi_{\text{УГ}}(t) = 0$.

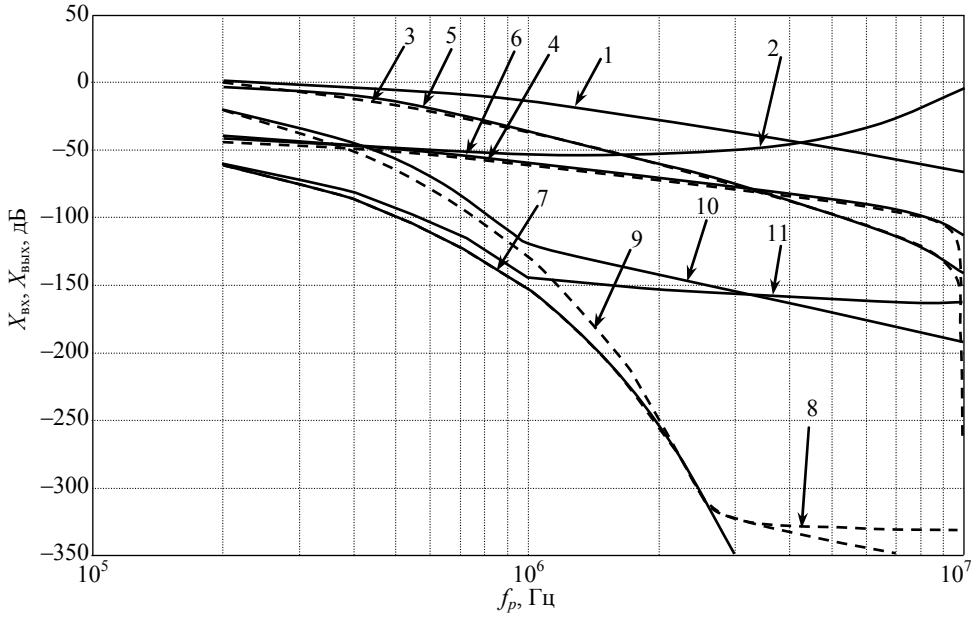


Рис. 3. Гармоники помех на входе и выходе системы ФАПЧ

Анализ полученных зависимостей, приведенных на рис. 3, позволяет сделать следующие выводы:

– более точная, но и более громоздкая вторая методика определения гармоник помех не имеет ограничения (7);

– учет $\varphi_{\text{УГ}}(t) \neq 0$ по второй методике дает существенное уточнение при больших значениях k и малых C;

– при малых значениях $k \leq 2$ без существенной потери точности в определении $X_{k\,\text{вх}}$ можно пользоваться первой методикой.

Литература

1. *Keliu Shu, Edgar Sanchez-Sinencio*, CMOS PLL Synthesizers : Analysis and Design, Springer Science + Business Media, Inc., 2005.

2. *Левин В.А.* Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты / В.А. Левин, В.Н. Малиновский, С.К. Романов. – М. : Радио и связь, 1989. – 232 с.

3. *Романов С.К.* Определение помех дробности в синтезаторах частот с системами ФАПЧ, использующих дельта-сигма модуляторы в дробных делителях частоты / С.К. Романов, И.А. Марков // Теория и техника радиосвязи: науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2006. – Вып. 1. – С. 97–102.

4. *Романов С.К.* О влиянии рассогласования токов накачки импульсного частотно-фазового детектора на спектр помех в системе ИФАПЧ с дробным делителем частоты / С.К. Романов, А.И. Матицина, Н.М. Тихомиров // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие» – Воронеж, 2008. – Вып. 1. – С. 5–11.

5. *Романов С.К.* Влияние нелинейности импульсно-фазового детектора на спектр помех в системе ИФАПЧ с дробным делителем частоты / С.К. Романов, И.А. Марков // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2007. – Вып. 1. – С. 73–81.

6. *D. Jiang, P.V. Brennan, and J. Zhang*. Intermodulation-born spurious components in fractional-N frequency synthesizers. Departament of Electrical & Electronic Engineering University College London.

7. *Кетков Ю.Л.* МАТЛАБ 7 : программирование, численные методы / Ю.Л. Кетков, А.Ю. Кетков, М.М. Шульц. – СПб. : БХВ-Петербург, 2005. – 752 с.; ил.

Статья поступила в редакцию 12 августа 2010 г.

УДК 621.391.883.3

ЦИФРОВАЯ КОРРЕКЦИЯ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ДЕМОДУЛЯТОРА УИВЕРА

В.А. Маковий, нач. НТО, ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: makovij@mail.ru

Проведён анализ влияния отклонений параметров аналого-цифрового тракта на достижимую избирательность по зеркальному каналу приёма. Получены расчётные соотношения для вычисления допустимых отклонений параметров при заданной величине избирательности. Рассмотрены особенности различных методов цифровой коррекции, позволяющих улучшить параметры демодулятора за счёт введения дополнительной цифровой обработки сигнала.

Ключевые слова: *цифровая коррекция, избирательность, имитационное моделирование, квадратурный демодулятор, демодулятор Уивера, динамический диапазон, программно-определяемый радиоприёмник, цифровая обработка сигналов.*

DIGITAL CORRECTION OF ANALOG-DIGITAL WEAVER DEMODULATOR

V.A. Makovy, head of Scientific and Technical Department, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: makovij@mail.ru

The influence of analogue-digital path parameter deviation on attainable selectivity of image receive chain is analyzed. The calculated ratios with preset selectivity value for calculation of the maximum allowable parameter deviations are received. The features of different digital correction methods that contribute to the improvement of demodulator parameters due to additional digital signal processing implementation, are considered.

Key words: *digital correction, selectivity, simulation, quadrature demodulator, Weaver demodulator, dynamic range, software-defined radio, digital signal processing.*

Аналого-цифровой тракт (АЦТ) без преобразования радиочастоты перед аналого-цифровым преобразованием (АЦП), рассмотренный в [1], накладывает ограничения на диапазон входных частот цифрового радиоприёмного устройства (ЦРПУ). Применение полосовой дискретизации [2] расширяет возможный частотный диапазон АЦТ такого типа, однако он всё равно остаётся ограниченным максимальной частотой входного сигнала АЦП. Для построения высокочастотных приёмников с цифровой обработкой сигнала (ЦОС) нередко применяют АЦТ с квадратурной дискретизацией [3]. Наиболее распространённым вариантом построения демодулятора в ЦРПУ с квадратурной дискретизацией является схема Уивера [4, 5].

На рис. 1. представлен вариант реализации схемы Уивера с квадратурной дискретизацией на

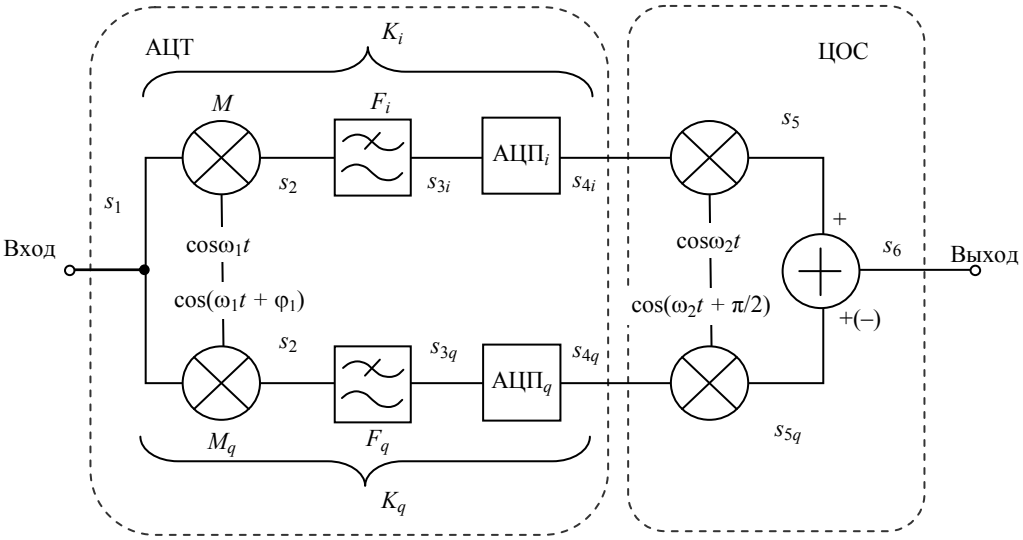


Рис. 1. Реализация демодулятора Уивера в ЦРПУ с квадратурным аналого-цифровым трактом

промежуточной частоте. От первоначально предложенной Уивером реализации он отличается тем, что на аналоговых элементах выполнена только часть сигнального тракта от входа до АЦП. Для обработки аналоговых сигналов в ветвях демодулятора используются аналоговые умножители, усилители и фильтры. Завершающая часть схемы реализуется при помощи цифровой обработки сигнала в блоке ЦОС.

В демодуляторе Уивера на рис. 1 входной сигнал s_1 в результате перемножения в умножителях M_i и M_q на первый сигнал переноса с частотой ω_1 представляется в виде двух составляющих – I (in-phase, синфазной) и Q (quadrature, квадратурной). Пути прохождения этих составляющих входного сигнала также будем называть ветвями I и Q соответственно. Для последующего анализа сигнал s_1 на входе демодулятора представим в виде синусоидального колебания

$$s_1 = A_s \cos(\omega_s t + \phi_0). \qquad (1)$$

Принимаемый радиочастотный входной сигнал с однополосной модуляцией на верхней боковой полосе занимает полосу частот от ω_{sl} до ω_{sh} при частоте несущей ω_{sc}. Граничные частоты спектра модулирующего низкочастотного сигнала ω_l и ω_h связаны с нижней и верхней частотной границей спектра входного сигнала демодулятора на радиочастоте ω_{sl} и ω_{sh} через частоту несущей ω_{sc}:

$$\omega_{sl} = \omega_l + \omega_{sc}, \qquad (2)$$

$$\omega_{sh} = \omega_h + \omega_{sc}. \qquad (3)$$

Если коэффициенты передачи по амплитуде и фазе трактов I и Q идентичны, а относительная фаза первого сигнала переноса $\phi_1 = \pi/2$, то входной сигнал (1) на выходе демодулятора принимает вид

$$s_6 = A_s \cos\left(\left(\omega_0 - \omega_1 + \omega_2\right)t + \phi_0\right) \qquad (4)$$

или

$$s_6 = A_s \cos\left(\left(\omega_0 - \omega_1 - \omega_2\right)t + \phi_0\right) \qquad (5)$$

в зависимости от частотного режима работы демодулятора.

Выражения (4) и (5) справедливы, если амплитудные и фазовые характеристики двух независимых путей прохождения составляющей I и Q входного сигнала идентичны. В реальных устройствах к отклонению коэффициента передачи K_i и K_q по амплитуде от номинального значения может привести ряд различных физических эффектов в АЦТ демодулятора, погрешности изготовления и нестабильность параметров функциональных узлов, например:

– различие крутизны передаточной характеристики умножителей M_i и M_q;

– разброс параметров радиоэлементов в частотно-избирательных цепях и их температурная и временная нестабильность;

– различие амплитуд сигналов переноса по частоте;

– различие коэффициентов передачи фильтров F_i и F_q;

– различие коэффициентов преобразования $АЦП_i$ и $АЦП_q$ и другие отклонения параметров от номинальных величин.

Все эти эффекты являются мультипликативными относительно коэффициентов передачи ветвей I и Q. Их совместное влияние приводит к отклонению величин K_i и K_q от номинальных значений.

Другим источником неидентичности ветвей является различие фазовых характеристик каналов I и Q, а также физические эффекты, погрешности изготовления и нестабильности электрорадиоэлементов и печатных плат, такие как:

– различная топология и геометрическая длина проводников в каналах I и Q;

– различие фазовых характеристик фильтров F_i и F_q;

– различие времён взятия отсчётов при дискретизации в $АЦП_i$ и $АЦП_q$;

– различная электрическая длина трактов I и Q;

– отклонение фазы сигналов переноса от номинального значения;

– различия диэлектрической постоянной на различных участках печатной платы и др.

Прямой полосой приёма рассматриваемого демодулятора будем называть полосу частот, в которой положительное приращение (увеличение) входной частоты приводит к положительному приращению частоты входного сигнала. В рассматриваемом случае прямая полоса приёма является основной, где демодулятор принимает входной сигнал.

Зеркальной полосой приёма будем называть полосу частот, в которой положительное приращение входной частоты приводит к отрицательному приращению (уменьшению) частоты входного сигнала. Отклонения параметров АЦТ от

номинальных значений приводит к тому, что коэффициент передачи демодулятора в зеркальной полосе приёма становится отличным от нуля. Зеркальная полоса является нежелательным каналом приёма. Её расположение на оси частот определяется режимом работы демодулятора.

Частотные режимы демодулятора

Прием сигнала квадратурным демодулятором на рис. 1 может происходить при различных соотношениях полосы частот принимаемого сигнала $\omega_{sl}...\omega_{sh}$ и частот сигналов первого и второго переноса ω_1, ω_2. С инженерной точки зрения целесообразно различать два основных частотных режима работы.

В первом режиме частота первого сигнала переноса находится в пределах полосы частот принимаемого сигнала, как это показано на рис. 2. Преобразование частоты сигнала осуществляется в соответствии с (4). Этому режиму работы соответствует знак «+» для *Q*-составляющей перед суммированием (рис. 1).

Для уменьшения полосы частот в ветвях демодулятора значение частоты ω_1 выбирают в центре полосы частот принимаемого сигнала:

$$\omega_1 = \frac{\omega_{sl} + \omega_{sh}}{2}. \qquad (6)$$

На выходе демодулятора максимальная частота в спектре принятого сигнала равна

$$\omega_h = \omega_h + \omega_{sc} - \omega_1 + \omega_2,$$

а минимальная частота

$$\omega_l = \omega_l + \omega_{sc} - \omega_1 + \omega_2.$$

Для того чтобы в выходном сигнале s_6 отсутствовал сдвиг частот между модулирующим сигналом на передающей стороне и принятым сигналом на выходе демодулятора, необходимо выполнение условия $\omega_1 - \omega_{sc} - \omega_2 = 0$. Исходя из этого, частота второго сигнала переноса ω_2 выбирается равной

$$\omega_2 = \omega_1 - \omega_{sc} = \frac{\omega_l + \omega_h}{2}.$$

На выходе демодулятора входной частоте ω_{sc} будет соответствовать постоянная составляющая, а постоянной составляющей сигнала на выходе АЦП$_i$ и АЦП$_q$ в выходном сигнале демодулятора будет соответствовать частота ω_2.

В этом частотном режиме зеркальная полоса приёма на радиочастоте совпадает с прямой полосой приема (рис. 2). Она проявляется в выходном сигнале как инверсная по спектру копия принимаемого сигнала, ограничивая тем самым достижимый динамический диапазон выходного сигнала.

Во втором режиме работы демодулятора частота первого сигнала переноса ω_1 находится за пределами полосы частот принимаемого сигнала, частота второго переноса ω_2 также находится вне полосы частот демодулированного сигнала (рис. 3).

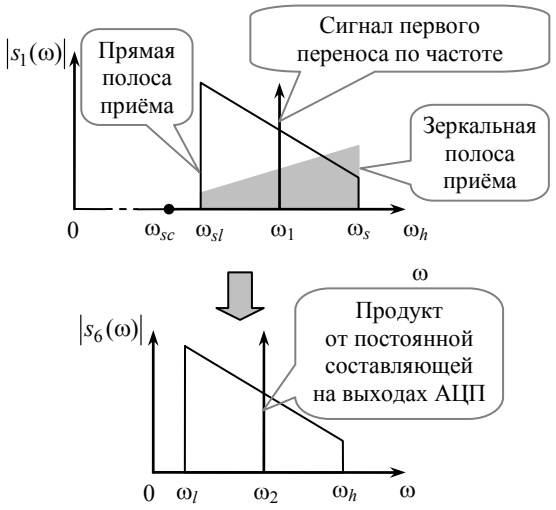


Рис. 2. Первый частотный режим работы квадратурного демодулятора

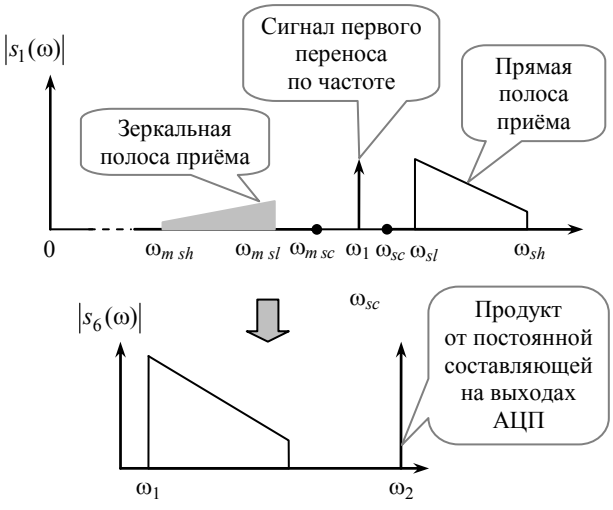


Рис. 3. Второй частотный режим работы квадратурного демодулятора

Преобразование частоты сигнала в демодуляторе осуществляется в соответствии с выражением (5). Этому режиму работы соответствует знак «–» для сигнала *Q*-составляющей при суммировании (рис. 1). На выходе демодулятора максимальная частота в спектре принятого сигнала равна

$$\omega_h = \omega_h + \omega_{sc} - \omega_1 - \omega_2,$$

а минимальная частота

$$\omega_l = \omega_l + \omega_{sc} - \omega_1 - \omega_2.$$

Для того чтобы в принимаемом сигнале отсутствовал сдвиг частот, необходимо выполнение условия $\omega_1 + \omega_2 - \omega_{sc} = 0$. Задав допустимую частоту $\omega_2 > \omega_h$, величину ω_1 найдём как $\omega_1 = \omega_{sc} - \omega_2$. На выходе демодулятора входной частоте ω_{sc} будет соответствовать постоянная составляющая, а постоянной составляющей сигнала на выходе АЦП$_i$ и АЦП$_q$ в выходном сигнале демодулятора будет соответствовать частота ω_2, так же, как в первом частотном режиме. В зависимости от величины частоты ω_2 прохождение сигнала в зеркальной полосе приёма на выход демодулятора будет ограничивать избирательность ЦРПУ [6] по соседнему каналу приёма либо по зеркальному каналу приёма.

В табл. 1 приведены основные особенности двух рассмотренных частотных режимов демодулятора Уивера при приёме однополосного сигнала на верхней боковой полосе.

Таблица 1

Частотные режимы квадратурного демодулятора

Частотный режим	Сигнал первого переноса с частотой ω_1	Направление первого переноса по частоте	Сигнал второго переноса с частотой ω_2	Направление второго переноса по частоте
1	В полосе входного сигнала	Вниз	В полосе выходного сигнала	Вверх
2	Вне полосы входного сигнала	Вниз	Вне полосы выходного сигнала	Вниз

Рассмотрим *влияние неидентичности ветвей I и Q* на уровень чувствительности демодулятора в зеркальной полосе приёма при работе демодулятора в первом частотном режиме. На частоте ω_s отклонение коэффициента передачи K_i и K_q каждой из ветвей от номинального значения K для упрощения вычислений представим в виде одного коэффициента ΔK, который будем относить к ветви *Q*.

Величине $\Delta K > 1$ будет соответствовать ситуация, при которой коэффициент передачи квадратурного канала *Q* будет больше коэффициента передачи синфазного канала *I*. Тогда $K_i = K$, $K_q = \Delta K \cdot K = \Delta K \cdot K_i$, и

$$\Delta K = \frac{K_q}{K_i}. \qquad (7)$$

Вне зависимости от физических эффектов, приводящих к различному фазовому сдвигу в ветвях, для входного сигнала вида (1) он может быть описан как отклонение величины ϕ_1 первого сигнала переноса от номинального значения $\pi/2$,

$$\phi_1 = \frac{\pi}{2} + \Delta\phi. \qquad (8)$$

На выходе первого умножителя синфазного канала M_i входной сигнал (1) приобретает вид

$$s_{2i} = \frac{A_s}{2} \cdot \left(\cos\left((\omega_s - \omega_1)t + \phi_0\right) + \cos\left((\omega_s + \omega_1)t + \phi_0\right)\right), \qquad (9)$$

а на выходе первого умножителя квадратурного канала M_q – вид

$$s_{2q} = \frac{\Delta K \cdot A_s}{2} \cdot \left(\cos\left((\omega_s - \omega_1)t + \phi_0 - \phi_1\right) + \cos\left((\omega_s + \omega_1)t + \phi_0 + \phi_1\right)\right). \qquad (10)$$

Фильтры F_i и F_q, через которые проходит выходной сигнал умножителей, подавляют высокочастотную составляющую с частотой $\omega_s + \omega_1$.

При единичном коэффициенте передачи в полосе пропускания фильтра сигналы на их выходах можно записать в следующей форме:

$$s_{3i} = \frac{A_s}{2} \cdot \cos\left((\omega_s - \omega_1)t + \phi_0\right), \quad (11)$$

$$s_{3q} = \frac{\Delta K \cdot A_s}{2} \cdot \cos\left((\omega_s - \omega_1)t + \phi_0 - \phi_1\right). \quad (12)$$

Приняв коэффициент преобразования АЦП $K_{ADC} = 1$, получаем выполнение условия эквивалентности мощности и напряжения сигнала [1] в аналоговой (на входе АЦП) и в цифровой форме (на его выходе). Тогда можно считать без потери общности, что $s_{4q} = s_{3q}$, $s_{4i} = s_{3i}$. После умножения в цифровой части демодулятора на сигналы второго переноса с частотой ω_2 сигналы в ветвях принимают следующую форму:

– в синфазной ветви демодулятора:

$$s_{5i} = \frac{A_s}{2} \cdot \cos\left((\omega_s - \omega_1)t + \phi_0\right) \cdot \cos(\omega_2 t);$$

$$s_{5i} = \frac{A_s}{4} \cdot \left(\cos\left((\omega_s - \omega_1 - \omega_2)t + \phi_0\right) + \cos\left((\omega_s - \omega_1 + \omega_2)t + \phi_0\right)\right). \quad (13)$$

– в квадратурной ветви демодулятора:

$$s_{5q} = \frac{\Delta K \cdot A_s}{2} \times \cos\left((\omega_s - \omega_1)t + \phi_0 - \phi_1\right) \cdot \cos\left(\omega_2 t + \frac{\pi}{2}\right),$$

$$s_{5q} = \frac{\Delta K \cdot A_s}{4} \cdot \left(\cos\left((\omega_s - \omega_1 - \omega_2)t + \phi_0 - \phi_1 - \frac{\pi}{2}\right) + \cos\left((\omega_s - \omega_1 + \omega_2)t + \phi_0 - \phi_1 + \frac{\pi}{2}\right)\right). \quad (14)$$

После суммирования (13) и (14) получаем сигнал на выходе демодулятора

Для того чтобы громоздкая формула (15) стала проще для понимания и последующего анализа, введём новые переменные:

$$\alpha = (\omega_s - \omega_1 + \omega_2)t + \phi_0, \quad (16)$$

$$\beta = (\omega_s - \omega_1 - \omega_2)t + \phi_0. \quad (17)$$

Тогда

$$s_{5i} = \frac{A_s}{4} \cdot \left(\cos(\beta) + \cos(\alpha)\right),$$

$$s_{5q} = \frac{\Delta K \cdot A_s}{4} \cdot \left(\cos\left(\beta - \phi_1 - \frac{\pi}{2}\right) + \cos\left(\alpha - \phi_1 + \frac{\pi}{2}\right)\right),$$

$$s_6 = \frac{A_s}{4} \cdot \cos(\beta) + \frac{A_s}{4} \cdot \cos(\alpha) + \frac{\Delta K \cdot A_s}{4} \times \cos\left(\beta - \phi_1 - \frac{\pi}{2}\right) + \frac{\Delta K \cdot A_s}{4} \cdot \cos\left(\alpha - \phi_1 + \frac{\pi}{2}\right). \quad (18)$$

Представляя ϕ_1 в виде $\phi_1 = \frac{\pi}{2} + \Delta\phi$, ,получаем

$$s_6 = \frac{A_s}{4} \cdot \cos(\beta) + \frac{A_s}{4} \cdot \cos(\alpha) - \frac{\Delta K \cdot A_s}{4} \times \cos(\beta - \Delta\phi) + \frac{\Delta K \cdot A_s}{4} \cdot \cos(\alpha - \Delta\phi).$$

После группировки полученного выражения по α и β получаем выражение для выходного сигнала реального демодулятора при входном сигнале (1):

$$s_6 = \frac{A_s}{4} \cdot \left(\cos(\alpha) + \Delta K \cdot \cos(\alpha - \Delta\phi)\right) + \frac{A_s}{4} \cdot \left(\cos(\beta) - \Delta K \cdot \cos(\beta - \Delta\phi)\right). \quad (19)$$

Сигнал в прямой полосе приёма, в данном контексте – сигнал верхней боковой полосы (USB), имеет вид

$$s_{USB} = \frac{A_s}{4} \cdot \left(\cos(\alpha) + \Delta K \cdot \cos(\alpha - \Delta\phi)\right). \quad (20)$$

Сигнал в зеркальной полосе приёма, или сигнал нижней боковой полосы (LSB), имеет вид

$$s_{LSB} = \frac{A_s}{4} \cdot \left(\cos(\beta) - \Delta K \cdot \cos(\beta - \Delta\phi)\right). \quad (21)$$

Представление различия между коэффициентами K_i и K_q в виде мультипликативного коэффициента ΔK не единственно возможный способ описания различия коэффициентов передачи ветви I и Q. Представим различие коэффициентов передачи трактов I и Q в виде аддитивной добавки ΔK_a к коэффициенту передачи квадратурного канала. Тогда $K_i = K$, $K_q = (1 + \Delta K_a) \cdot K = (1 + \Delta K_a) \cdot K_i$, и

$$\Delta K_a = \frac{K_q}{K_i} - 1. \quad (22)$$

Проделав вычисления аналогично (9)–(19), получаем для сигнала в прямой полосе приёма выражение

$$s_{USB} = \frac{A_s}{2}\cdot\left[\cos\left(\alpha-\frac{\Delta\phi}{2}\right)\cdot\cos\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right)+ +\frac{\Delta K_a}{2}\cdot\cos\left(\alpha-\Delta\phi\right)\right], \quad (23)$$

а для сигнала в инверсной полосе приёма –

$$s_{LSB} = -\frac{A_s}{2}\cdot\left[\sin\left(\beta-\frac{\Delta\phi}{2}\right)\cdot\sin\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right)+ +\frac{\Delta K_a}{2}\cdot\cos(\beta-\Delta\phi)\right]. \quad (24)$$

Из рассмотренных форм (7) и (22) для представления отклонения коэффициентов передачи АЦТ выбираем форму (7), как приводящую к наиболее наглядным для последующего анализа выражениям (20) и (21).

Найдём зависимость мощности сигнала в прямой и зеркальной полосе приёма от величин ΔK и $\Delta\phi$. Для прямой полосы приёма

$$P_{USB} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\left(\frac{A_s}{4}\cdot\left(\cos(\alpha)+\Delta K\cdot\cos(\alpha-\Delta\phi)\right)\right)^2 d\alpha. \quad (25)$$

После вычисления подынтегрального выражения получаем

$$P_{USB} = \frac{1}{2\pi}\frac{A_s^2}{16}\int_0^{2\pi}\left(\cos^2(\alpha)+2\cdot\Delta K\cdot\cos(\alpha)\cdot\cos(\alpha-\Delta\phi)+\Delta K^2\cdot\cos^2(\alpha-\Delta\phi)\right)d\alpha.$$

Разложив квадраты по известной формуле, получаем

$$P_{USB} = \frac{1}{2\pi}\frac{A_s^2}{16}\int_0^{2\pi}\left(0{,}5+0{,}5\cos(2\alpha)+\Delta K\cdot\cos(\Delta\phi)+\Delta K\cdot\cos(2\alpha-\Delta\phi)+0{,}5\cdot\Delta K^2+0{,}5\cdot\Delta K^2\cdot\cos(2\alpha-2\Delta\phi)\right)d\alpha.$$

После группирования не зависящих от α членов подынтегрального выражения формула принимает вид

$$P_{USB} = \frac{1}{2\pi}\frac{A_s^2}{16}\int_0^{2\pi}\left(\left(0{,}5+\Delta K\cdot\cos(\Delta\phi)+0{,}5\cdot\Delta K^2\right)+\left(0{,}5\cos(2\alpha)+\Delta K\cdot\cos(2\alpha-\Delta\phi)+0{,}5\cdot\Delta K^2\cdot\cos(2\alpha-2\Delta\phi)\right)\right)d\alpha.$$

Мощность сигнала, принимаемого в прямой полосе на выходе демодулятора, равна

$$P_{USB} = \frac{1}{2\pi}\frac{A_s^2}{16}\cdot 2\cdot\pi\cdot\left(0{,}5\cdot\Delta K^2+\Delta K\cdot\cos(\Delta\phi)+0{,}5\right) = \frac{A_s^2}{32}\left(\Delta K^2+2\Delta K\cdot\cos(\Delta\phi)+1\right). \quad (26)$$

Для зеркальной полосы приёма

$$P_{LSB} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\left(\frac{A_s}{4}\cdot\left(\cos(\beta)-\Delta K\cdot\cos(\beta-\Delta\phi)\right)\right)^2 d\beta. \quad (27)$$

После вычисления подынтегрального выражения

$$P_{LSB} = \frac{1}{2\pi}\cdot\frac{A_s^2}{16}\int_0^{2\pi}\left(\cos^2(\beta)-2\cdot\Delta K\cdot\cos(\beta)\cdot\cos(\beta-\Delta\phi)+\Delta K^2\cdot\cos^2(\beta-\Delta\phi)\right)d\beta.$$

Разложив квадраты по известной формуле, получаем

$$P_{LSB} = \frac{1}{2\pi}\frac{A_s^2}{16}\int_0^{2\pi}\left(0{,}5+0{,}5\cos(2\alpha)+\Delta K\cdot\cos(\Delta\phi)+\Delta K\cdot\cos(2\alpha-\Delta\phi)+0{,}5\cdot\Delta K^2+0{,}5\cdot\Delta K^2\cdot\cos(2\alpha-2\Delta\phi)\right)d\alpha.$$

После группирования не зависящих от β членов подынтегрального выражения формула приобретает вид

$$P_{LSB} = \frac{1}{2\pi}\cdot\frac{A_s^2}{16}\int_0^{2\pi}\left(0{,}5+0{,}5\cos(2\beta)-\Delta K\cdot\cos(\Delta\phi)+\Delta K\cdot\cos(2\beta-\Delta\phi)+0{,}5\cdot\Delta K^2+0{,}5\cdot\Delta K^2\cdot\cos\left(2(\beta-\Delta\phi)\right)\right)d\beta.$$

Мощность сигнала, принимаемого в зеркальной полосе на выходе демодулятора, равна

$$P_{LSB} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{A_s^2}{16} \cdot 2\pi \cdot \left[0{,}5 \cdot \Delta K^2 - \Delta K \cdot \cos(\Delta\phi) + 0{,}5)\right] =$$

$$= \frac{A_s^2}{32} \cdot \left(\Delta K^2 - 2 \cdot \Delta K \cdot \cos\left(\Delta\phi\right) + 1\right). \qquad (28)$$

Для определения требований к идентичности ветвей I и Q в демодуляторе по заданному уровню избирательности необходимо найти зависимость относительного коэффициента передачи сигнала в зеркальном канале приёма на выходе демодулятора от величин ΔK и $\Delta\phi$.

Относительный уровень ослабления сигнала в зеркальной полосе приёма для входного сигнала (1) найдём как отношение мощностей на выходе демодулятора сигналов в прямой (26) и зеркальной полосе (28)

$$\frac{P_{USB}}{P_{LSB}} = \frac{\Delta K^2 + 2 \cdot \Delta K \cdot \cos(\Delta\phi) + 1}{\Delta K^2 - 2 \cdot \Delta K \cdot \cos(\Delta\phi) + 1}.$$

Относительный коэффициент передачи квадратурного демодулятора по напряжению в прямой полосе приёма будем обозначать K_M. Величина K_M определяется по формуле

$$K_M = \sqrt{\frac{\Delta K^2 + 2 \cdot \Delta K \cdot \cos(\Delta\phi) + 1}{\Delta K^2 - 2 \cdot \Delta K \cdot \cos(\Delta\phi) + 1}}. \qquad (29)$$

Выраженную в децибелах величину K_M будем обозначать как K_{Md}, $K_{Md} = 20 \cdot \mathrm{Log}_{10}\left(K_M\right)$. При определении влияния ΔK и $\Delta\phi$ на величину K_M во втором частотном режиме работы демодулятора необходимо учесть, что в этом случае

$$s_{USB} = \frac{A_s}{4} \cdot \left(\cos(\beta) - \Delta K \cdot \cos(\beta - \Delta\phi)\right), \qquad (30)$$

$$s_{LSB} = \frac{A_s}{4} \cdot \left(\cos(\alpha) + \Delta K \cdot \cos(\alpha - \Delta\phi)\right). \qquad (31)$$

Тогда, проделав вычисления, аналогичные (25)–(28), получаем выражение, совпадающее с (29). Следовательно, ослабление сигнала в зеркальной полосе приёма не зависит от частотного режима работы демодулятора.

Полученное выражение (29) позволяет рассчитать относительный уровень чувствительности в зеркальном канале приёма квадратурного демодулятора по известным величинам ΔK и $\Delta\phi$. При проведении инженерных расчётов радиоприёмных устройств нередко встречается задача, обратная к (29), то есть задача нахождения максимально допустимых значений ΔK и $\Delta\phi$ по заданной величине избирательности в зеркальной полосе приёма. Рассмотрим два частных случая решения этой обратной задачи.

Предположим, что единственным источником погрешности в АЦТ является ΔK, а $\Delta\phi = 0$. Тогда (29) принимает вид

$$K_M^2 = \left(\frac{1 + \Delta K}{1 - \Delta K}\right)^2, \qquad (32)$$

$$K_M = \left|\frac{1 + \Delta K}{1 - \Delta K}\right|. \qquad (33)$$

Величину ΔK, выраженную в децибелах, будем обозначать как ΔK_d. Тогда для $\Delta K > 1$, $\Delta K_d > 0$, и выражение (33) можно записать как

$$\Delta K = \frac{1 + K_M}{K_M - 1}, \qquad (34)$$

$$\Delta K_{d\max} = 20\log_{10}\left(\frac{1 + 10^{K_{Md}/20}}{10^{K_{Md}/20} - 1}\right). \qquad (35)$$

Для величин $\Delta K < 1$, $\Delta K_d < 0$ соответственно

$$\Delta K = \frac{K_M - 1}{K_M + 1}, \qquad (36)$$

$$\Delta K_d = 20\log_{10}\left(\frac{10^{K_{Md}/20} - 1}{10^{K_{Md}/20} + 1}\right). \qquad (37)$$

Найдём максимально допустимые отклонения коэффициентов передачи ветвей I и Q от номинального значения, которые не приводят к ухудшению относительно заданной величины K_{Md} избирательности квадратурного демодулятора по зеркальной полосе приёма. Минимально допустимое значение ΔK_d при заданной величине K_{Md}

$$\Delta K_{d\min} = 20\log_{10}\left(\frac{10^{K_{Md}/20} - 1}{10^{K_{Md}/20} + 1}\right). \qquad (38)$$

Максимально допустимое значение ΔK_d при заданной величине K_{Md}

$$\Delta K_{d\max} = 20\log_{10}\left(\frac{10^{K_{Md}/20}+1}{10^{K_{Md}/20}-1}\right), \qquad (39)$$

где K_{Md} – избирательность по зеркальной полосе приёма [дБ].

Рассмотрим ситуацию, когда единственным источником погрешности в АЦТ является $\Delta\phi$, а $\Delta K = 1$. Тогда (29) принимает вид

$$K_M^2 = \frac{1+\cos(\Delta\phi)}{1-\cos(\Delta\phi)}, \qquad (40)$$

$$\Delta\phi = \pm\arccos\left(\frac{K_M^2-1}{1+K_M^2}\right), \qquad (41)$$

$$\Delta\phi = \pm\arccos\left(\frac{10^{K_{Md}/10}-1}{10^{K_{Md}/10}+1}\right). \qquad (42)$$

В табл. 2 представлены результаты расчёта K_{Md} в соответствии с (29) для некоторых характерных значений ΔK_d и $\Delta\phi$. Значения $\Delta\phi$ выбирались таким образом, чтобы вклад отклонений ΔK_d и $\Delta\phi$ в величину K_{Md} был равный.

Таблица 2

Зависимость относительного коэффициента передачи в зеркальной полосе приёма от фазовой и амплитудной погрешности АЦТ демодулятора

ΔK_d, дБ	$\Delta\phi$, град	ΔK_{Md}, дБ	ΔK_d, дБ	$\Delta\phi$, град	ΔK_{Md}, дБ	ΔK_d, дБ	$\Delta\phi$, град	ΔK_{Md}, дБ
1	2	3	4	5	6	7	8	9
0,005	0	–70,8	0	0,033	–70,8	0,005	0,033	–67,8
0,01	0	–64,8	0	0,066	–64,8	0,01	0,066	–61,8
0,05	0	–50,8	0	0,33	–50,8	0,05	0,33	–47,8
0,1	0	–44,8	0	0,66	–44,8	0,1	0,66	–41,8
0,5	0	–30,8	0	3,3	–30,8	0,5	3,3	–27,8
1	0	–24,8	0	6,6	–24,8	1	6,6	–21,8
3	0	–15,3	0	19,5	–15,3	3	19,5	–12,3

На рис. 4 представлена в графической форме зависимость величины достижимого уровня избирательности в зеркальной полосе приёма от ΔK и $\Delta\phi$.

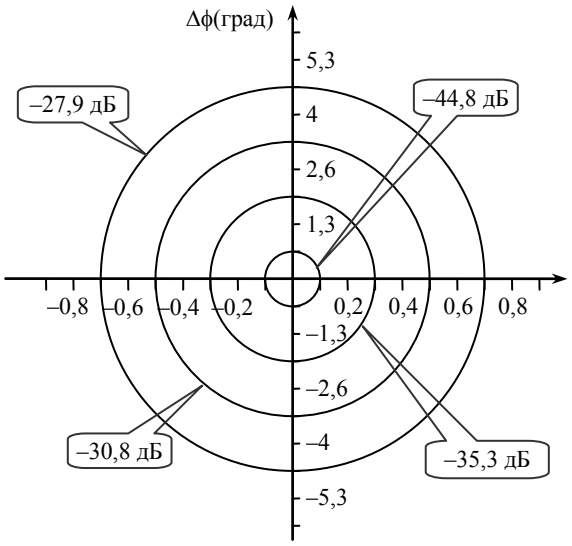


Рис. 4. Кривые равной избирательности в зеркальной полосе приёма

Если величину $\Delta\phi$ в градусах отложить по оси *OY*, а по оси *OX* задать величину ΔK в логарифмическом виде с соответствующим коэффициентом пропорциональности, то точки, соответствующие заданной величине K_{Md}, образуют фигуру, близкую к окружности с центром в начале координат. С высокой точностью при имеющих практическое значение величинах K_{Md} уравнение кривой равной избирательности представляется параметрическим способом:

$$\left.\begin{aligned}\Delta\phi &= \arccos\left(\frac{K_M^2-1}{1+K_M^2}\right)\cdot\sin(t),\\ \Delta K &= 20\log_{10}\left(\frac{K_M+1}{K_M-1}\right)\cdot\cos(t),\end{aligned}\right\} \quad t = 0\ldots 2\pi. \qquad (43)$$

К фазовой погрешности может приводить и различное время прохождения сигнала в ветвях I и Q демодулятора. Оценим влияние этого эффекта на частотную избирательность. Для частоты ω зависимость между временем задержки

τ и фазы $\Delta\phi$ имеет вид $\tau = \dfrac{\Delta\phi}{\omega}$. Действительно, $\tau = \dfrac{2\pi}{2\pi} \cdot T$ при $\Delta\phi = 2\pi$. Допустим, что задержка и фазовый сдвиг вносят совместно такой же вклад в избирательность, как и неравномерность АЧХ. Тогда допустимую фазовую ошибку разделим поровну на $\Delta\phi$ и $\Delta\tau$. Влияние задержки на абсолютную величину фазового сдвига увеличивается с частотой сигнала. Для максимальной частоты сигнала на выходе полосовых фильтров в ветвях демодулятора $\omega_{\max}$ допустимая задержка составит

$$\Delta\tau = \frac{\Delta\phi}{2\omega_{\max}}. \qquad (44)$$

Например, для частоты 2 кГц и требуемого уровня избирательности по зеркальному каналу 60 дБ допустимая величина задержки $\Delta\tau < 61$ нс.

Рассмотрим *влияние постоянной составляющей* на выходах АЦП$_i$ и АЦП$_q$ в рассматриваемом демодуляторе на уровень помехи с частотой ω_2 на выходе, показанной на рис. 2 и 3 для первого и второго частотного режима соответственно.

При уровнях постоянной составляющей в каналах V_{cq} и V_{ci} соответственно мощность сигнала с частотой ω_2, возникшего в точке s_6 (рис. 1) из-за наличия постоянных составляющих, равна

$$P_c = \frac{1}{T}\int_0^T \left(V_{ci} \cdot \cos\left(\omega_2 t + \frac{\pi}{2} \right) + V_{cq} \cdot \cos(\omega_2 t) \right)^2 dt.$$

После преобразования получаем

$$P_c = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \left(V_{cq}^2 \cdot \frac{1+\cos(2\phi)}{2} - V_{ci} \cdot V_{cq} \cdot \left(\cos(2\phi) + \sin(0)\right) + V_{ci}^2 \cdot \frac{1-\cos(2\phi)}{2} \right) d\phi.$$

Мощность сигнала с частотой ω_2 на выходе демодулятора не зависит от выбранного частотного режима и может быть найдена как

$$P_c = \frac{V_{cq}^2 + V_{ci}^2}{2}.$$

Эффективное напряжение сигнала помехи соответственно равно

$$V_{\omega_2} = \sqrt{\frac{V_{cq}^2 + V_{ci}^2}{2}}. \qquad (45)$$

При равных постоянных составляющих $V_{ci} = V_{cq} = V_c$ в каналах I и Q уровень составляющей с частотой ω_2 в спектре выходного сигнала демодулятора равен V_c. Важно понимать, что источником составляющей с частотой ω_2 является среднеквадратическая величина смещения в двух ветвях демодулятора, что приводит к необходимости раздельной коррекции смещения в канале I и Q.

Оценим относительный уровень составляющей с частотой ω_2 при применении различных современных АЦП для дискретизации сигналов в демодуляторе. Анализ проведём для шумовой полосы $\Delta Fs = 10$ Гц.

Уровень шума, приведённый к полосе ΔFs на входе АЦП, можно определить по известной формуле [1]

$$V_p = \sqrt{\frac{{V_{p-p}}^2}{8} * \frac{2 * \Delta Fs}{Fd} * 10^{-SNR/10}}, \qquad (46)$$

где Fd – частота дискретизации;

V_{p-p} – удвоенное максимальное мгновенное напряжение, измеренное дифференциально между аналоговыми входами АЦП;

SNR – отношение мощности синусоидального сигнала с максимальной амплитудой к сумме мощностей всех остальных продуктов преобразования (кроме первых шести гармоник измерительного сигнала и постоянной составляющей).

Для современных высокочастотных АЦП типа AD9460 $V_{p-p} = 3{,}4$ В, SNR = 78 дБ (типовое значение величины). При $Fd = 98304$ кГц среднеквадратическое значение собственных шумов и помех на аналоговом входе в полосе 10 Гц составит $V_p \approx 68$ нВ. Смещение нуля шкалы преобразования в AD9460 находится в пределах ±5 мВ при типовом значении ±0,1 мВ. Приняв суммарное смещение в двух каналах равным 0,1 мВ, получаем относительный уровень сигнала с частотой ω_2 над уровнем шумов в полосе 10 Гц

$$10 \cdot \mathrm{Log}_{10}\left(\frac{V_{\omega 2}^2}{V_p^2}\right) = \mathbf{63,4}\ \text{дБ}.$$

Для одного из лучших 24-разрядных дельта-сигма АЦП AD7760 при $Fd = 625$ кГц напряжение шумов на входе SNR = 107 дБ, что при $\Delta Fs = 10$ Гц и $V_{p-p} = 3,25$ В позволяет обеспечить уровень шумов на входе в полосе 10 Гц ≈ 29 нВ. Типовая величина смещения нуля AD7760 составляет 0,014% от полной шкалы, то есть $3,24 * 0,00014 = 0,45$ мВ. При этом относительный уровень частоты ω_2 на выходе демодулятора **63,8 дБ** над уровнем шумов в рассматриваемой полосе.

Полученный для столь различных по принципу функционирования и всем параметрам микросхем схожий результат не случаен. Относительный уровень постоянной составляющей определяется уровнем технологии изготовления входных цепей квантователя и в ближайшей перспективе не может быть существенно улучшен. Следовательно, применение первого частотного режима работы приводит к необходимости уменьшения уровня помехи от постоянной составляющей.

К появлению на выходе демодулятора синусоидальной помехи с частотой ω_2 может приводить и *некорректная реализация вычислений* с фиксированной точкой при ЦОС. Рассмотрим демодулятор с частотой дискретизации выходного сигнала $f_d = 8$ кГц и разрядностью представления отсчётов сигнала *n* бит.

Мощность шумов квантования P_q в полосе f_s, вызванная ограниченной разрядностью представления чисел при вычислениях в полосе f_n, равна

$$P_q = \frac{1}{3 * 2^{2n}} \cdot \frac{2 * f_s}{f_d}. \qquad (47)$$

Величина младшего значащего разряда числа с фиксированной точкой слева в долях полной шкалы (FS) [1] определяется как $\Delta = 2/2^n$. Тогда выражение (47) можно записать в виде

$$P_q = \frac{\Delta^2}{6} \cdot \frac{f_s}{f_d}. \qquad (48)$$

В ходе выполнения различных математических операций над отсчётами сигнала возможно появление постоянной составляющей или ненулевого среднего значения погрешности расчётов. Такие погрешности обработки можно рассматривать как добавление к сигналу постоянного уровня V_c. В соответствии с (45) мощность помехи с частотой ω_2 при появлении в трактах *I* и *Q* постоянной составляющей с уровнем V_c составит $P_{\omega 2} = V_c^2/2$. Относительный уровень $P_{\omega 2}$ относительно шумов квантования

$$\frac{P_{\omega 2}}{P_q} = \frac{3 \cdot V_c^2}{2 \cdot 2^{-2n}} \cdot \frac{f_d}{2 \cdot f_s} = \frac{3 \cdot V_c^2 \cdot f_d}{\Delta^2 \cdot f_s}. \qquad (49)$$

Приняв за допустимый уровень помехи с частотой ω_2 мощность шумов квантования в полосе f_s, то есть $P_{\omega 2}/P_q = 1$, получим формулу для допустимого уровня постоянной составляющей, возникающей при вычислениях:

$$V_c \le 2^{-n} \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot f_s}{3 \cdot f_d}}, \qquad (50)$$

$$V_c \le \Delta \cdot \sqrt{\frac{f_s}{3 \cdot f_d}}. \qquad (51)$$

При $f_d = 8$ кГц и $f_s = 10$ Гц получаем допустимое смещение, выраженное в единицах младшего значащего разряда, $V_c \le 0,02\ \Delta$.

При вычислениях с фиксированной точкой слева в ряде случаев происходит усечение получившегося числа со стороны младших разрядов. Усечение возникает, например, в процессе деления двоичного числа на целую степень двойки без изменения разрядности представления. Такая операция применяется при масштабировании сигнала. Дисперсия ошибки усечения совпадает с дисперсией ошибки округления (48). Отличительной особенностью операции усечения является появление ненулевого среднего ошибки μ величиной [3]

$$\mu = -\frac{\Delta}{2}. \qquad (52)$$

Среднее ошибки округления при дальнейшей обработке проявляется как постоянная составляющая величиной $V_c = \mu$, добавляемая к сигналу в процессе усечения. В рассматриваемом случае относительный уровень сигнала с частотой ω_2, вызванный использованием одной операции усечения в каждом из двух каналов демодулятора на участке тракта между выходом АЦП и входом умножителей на второй сигнал переноса, составит в соответствии с (49) ≈28 дБ, что неприемлемо.

Рассмотрим вариант организации вычислений при использовании целочисленной арифметики, в котором для уменьшения постоянной составляющей ошибки усечения последовательно применяются операции усечения и округления. В модифицированном алгоритме при помощи усечения формируется двоичное число с количеством разрядов *k*, которое затем при помощи операции округления преобразуется в *n*-разрядное двоичное число, причём $k > n$. Уровень шума (дисперсия ошибки округления) может быть найден как (47), уровень постоянной составляющей, возникающей в результате ненулевого среднего ошибки усечения, $\mu = -\frac{\Delta_k}{2}$. Учитывая, что $\Delta_k = \frac{\Delta}{2^{k-n}}$, получаем

$$\mu = -\frac{\Delta}{2 \cdot 2^{k-n}}.$$

Относительный уровень сигнала с частотой ω_2 после отсечения на уровне *k* разрядов и округления на уровне *n* разрядов составляет

$$\frac{P_{\omega 2}}{P_q} = \frac{3 \cdot f_d}{4 \cdot 2^{2(k-n)} \cdot f_s}.$$

При поиске ошибок реализации алгоритма ЦОС по известному относительному уровню $P_{\omega 2}/P_q$ можно определить, на уровне какого разряда произошло отсечение:

$$k - n = \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{3 \cdot f_d}{4 \cdot f_s} \cdot \frac{P_q}{P_{\omega 2}} \right).$$

Чтобы при комбинированной операции отсечения и округления мощность продукта с частотой ω_2 была на уровне шумов в полосе f_s, необходимо, чтобы величина *k* превышала величину *n* не менее чем на $k - n$ разрядов:

$$k - n \geq \left[1 + \frac{1}{2} \cdot \log_2 \left(\frac{3 \cdot f_d}{4 \cdot f_s} \right) \right], \qquad (54)$$

где $[\cdot]$ – операция взятия целой части числа.

Для рассматриваемого квадратурного демодулятора $k - n > 5$. Следует отметить, что величина сигнала с частотой ω_2, возникающего на выходе демодулятора вследствие погрешностей в ходе ЦОС, не зависит от входного сигнала s_1.

Методы цифровой коррекции постоянной составляющей

Реализация значительных потенциальных преимуществ первого частотного режим демодулятора невозможна без решения проблемы появления в выходном сигнале продукта с частотой ω_2. На рис. 6 показаны основные методы цифровой коррекции, позволяющие уменьшить уровень этой частотной составляющей.

Первым методом является добавление к входному сигналу АЦП компенсирующего постоянного напряжения, формируемого при помощи дополнительных цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП). На рис. 5. они обозначены как ЦАП$_i$ и ЦАП$_q$. Подобная технология используется при построении прецизионных усилителей постоянного тока [7].

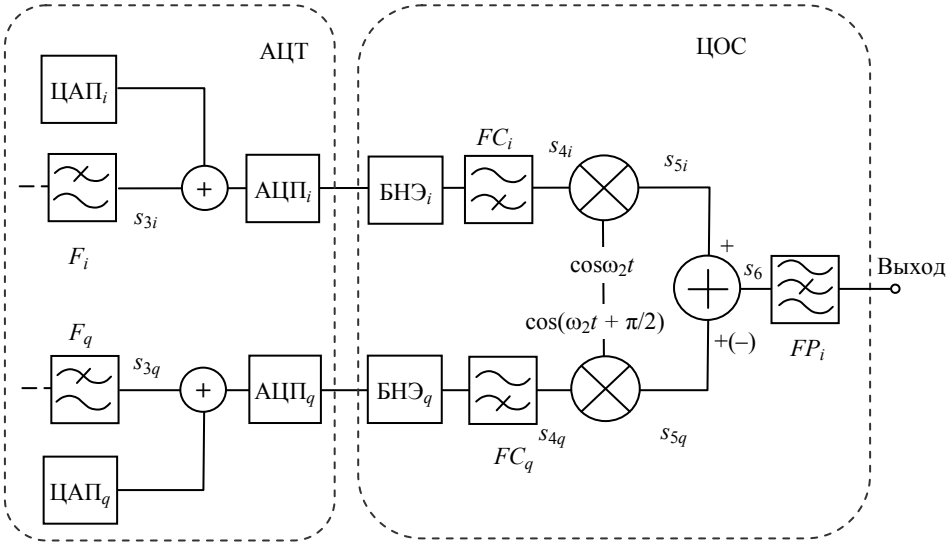


Рис. 5. Коррекция постоянной составляющей в квадратурном демодуляторе

Определим допустимый уровень постоянной составляющей $V_{\text{с}}$ на входе АЦП после проведения коррекции, исходя из равенства напряжения помехи V_{ω_2} (45) и напряжения шумов V_p (46) в полосе 10 Гц. Для АЦП типа AD9460 $V_{\text{с}} \approx 68$ нВ. В случае применения АЦП AD7760 остаточное значение $V_{\text{с}}$ на входе АЦП после коррекции не должно превышать 29 нВ. Получение и поддержание с такой высокой точностью корректирующего напряжения при климатических и механических воздействиях является сложной инженерной задачей. Даже при абсолютно стабильном корректирующем напряжении дрейф напряжения смещения АЦП и усилителей в АЦТ приводит к непрерывному увеличению нежелательной постоянной составляющей после фиксации корректирующего напряжения. На практике этот метод требует периодического проведения коррекции.

Возможна и находит применение на практике полностью цифровая реализация этого метода. Она заключается в вычитании корректирующего сигнала в виде постоянного уровня из выходного сигнала АЦП. Эта разновидность метода требует существенного увеличения разрядности тракта ЦОС. Оценим, насколько должна быть увеличена разрядность для рассмотренных ранее АЦП и режимов их функционирования.

Допустимый после проведения коррекции остаточный уровень постоянной составляющей на входе в вольтах $V_{\text{с}r}$ найдем из условия равенства его напряжению шума в выбранной полосе анализа (46).

В то же время величина $V_{\text{с}r}$ должна быть эквивалентна наименьшему значащему разряду компенсирующего сигнала. Тогда минимально необходимое общее количество разрядов сигнала в тракте ЦОС после коррекции можно найти как двоичный логарифм отношения двойной амплитуды входного сигнала к требуемому уровню постоянной составляющей после коррекции:

$$k = \left\lceil 1 + \log_2 \left(\frac{V_{p-p}}{V_p} \right) \right\rceil \qquad (55)$$

Для 16-разрядного АЦП типа AD в рассматриваемом режиме $k \geq 26$ бит, АЦП типа AD7760 требует сигнального тракта с разрядностью не менее $k \geq 27$ бит для проведения цифровой коррекции постоянной составляющей. На практике величина k, полученная из (55), должна быть увеличена на 3–4 бита. Это необходимо для того, чтобы погрешности вычислений не оказывали заметного влияния на уровень постоянной составляющей обрабатываемого сигнала.

Первый метод коррекции постоянной составляющей имеет следующие недостатки:

– добавление в аналоговые входные цепи АЦП сумматоров для демодулируемых и корректирующих сигналов приводит к увеличению шумов и побочных каналов приёма в приёмнике (только при аналоговой реализации);

– требуется применение ЦАП с весьма стабильными временными и температурными характеристиками, что увеличивает стоимость изделий (только при аналоговой реализации);

– коррекция должна быть периодической, с прекращением приёма полезного сигнала. Требуемая высокая точность корректирующего сигнала ограничивает время непрерывного приёма сигнала между процедурами коррекции. Необходимость прекращения приёма на время коррекции вызвана тем, что невозможно на выходе демодулятора различить сигнал и продукт, порождённый постоянной составляющей на входе АЦП.

Второй метод основан на постобработке цифрового сигнала. Для коррекции нелинейности АЦП и одновременно постоянной составляющей в тракте может быть применён цифровой безынерционный нелинейный элемент (БНЭ$_i$ и БНЭ$_q$ на рис. 5). Известен метод быстрого расчёта таких элементов по результатам спектрального анализа тестового сигнала [8]. Такие элементы могут входить в состав АЦП [9]. Применение БНЭ не требует введения дополнительных элементов во входные цепи АЦП и не обладает двумя первыми недостатками аналоговой реализации первого рассмотренного метода. Требования к периодичности проведения коррекции и прекращения приёма на время коррекции остаются без изменений.

Третий метод использует цифровые фильтры для удаления постоянной составляющей в реальном масштабе времени или порождаемых ей частотных составляющих сигнала. Это могут быть два ФВЧ, установленных в ветвях I и Q демодулятора (FC_i и FC_q на рис. 5). Также может быть применён один узкополосный режекторный фильтр на частоту ω_2, установленный на выходе демодулятора (FP на рис. 5). Третий метод лишён всех недостатков методов цифровой коррекции, рассмотренных ранее, но и у него есть огра-

ничения. Предлагаемые в [3] различные рекурсивные реализации фильтров для удаления постоянной составляющей при требуемой глубине подавления ~ 70 дБ обладают широкими переходными полосами. Кроме того, как следует из приведённых там же фазочастотных характеристик (ФЧХ), в полосе пропускания присутствует значительная неравномерность группового времени запаздывания (ГВЗ). Это ограничивает применение таких фильтров в приёмниках, работающих с современными сигналами, например 64QAM, 256QAM.

Линейность ФЧХ и равномерность ГВЗ могут обеспечить фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтры). В табл. 3 приведены результаты синтеза некоторых КИХ-фильтров типа ФВЧ для применения в демодуляторе с $f_d = 8$ кГц в блоках FC_i и FC_q на рис. 5.

Таблица 3

Характеристики КИХ-фильтров для удаления постоянной составляющей

Затухание на нулевой частоте, дБ	Полоса затухания, Гц	Минимальное ослабление в полосе затухания, дБ	Полоса пропускания, Гц	Пульсации в полосе пропускания, дБ	Длина импульсной характеристики, кол-во отсчетов	Задержка сигнала, мс
–89,17	0…0,0097	–80	2,40 – 4000	±0,00605	8417	526
–90,85	0…0,028	–80	7,60 – 4000	±0,00125	3351	209
–94,08	0…0,060	–80	14,3 – 4000	±0,00172	1631	102
–94,10	0…0,110	–80	26,8 – 4000	±0,00171	877	54,7
–96,95	0…0,234	–80	56,0 – 4000	±0,00123	435	27,5
–99,52	0…0,389	–80	72,0 – 4000	±0,03866	217	13,5

Применение КИХ-фильтров для подавления постоянной составляющей решает проблему неравномерности ГВЗ в полосе пропускания. Но общие проблемы третьего метода – искажение АЧХ принимаемого модемного сигнала и возникновение эффекта эха при приёме аналогового телефона – остаются. Если приёмник должен передавать информацию в реальном времени, то решающим фактором может стать большая задержка в узкополосных КИХ-фильтрах.

Выбор конкретного метода коррекции постоянной составляющей должен производиться разработчиком с учётом всех особенностей проектируемого изделия.

Цифровая коррекция коэффициентов передачи ветвей I и Q демодулятора

Коррекция возникающего в АЦТ отклонения коэффициента передачи K_i и K_q каждой из ветвей может быть произведена в цифровой части демодулятора. На рис. 6 представлен фрагмент структурной схемы квадратурного демодулятора с дополнительными функциональными блоками D_i и D_q, предназначенными для коррекции отклонения коэффициента передачи. Коэффициенты передачи этих блоков будем обозначать как K_{Di} и K_{Dq} соответственно.

Особенность коррекции величины ΔK заключается в том, что в приёмном тракте максимальный выходной сигнал АЦП соответствует максимальному сигналу, который может обрабатывать блок ЦОС [1] без переполнения разрядной сетки вычислителя. Следовательно, $K_{Di} \le 1$ и $K_{Dq} \le 1$. В то же время отклонения коэффициентов передачи в аналоговой части ветвей I и Q возможны как в сторону уменьшения, так и в сторону увеличения. При проведении коррекции в той ветви обработки сигнала, в которой коэффициент передачи наибольший, соответствующий коэффициент передачи цифровой части тракта уменьшается до выполнения условия баланса каналов по амплитуде

$$K_i \cdot K_{Di} = K_q \cdot K_{Dq}. \qquad (56)$$

В качестве элемента, обеспечивающего выполнение равенства (56), может быть применён корректирующий БНЭ [8]. Для обеспечения условия (56) коррекция в канале I и Q должна проводиться одновременно с измерительным сигналом [8], подаваемым на вход демодулятора.

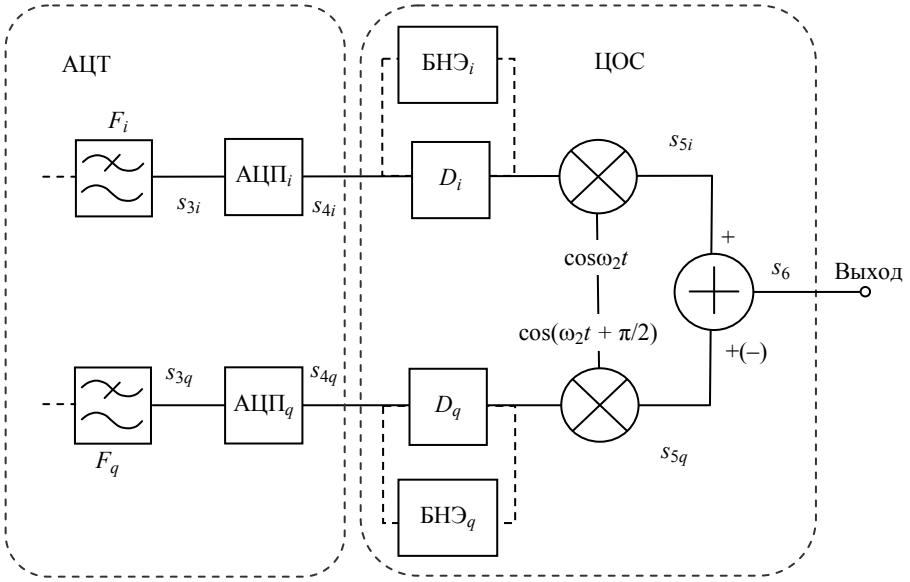


Рис. 6. Цифровая коррекция отклонений коэффициентов передачи аналого-цифрового тракта в квадратурном демодуляторе

Оценим необходимую разрядность коэффициентов в умножителях D_i и D_q (рис. 6), реализующих плавную регулировку усиления. Задав величину относительного коэффициента передачи демодулятора в прямой полосе приёма K_M, после проведения коррекции согласно (34) получим минимально необходимое число разрядов в корректирующих коэффициентах K_{Di} и K_{Dq}:

$$n = \left\lceil \log_2 \left(K_M - 1 \right) \right\rceil,$$

$$n = \left\lceil \log_2 \left(10^{K_{Md}/20} - 1 \right) \right\rceil. \qquad (57)$$

В соответствии с (57) для подавления зеркальной полосы приёма на 100 дБ достаточно использовать корректирующие коэффициенты с разрядностью 16 бит.

Выводы

Демодулятор Уивера, функционирующий в первом частотный режиме, обладает следующими преимуществами:

– минимально возможная полоса сигналов в ветвях I и Q;

– отсутствует проблема избирательности по зеркальному каналу приёма.

В то же время такой частотный режим работы приводит к тому, что:

– предъявляются жёсткие требования к стабильности АЦТ по постоянной составляющей вследствие обработки сигнала на видеочастотах;

– необходимо принимать различные меры по уменьшению уровня частоты ω_2 в выходном сигнале;

– зеркальная полоса приёма проявляется в виде инверсной по спектру копии принимаемого сигнала в выходном сигнале;

– проникающий на вход демодулятора (и приёмника) сигнал первого переноса находится в полосе принимаемого сигнала и не может быть ослаблен частотно-избирательными цепями.

Второй частотный режим демодулятора обладает следующими преимуществами:

– в полосе выходного сигнала нет помех, вызванных дрейфом по постоянному току цепей АЦТ;

– сигналы в АЦТ являются полосовыми, и низкочастотные помехи от сетей переменного тока находятся вне полосы сигнала.

К особенностям режима следует отнести:

– более высокочастотные сигналы в ветвях обработки;

– необходимость применения больших частот дискретизации в АЦП и блоке ЦОС;

– проявление зеркальной полосы приёма в виде зеркального канала относительно первой частоты переноса.

Цифровая коррекция отклонений параметров аналого-цифрового тракта от номинальных значений возможна и позволяет улучшить параметры демодулятора в целом. Рассмотренные методы цифровой коррекции позволяют уменьшить влияние постоянной составляющей при

работе в первом частотном режиме и увеличить избирательность в зеркальной полосе приёма.

Литература

1. *Маковий В.А.* Расчет аналого-цифрового тракта программно-определяемого радиосредства / В.А. Маковий // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. журнал / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2010. – № 2. – С. 65–73.

2. *Groshong R.* Undersampling techniques simplify digital radio / R. Groshong, S. Ruscar // ED. – 1991. – № 10. – Pp. 67, 68, 70, 73–75, 78.

3. *Лайонс Р.* Цифровая обработка сигналов : пер с англ. / Р. Лайонс. – 2-е изд. – М. : ООО «Бином-Пресс», 2006. – 656 с.

4. *Weaver D.K.* A Third Method of Generation and Detection of Single-Sideband Signals / D.K. Weaver // Proc. IRE. – 1956. – V. 44, № 12. – Pp. 1703–1705.

5. Применение цифровой обработки сигналов / под ред. Э. Оппенгейма. – М. : Мир, 1980. – 552 с.: ил.

6. ГОСТ 14663-83. Приёмники магистральной радиосвязи гектометрового–декаметрового диапазона волн. Параметры, общие технические требования и методы измерений. – М. : Издательство стандартов, 1990. – 49 с.

7. *Титце У.* Полупроводниковая схемотехника : пер. с нем. Т. I / У. Титце, К. Шенк. – 12-е изд. – М. : ДМК Пресс, 2008. – 832 с., ил.

8. *Маковий В.А.* Расширение динамического диапазона реальных АЦП методами цифровой коррекции / В.А. Маковий // Радиотехника. – 1990. – № 6. – С. 24–27.

9. А.с. 1541778, МКИ НО3М 1/10. Аналого-цифровой преобразователь / В.А. Маковий. – № 4324131 ; заявл. 21.09.87 ; опубл. , Бюлл. № . – 5 с.

Статья поступила в редакцию 24 сентября 2010 г.

ПРАВИЛА НАБОРА СТАТЕЙ В НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ
«ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ»

Оптимальный объем статьи – 0,5–0,7 а.л. (5–6 стр.)

Редактор – Word 2003

Размер бумаги:	*Параметры страницы*:			
А4 – 210×297 мм	Поля:	Верхнее	– 2,5 см	Нижнее – 3 см
		Левое	– 2 см	Правое – 2 см

УДК: ШРИФТ Times New Roman, №11

НАЗВАНИЕ СТАТЬИ:
ШРИФТ Times New Roman ПОЛУЖИРНЫЙ, № 11

Сквозную нумерацию заголовков, рисунков, формул и автоматическую ссылку на них **не применять.**
Заказать **автоматический** перенос слов.

Инициалы, фамилия автора, занимаемая должность, место работы, телефон или e-mail: шрифт № 11.

Аннотация: *шрифт № 10, курсив.*
Ключевые слова: *5–8 слов или словосочетаний.*

Шрифт для текста – Times New Roman, № 11, междустрочный интервал – 1, красная строка – 0,75 см; заполнение – по ширине; русские и греческие обозначения, цифры – прямой шрифт, латинские обозначения – *курсив*.

Рисунки предпочтительно создавать в Word, Excel, Visio для возможного их редактирования. Шрифт обозначений в рисунках – Times New Roman, № 9; цифры, русские и греческие надписи – прямой шрифт, латинские обозначения – *курсив*.
Каждый рисунок должен иметь краткое название, набранное 10-м шрифтом.

Формулы:
Табуляция: по центру ⊥ – 4 см, по правому краю ⌟ – 8 см.
Редактор формул – Equation 3.0 (Math Type).

Sizes (Размер)		**Написание символов**	
Full (обычный)	11 pt	латинские – *курсив*	русские, греческие – прямой шрифт
Subscript/Superscript (крупный индекс)	8 pt	векторы – со стрелкой наверху	матрицы – **прямой, полужирный**
Sub-Subscript/Superscript (мелкий индекс)	7 pt	**Примеры:** $\left\|\mathbf{W}_{\text{нас}}^{T}\mathbf{u}_i I\right\|$; $\vec{P}_{\text{п}} \le \gamma \dfrac{T_h\left(P_{E_{\text{доп}}} - P_{E_0}\right)}{\left(T_h - T_{\text{К}}\right)\left(P_{E_1} - P_{E_0}\right)}$	
Symbol	15,5 pt		
Sub-Symbol	13 pt		

Литература

1. *Иванов И.В.* Шрифт 10, *ФИО – курсив*, далее – по новому ГОСТу для библиографического описания.

Статья представляется в напечатанном (1 экз.) и электронном виде с приложением **Экспертного заключения** о возможности опубликования ее в открытой печати и **Рецензии** (рецензент должен иметь ученую степень).

***Сведения об авторах*:** ФИО (полностью), ученая степень, занимаемая должность, место работы, контактные телефоны, e-mail.

Плата с аспирантов за публикацию статей не взимается.

В выпуске журнала № 3 / 2010 г. на рис. 1 (стр. 32) отсутствуют обозначения углов. Правильный вариант рисунка:

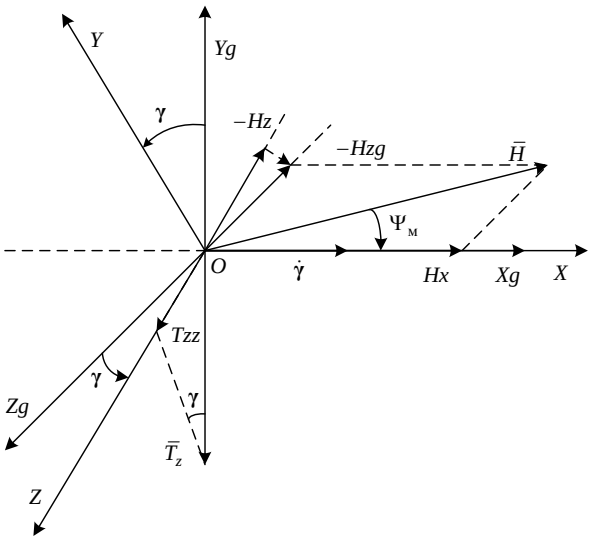


Рис. 1. Определение проекций вертикальной составляющей МПЗ на оси собственной системы координат объекта при повороте относительно продольной оси

Редакция приносит автору свои извинения за допущенную ошибку.

Адрес редакции:

394018, г.Воронеж, ул.Плехановская, 14
ОАО «Концерн «Созвездие», редакция журнала
«Теория и техника радиосвязи».
Тел. 52-13-59, 59-37-05
Факс: (4732) 35-50-88
E-mail: osp@sozvezdie.su