ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 4/2012

Воронеж 2012

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» издаётся 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».

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

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. – 12,6
Тираж 200 экз. Заказ № 64
Подписано в печать 23.11.2012 г.

© ОАО «Концерн «Созвездие», 2012

С О Д Е Р Ж А Н И Е

№ 4, 2012

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Математическая модель лазерной линии связи в режиме импульсов малой и сверхмалой длительности
С.В. Артыщенко, Е.Л. Кучин, С.А. Дубинкин, В.А. Дубинкин 5

Оценка дальности действия систем радиочастотной идентификации в условиях природных и техногенных катастроф
С.А. Багдасарян, С.О. Николаева, Г.В. Подшивалова, Р.В. Семенов 11

Алгоритмы поиска широкополосных сигналов при действии структурных помех
А.А. Бессарабова, И.И. Малышев, В.В. Майоров 17

Синтез и оценка эффективности оптимальной помехи некогерентным приемникам *m*-ичных сигналов
А.Е. Каунов, А.Е. Кондратенко, К.Ю. Ложкин, В.Н. Поддубный 24

Средний квадрат ошибки передачи при интерполяции оценки сообщения и логарифмическом квантовании по уровню
Н.И. Козленко, А.Н. Мокроусов 34

Моделирование радиолокационных систем с учетом ослабления радиоволн аэрозолями атмосферы
А.А. Кочетков, А.В. Останков 39

Оценка эффективности использования пропускной способности интерактивного неколлизионного канала связи с задержкой
А.Ф. Рубцов 44

Выбор частот для базовых станций систем беспроводного доступа с позиции обеспечения частотным ресурсом максимального числа операторов
А.В. Якименко, В.В. Якименко, П.Л. Савинский 51

Аналитическая модель процессов обнаружения объектов противника с использованием боевой разведывательной машины
К.В. Пядухова 57

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Математическое и схемотехническое моделирование генераторов и частотных модуляторов с произвольной цепью прямой передачи и параллельной по току обратной связью
А.А. Головков, Д.А. Ишутин 62

Оптимизация переходного процесса в системе слежения за задержкой широкополосного сигнала
М.И. Другов, А.И. Сергиенко……..……...…… 70

Адаптивная компенсация помех дробности в синтезаторах с дельта-сигма модуляторами
С.К. Романов, Н.М. Тихомиров. А.И. Лукинова, В.Н. Тихомиров……..……. 77

ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА ТЕХНИКИ РАДИОСВЯЗИ

Формирование металлического покрытия на поверхности керамики с открытой сквозной пористостью
В.М. Иевлев, Е.К. Белоногов, Е.В. Шведов, Д.Б. Омороков……....……. 91

Физика диодов с накоплением заряда при генерации сверхкоротких импульсных сигналов
Г.К. Усков……. 100

РАЗНОЕ

Методика нечеткого многокритериального выбора вариантов систем автоматической идентификации
А.С. Багдасарян, А.Г. Кащенко, Г.А. Кащенко, Р.В. Семенов, Е.Г. Анциферов……... 106

Использование методов анализа финансовых результатов для оценки устойчивого развития экономики предприятий ОПК
В.Ю. Падалкин, Е.И. Воронцова..……..…… 119

СТРАНИЦА ГЛАВНОГО РЕДАКТОРА

Опровержение заметки «К вопросу о *EH*-антеннах»
В.И. Борисов……..……...…… 124

УДК 621.38

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЛАЗЕРНОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ В РЕЖИМЕ ИМПУЛЬСОВ МАЛОЙ И СВЕРХМАЛОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ

С.В. Артыщенко, доцент, Воронежский ГАСУ, e-mail: artichenko@mail.ru

Е.Л. Кучин, нач. отд., тел.: (473) 235-50-76
С.А. Дубинкин, вед. конструктор, тел.: (473) 235-50-76
В.А. Дубинкин, спец. в области систем связи, тел.: (473) 235-50-76

ОАО «Концерн «Созвездие»

Наметившееся в последние годы уменьшение длительностей лазерных информационных импульсов делает необходимым рассмотрение переходных процессов в источниках излучения, поскольку при длительности процессов порядка времени жизни носителей на уровне инверсной населенности существенно изменяются не только амплитудные, но и пространственно-спектральные характеристики лазерного излучения. В статье рассматривается процесс функционирования лазерной атмосферной линии связи при использовании импульсов малой и сверхмалой длительности с учетом указанных деформаций основных параметров.

Ключевые слова: *лазерная связь, математическая модель.*

THE LASER COMMUNICATION LINE MATHEMATICAL MODEL IN THE MODE OF SHORT AND ULTRASHORT IMPULSES WIDTH

S.V. Artyshchenko, associate professor, Voronezh State Architectural University, e-mail: artichenko@mail.ru

E.L. Kuchin, head of the bureau, tel.: (473) 235-50-76
S.A. Dubinkin, leading engineer, tel.: (473) 235-50-76
V.A. Dubinkin, the expert in the domain of communication systems, tel.: (473) 235-50-76

JSC «Sozvezdie» Concern»

Recent decrease in laser information impulses width makes necessary to considerate transients in radiation sources since the processes length as carrier lifetime at the level of inverse population changes essentially not only amplitude but also spatial and spectral characteristics of laser power. In this article the laser atmospheric communication line operating process with the usage of short and ultrashort impulse width considering specified deformations of the key parametres is viewed.

Key words*: laser communication, mathematical model.*

За последние два десятилетия неоднократно происходила переоценка отношения к лазерным атмосферным линиям связи (ЛАЛС) и возможностям их применения для передачи информации, связанная с улучшением их характеристик и развитием средств излучения и приема лазерного излучения. Принято считать, что наибольшие преимущества по сравнению с традиционными радиосистемами ЛАЛС имеют при дальности связи порядка нескольких километров, обычно в пределах прямой видимости. Требование прямой видимости, которое зачастую трудно реализовать, относят к основным недостаткам ЛАЛС, существенно ограничивающим область их применения. Реальные предпосылки для значительного увеличения дальности связи создают известные эффекты рассеяния лазерного излучения, открывающие возможности создания лазерных систем загоризонтной связи (ЛСЗС), которым также посвящены многочисленные теоретические и экспериментальные работы, например [1–3]. Тем не менее в настоящее время ЛАЛС рассматриваются в качестве одного из перспективных средств информационного обмена. Этим линиям, а также их основным элементам посвящено достаточно большое число работ, в которых отмечаются такие достоинства ЛАЛС, как высокая скорость передачи, практически полная защищенность канала от несанкционированного доступа и, вследствие этого, высокая помехоустойчивость и помехозащищенность.

В последние годы одной из основных тенденций развития ЛАЛС стало уменьшение длительностей используемых для передачи информации импульсов. Это обусловлено как повышением скорости информационного обмена, так и стремлением обеспечить оптимальный с точки зрения энергетических характеристик режим ра-

боты излучателя. Это, в свою очередь, обусловило необходимость рассмотрения переходных процессов в источниках излучения, поскольку при длительности процессов порядка времени жизни носителей на уровне инверсной населенности существенно изменяются не только амплитудные, но и пространственно-спектральные характеристики лазерного излучения. В настоящей работе рассматривается процесс функционирования ЛАЛС при использовании импульсов малой и сверхмалой длительности с учетом указанных деформаций основных параметров.

Для определения основных факторов, которые влияют на принципиальные характеристики ЛАЛС при работе в режиме сверхкоротких импульсов, представляется целесообразным провести декомпозицию упомянутой задачи, выделив для дальнейшего рассмотрения три частные математические модели:

– модель процесса функционирования лазера (полупроводникового, как наиболее распространенного);

– модель процесса формирования диаграммы направленности и распространения лазерного излучения в атмосфере;

– модель процесса приема оптического импульса.

Математическая модель источника лазерного излучения основана на полученных в [4] соотношениях для фазового распределения фундаментальной моды в активной зоне полупроводниковых лазеров, которые являются в настоящее время наиболее распространенным типом лазерных излучателей, применяемых в ЛАЛС. Определить распределение плотности мощности лазерного излучения в дальней зоне можно на основе преобразования Фурье комплексной амплитуды электромагнитного поля оптического диапазона в области излучающего *p-n* перехода (активной зоны излучателя):

$$\frac{d^2E}{dx^2}+\left[k^2 e_{\text{eff}}(x)-\upsilon^2\right]E=0, \qquad (1)$$

где k – волновое число, υ – постоянная распространения, e_{eff} – распределение эффективной диэлектрической проницаемости, которая в пределах допустимых ошибок и уровня достоверности может быть представлена в виде трех составляющих:

$$e_{\text{eff}}(\text{x}) = e_{\text{eff}}(x\to\infty) + \Delta e'\, f(x,t) + j\Delta e''\, h(x,t), \quad (2)$$

где $\Delta e' = \Delta(n_e^{\,2})$ определяется разностью квадратов эффективного коэффициента преломления n_e между точками $x = 0$ и $x \to \infty$, а $\Delta e''$ определяется как

$$\Delta e'' = \frac{\Delta g n_e}{k} G(t), \qquad (3)$$

где Δe – разность усиления, $G(t)$ – коэффициент удержания, а $f(x,t)$ и $h(x,t)$ представляют собой нормированные распределения коэффициентов преломления и усиления соответственно.

В отличие от известных работ, определяющих e_{eff} как постоянную во времени величину, в настоящей работе в целях учета режима сверхкоротких импульсов она введена как функция времени, нормированная временем жизни носителей на уровне инверсной населенности [5].

Путем несложных преобразований, при условии симметрии распределения профиля показателя преломления и в предположении, что поле лазерного излучателя в ближней зоне, параллельной *p-n* переходу, можно представить в виде [4, 5]

$$E(x) = E_0 \exp\{-\gamma(x) + j\phi(x)\}, \qquad (4)$$

несложно показать, что поле в дальней зоне представляется в угловых координатах выражением [5]

$$E(\Theta_N) = E_0 \pi^{-\frac{1}{4}} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left\{-\frac{\xi^2}{2}\right\} \times$$

$$\times \exp\{j\phi(\xi) + jK\Theta_N\xi\}\, d\xi. \qquad (5)$$

Здесь Θ_N – нормированный угол, определяемый как $\Theta_N = \dfrac{\Theta}{\sqrt{\Delta e'}}$, где Θ – текущая угловая координата; K – коэффициент астигматизма; ξ – приведенная радиальная координата в дальней зоне.

Таким образом, с учетом зависимости фазы от распределения показателя преломления

$$\phi = K\int_0^{\xi}\sqrt{1-f(x)+\left(\frac{x}{K}\right)^2}\,dx \qquad (6)$$

выражение (5) можно преобразовать к виду

$$E(\Theta_N) = 2\pi^{-\frac{1}{4}} E_0 \int_0^{\infty} \exp\left\{-\frac{\xi^2}{2}\right\} \cos(K\Theta_N\xi) \times$$

$$\times \exp\left\{jK\int_0^{\xi}\sqrt{1-f(x)+\left(\frac{x}{K}\right)^2}\,dx\right\} d\xi. \qquad (7)$$

Это выражение фактически является выходным параметром математической модели излучателя и определяет пространственное распределение плотности мощности в угловых координатах. Переход к декартовым координатам (то есть к зависимости $E(x,y)$ может быть проведен по известным преобразованиям [6]. Временные характеристики определяются сигналом S(t), который поступает на вход передающего устройства, и в случае отсутствия искажений радиотехническим трактом передачи и блоком формирования тока накачки лазера пространственное (угловое) распределение амплитуды поля лазерного излучения E(Θ) может быть модифицировано к пространственно-временному распределению плотности мощности:

$$W(\Theta,t)=\frac{K}{2\pi}\left(E(\Theta)^2 S\left(t-\frac{\xi}{c}\right)\right), \qquad (8)$$

где c – скорость распространения электромагнитной волны в свободном пространстве.

Данное выражение является исходным для использования в частной математической модели канала распространения лазерного излучения.

Математические модели канала распространения лазерного излучения неоднократно рассматривались в современной литературе. Основные процессы, которые участвуют в формировании сигнала, принимаемого фотоприемным устройством (ФПУ), могут быть сведены к двум – рассеянию и поглощению лазерного излучения. Передаточную характеристику канала определяет главным образом рассеяние вперед [7]. Причем амплитуда функции рассеяния при приближенном моделировании может быть найдена с помощью распределения Гаусса:

$$F_p(\gamma)=\frac{1}{2\pi\Theta_F^2}\exp\left\{-\frac{\gamma^2}{2\Theta_F^2}\right\}.$$

Для более точного представления может быть использована формула Шенберга [5 8] для стандартной атмосферы $F_p(\gamma)=1+p_r\cos(\gamma)+$ $+q_r\cos^2(\gamma)$, где коэффициенты p_r и q_r определяются на основе экспериментальных данных и для «чистой» атмосферы соответственно равны 2.7 и 3.0, а при точном моделировании индикатриса рассеяния будет определяться зависимостью от показателя преломления среды распространения, длины волны излучения и других частных параметров и может быть представлена в виде [5]

$$F_p(\gamma)=\frac{9}{8\zeta}N(\nu-1)^{\nu-1}a_{\min}\tau_e(\lambda)\frac{1+\cos^2\gamma}{(1-\cos\gamma)^2}\times$$

$$\times\int_{a_{\min}}^{a_{\max}}(\sin\zeta a-\zeta a\cos\zeta a)^2 a^{-2}da, \qquad (9)$$

$$\tau_e(\lambda)=\pi\frac{\left[n^2(\lambda)-1\right]^2}{\left[n^2(\lambda)+2\right]^2}N(\nu-1)a_{\min}^{\nu-1}\times$$

$$\times\int_{a_{\min}}^{a_{\max}}a^{2+\nu}U(\lambda,a)da,$$

$$U(\lambda,a)=\begin{cases}2-4r^{-1}\sin\rho+8\rho\sin\dfrac{\rho}{2}, & \rho>1.6,\\ 2.56\rho\left(2-4\rho\sin\rho+8\rho\sin\dfrac{\rho}{2}\right), & \rho<1.6,\end{cases}$$

$$\zeta=\frac{4\pi}{\lambda}\sin\frac{\gamma}{2};\quad \rho=\frac{4\pi a}{\lambda}\left[n(\lambda)-1\right],$$

где N – концентрация рассеивающих частиц, $n(\lambda)$ – показатель преломления на длине волны λ, ν – показатель степени в юнговском законе распределения частиц, $a_{\min}$, $a_{\max}$ – минимальный и максимальный размеры рассеивающих частиц, γ – угол рассеяния, Θ_F – среднеквадратическое значение угла рассеяния вперед.

Используя стандартную процедуру преобразования Фурье основного и рассеянного компонента, аналогично [9] несложно получить выражение для определения средней мощности сигнала, принимаемого ФПУ:

$$\langle P_D\rangle=\frac{P_T\left(\dfrac{\rho_R}{\Theta_T L}\right)^2\exp\{-\beta'_a L\}}{\left[1+\left(\dfrac{\Theta_0}{\Theta_T}\right)^2\right]\left[1+\left(\dfrac{\Theta_0}{\Theta_R}\right)^2\right]}, \qquad (10)$$

где P_T – мощность лазерного излучения с половинным углом расходимости Θ_T,ρ_R – радиус апертуры ФПУ, Θ_R – угол апертуры приемника, L – длина оптического пути, $\exp\{-\beta'_a L\}$ – потери за счет поглощения при коэффициенте поглощения $-\beta'_a=\beta-\beta'_S$, β и β'_S – коэффициенты поглощения и рассеяния соответственно, $\Theta_0=\dfrac{\sqrt{2}}{k\rho_0}$, где ρ_0 – коэффициент пространственной когерентности

поля лазерного излучателя, $\rho_0 = \sqrt{\frac{3}{\beta'_S L k^2 \Theta_F^2}}$.

Определение частотной передаточной характеристики для случая, когда фронт излучаемой волны является плоским, а распределение плотности мощности по сечению пучка постоянно, не представляет сложности, и в соответствии с рассматриваемой моделью ее можно представить в виде

$$H(\omega) = \frac{\left(\frac{\rho_R}{\Theta_T L}\right)^2 \exp\left\{-\beta'_a L + \frac{j\omega L}{c}\right\}}{\left\{\left(\frac{2jc}{\Theta_T^2 \omega L}\right)\left(1 - \frac{\operatorname{tg}\alpha}{\alpha}\right) + \frac{1}{4}\left[1 + \frac{3\operatorname{tg}\alpha}{\alpha}\left(2 - \frac{\operatorname{tg}\alpha}{\alpha}\right)\right]\right\}\cos\alpha}, \quad (11)$$

где $\alpha = \sqrt{\frac{3j\omega L\Theta_0^2}{2c}}$.

Учет неравномерности распределения плотности мощности может быть проведен в соответствии с представлением [4] путем интегрального преобразования выражения (11) к виду

$$h(\omega) = \int_0^{\Theta_N} H(\omega, \Theta_T - \Theta) W(\Theta) d\Theta. \quad (12)$$

Аналитическое представление передаточной характеристики при использовании функции рассеяния вида (9) невозможно, поэтому в математических моделях его нахождение осуществляется численным методом в определенных точках частотной или временной оси. В математической модели канала можно использовать данное выражение в представленном виде, и его значения в конкретных точках также определяются численным методом или в виде временного отклика системы, получаемого путем преобразования Фурье выражения (12).

Математическая модель приемника в обобщенном виде может быть представлена выражением для расчета отношения сигнал–шум

$$N_S = \frac{P_0^2 \lambda^2 \eta_э}{2h^2 c^2 \Delta F \left[\frac{P_0 \lambda}{hc} M^{n-2} + \frac{I_T M^{n-2}}{q\eta_э} + \frac{4k_0(T_0 + T_у)}{q^2 \eta_э M^2 R_D G}\right]}. \quad (13)$$

Здесь P_0 – среднее значение мощности оптического сигнала, принимаемого ФПУ, $\eta_э$ – квантовая эффективность, h – постоянная Планка, ΔF – эффективное значение полосы пропускания, λ – длина волны излучения, M – коэффициент усиления фототока, больший 1.0 для лавинных фотодиодов и равный 1.0 для pin фотодиодов, n – параметр, зависящий от соотношения коэффициентов ионизации электронов и дырок, I_T – темновой ток диода, q – заряд электрона, k_0 – постоянная Больцмана, T_0 – реальная температура нагрузки, $T_у$ – шумовая температура усилителя, R_D – дифференциальное сопротивление диода, G – коэффициент преобразования мощности.

Основной особенностью данного выражения является наличие в знаменателе слагаемого, зависящего от мощности принимаемого сигнала. При этом сама величина принимаемого сигнала будет равна

$$P_0 = \frac{1}{T}\int_0^T P_{pr}(t) dt,$$

$$P_{pr}(t) = \iint_{S_{pr}} W(\Theta, \tau) h(\Theta, t - \tau) d\tau dS, \quad (14)$$

где $h(\Theta,\tau)$ – отклик канала при воздействии на него дельта-функции, S_{pr} – эффективная площадь апертуры ФПУ.

Таким образом, основным параметром, получаемым на всей совокупности частных математических моделей лазерной системы передачи, является выходной электрический сигнал ФПУ, который в дальнейшем преобразуется в упорядоченное множество значений, определяемых форматом представления неподвижного изображения.

Обобщенный алгоритм всей математической модели ЛАЛС приведен на рис. 1. Для оценки степени достоверности рассматриваемой математической модели были проведены расчеты по определению принимаемого сигнала, результаты

которых сравнивались с полученными экспериментально и рассчитанными по другим методикам для совпадающих точек. На рис. 2 приведены три вида диаграммы направленности лазерного излучателя: используемая в известных моделях, получаемая по приведенным выше соотношениям и экспериментальная. Там же представлен отклик системы на дельта-импульс для трех указанных выше случаев (идеализированная модель, доработанная модель, экспериментальные данные).

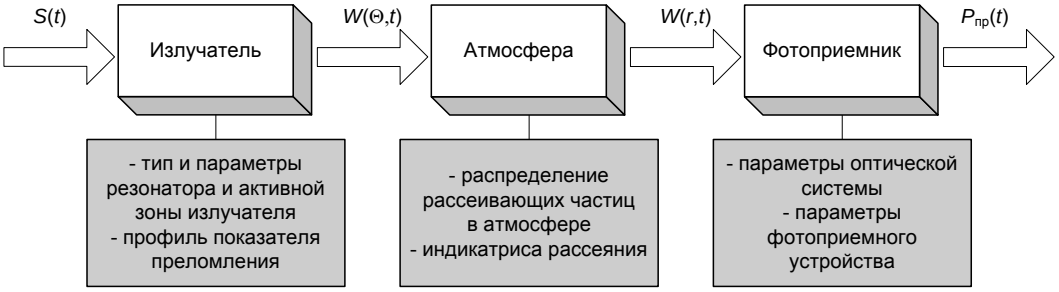


Рис. 1. Математическая модель лазерной атмосферной линии связи

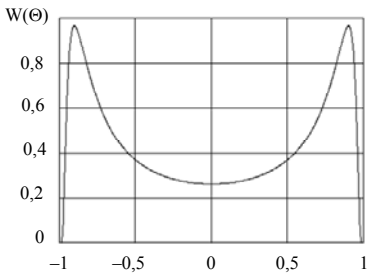
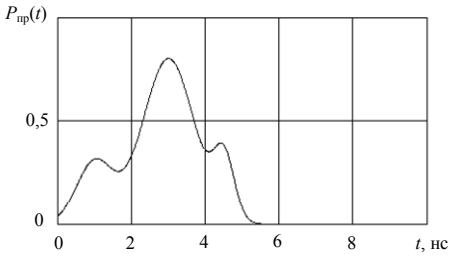
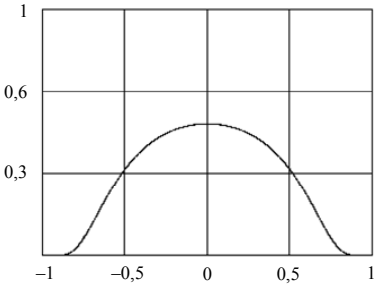
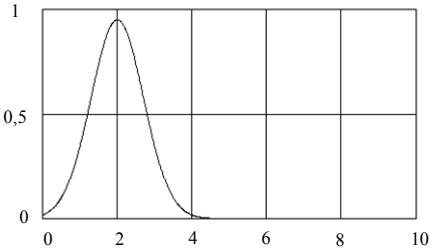
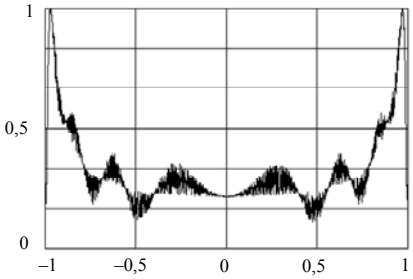
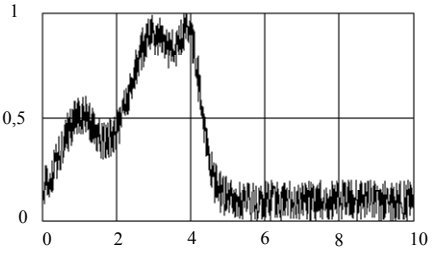
	Диаграмма направленности	Принимаемый импульс
Рассматриваемая модель		
Идеализированная модель		
Экспериментальные данные		

Рис. 2. Расчетные характеристики частных математических моделей

В некоторых случаях можно допустить, что при используемой в лазерных каналах полосе передаваемого сигнала (скорости передачи информации) даже сильные искажения принимаемого сигнала, возникающие при использовании сверхкоротких импульсов, в течение его длительности не окажут существенного влияния на вероятность ошибки. Однако при увеличении скорости передачи информации и использовании различных типов ее кодирования влияние формы принимаемого импульса на принятие решения становится весьма заметным. Прежде всего, это влияет на эффективность работы ЛАЛС при передаче сигнала произвольного формата.

Следует отметить, что использование сверхкоротких импульсов может оказаться предпочтительным при применении некоторых схем когерентной подготовки атмосферного канала [10], когда информационные импульсы распространяются на фоне подготовительных импульсов ограниченной длительности. Из очевидных соображений ясно, что в этом случае мы заинтересованы в снижении длительности импульсов информационного излучения.

Литература

1. *Кучин Е.Л.* Распространение и прием излучения в лазерных системах загоризонтной связи / Е.Л. Кучин, С.А. Дубинкин, Н.Н. Толстых // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ВНИИС. – Воронеж, 1994. – Вып. 2. – С. 130–136.

2. *Милютин Е.Р.* Выбор параметров загоризонтной оптической системы передачи информации / Е.Р. Милютин, Г. Дахер // Труды учебн. завед. связи. – 2000. – № 166. – С. 123–129.

3. *Милютин Е.Р.* Вляние среды распространения на полосу частот в загоризонтной оптической системе передачи информации / Е.Р. Милютин // Радиотехника и электроника. – 2001. –Т. 46. – С. 673–675.

4. *Petermann K.* Some relations for the far-field distribution of semiconductor lasers with gain-guiding / K. Petermann // Optical and Quantum Electronics. – 1981. – Vol. 13. – Pp. 323 – 333.

5. *Дубинкин В.А.* Математическая модель лазерной атмосферной линии связи / В.А. Дубинкин, Р.В. Павлов, Н.Н. Толстых // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ВНИИС. – Воронеж, 1997. – Вып. 1. – С. 74 – 81.

6. *Корн Г.* Справочник по математике для научных работников и инженеров / Г. Корн, Т. Корн. – М. : Наука, 1974. – 832 с.

7. *Ross W.S.* Atmospheric optical propagation – an integrated approach / W.S. Ross, J. Shapiro // Optical engineering. – 1982. – Vol. 21, № 4. – Pp. 775 – 784.

8. *Шифрин К.С.* Рассеяние света в мутной среде / К.С. Шифрин. – М. : Гостехиздат, 1951. – 408 с.

9. *Ross W.S.* Atmospheric optical propagation – an integrated approach / W.S. Ross, J. Shapiro // Optical engineering. – 1982. – Vol. 21, № 4. – Pp. 775 – 784.

10. *Артыщенко С.В.* Способы снижения потерь в каналах распространения лазерных сигналов / С.В. Артыщенко, В.А. Дубинкин, О.В. Николаев // Теория и техника радиосвязи. – 2010. – № 2. – С. 80–91.

Статья поступила в редакцию 7 сентября 2012 г.

УДК 621.371, 621.396

ОЦЕНКА ДАЛЬНОСТИ ДЕЙСТВИЯ СИСТЕМ РАДИОЧАСТОТНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ В УСЛОВИЯХ ПРИРОДНЫХ И ТЕХНОГЕННЫХ КАТАСТРОФ

С.А. Багдасарян, ген. дир., ООО «НПП «ТРИиС», e-mail: bagdassarian@mail.ru
С.О. Николаева, аспирант, ВГТУ, тел.: 8-920-215-48-00

Г.В. Подшивалова, с.н.с., e-mail: galinawrn@mail.ru
Р.В. Семенов, с.н.с., e-mail: antoral@mail.ru

ОАО «Концерн «Созвездие»

Рассматриваются вопросы снижения дальности действия системы радиочастотной идентификации за счет осаждения на радиометку фрагментов полупроводящей среды, образующихся в результате природных и техногенных катастроф (осадки, угольная пыль, селевые потоки и др.). Определены граничные значения дальности считывания радиометки в зависимости от относительной скорости движения объекта.

Ключевые слова: *радиочастотная идентификация, дальность действия, катастрофы.*

RANGE COVERAGE ESTIMATION OF THE RADIO FREQUENCY IDENTIFICATION SYSTEMS UNDER CONDITIONS OF NATURAL AND TECHNOGENIC CATASTROPHES

S.A. Bagdasaryan, general director, Restricted Liability Society «SPE «TRIiS», e-mail: bagdassarian@mail.ru
S.O. Nikolaeva, graduate student, Voronezh State Engineering University, tel.: 8-920-215-48-00

G.V. Podshivalova, senior research engineer, e-mail: galinawrn@mail.ru
R.V. Semyonov, senior research engineer, e-mail: antoral@mail.ru

JSC «Sozvezdie» Concern»

The range coverage decrease questions of radio frequency identification system at the expense of sedimentation on a radiotag of the semiconducting environment fragments formed as a result of natural and technogenic catastrophes (precipitations, a pulverized coal, cloudburst flood, etc.) are considered. Boundary values of the radiotag readout range depending on a relative velocityof the object movement are defined.

Key words: *radio-frequency identification, range coverage, catastrophes.*

В последнее время в России и за рубежом наблюдается устойчивый интерес к применению технологии радиочастотной идентификации в сфере обеспечения безопасности жизнедеятельности человека на промышленных критически важных объектах (угольные шахты, атомные электростанции, гидроэлектростанции и др.). Здесь наиболее важной характеристикой системы радиочастотной идентификации (РЧИД) является дальность достоверного считывания радиометки (метки). Вместе с тем, вопросы оценки эффективности применения систем РЧИД в указанной сфере недостаточно изучены. Целью данной статьи является анализ влияния осаждения на метку фрагментов полупроводящей среды в результате природных и техногенных катастроф (осадки, угольная пыль, селевые потоки и др.) на дальность ее достоверного считывания, а также определение граничных значений дальности считывания метки в зависимости от относительной скорости движения объекта. Принцип считывания кода с радиочастотных меток на поверхностных акустических волнах (ПАВ) проиллюстрирован на рис. 1 [1, 2], где ВШП – встречно-штыревые преобразователи.

Работа системы РЧИД с радиометками на ПАВ реализуется на основе открытых в 1964 г. волн Гуляева–Блюштейна [3], образующихся в результате взаимодействия радиоимпульса, излучаемого приемопередатчиком считывателя, с радиометкой, выполненной из материала со свойствами пьезоэффекта (кварц, ниобат лития, танталат лития и др.). В результате прямого и обратного пьезоэффекта на пьезоподложке образующаяся акустическая волна после отражения от ряда рефлекторов вновь преобразуется в электромагнитную волну, но уже в закодированном виде в соответствии с индивидуальной структурой расположения рефлекторов.

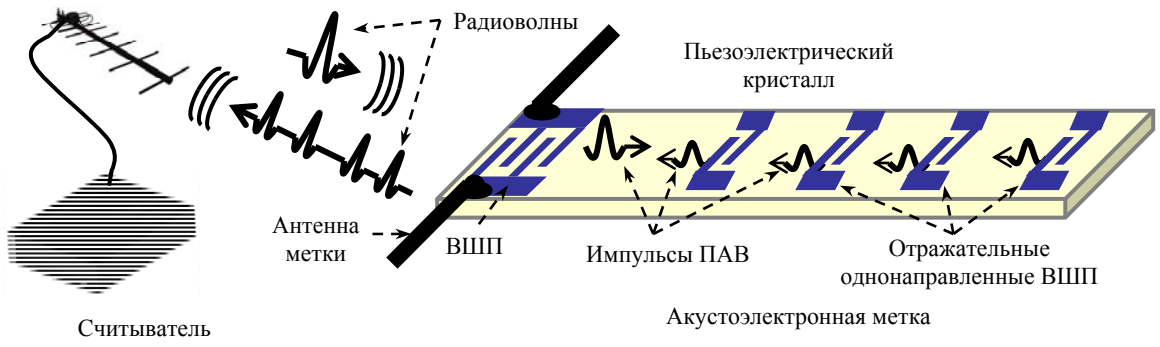


Рис. 1. Принцип считывания кода с радиочастотных меток на ПАВ

Для определения предельной дальности считывания можно воспользоваться известным уравнением дальности радиолокационного обнаружения цели [4]

$$d_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{И}} \cdot G_W \cdot G_n \cdot \lambda^2 \cdot \sigma_{\text{ц}}}{4\pi^2 \cdot P_{s\min}}}, \qquad (1)$$

где $P_{\text{И}}$ – импульсная мощность передатчика; G_W, G_n – коэффициент усиления передающей и приемной антенны; λ – длина волны в воздухе; $P_{s\min}$ – минимально необходимая (пороговая) мощность принимаемого (отраженного сигнала); $\sigma_{\text{ц}}$ – эффективная отражающая поверхность цели.

В работе [5] применительно к системам РЧИД дальность считывания определяется путем представления $P_{s\min}$ через параметры приемного устройства, выражение (1) при этом преобразовывается к виду

$$d = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{И}} \cdot G_W \cdot G_n \cdot \lambda^4 \cdot t_i}{k \cdot T_0 \cdot F \cdot \dfrac{S}{N} \cdot I_L}}, \qquad (2)$$

где k – постоянная Больцмана; T_0 – шумовая температура; F – мощность шума приемника считывателя; S/N – необходимое соотношение сигнал/шум на входе считывателя; t_i – время интегрирования (накопления) ответного сигнала метки; S – полезный сигнал от метки на входе считывателя; N – мощность шума на входе считывателя; I_L – коэффициент затухания в метке.

На рис. 2 представлены расчетные зависимости дальности считывания метки $d(m)$ от длительности интегрирования ответного сигнала метки t_i (сек.) для трех значений мощности передатчика: 10, 100, 1000 мВт.

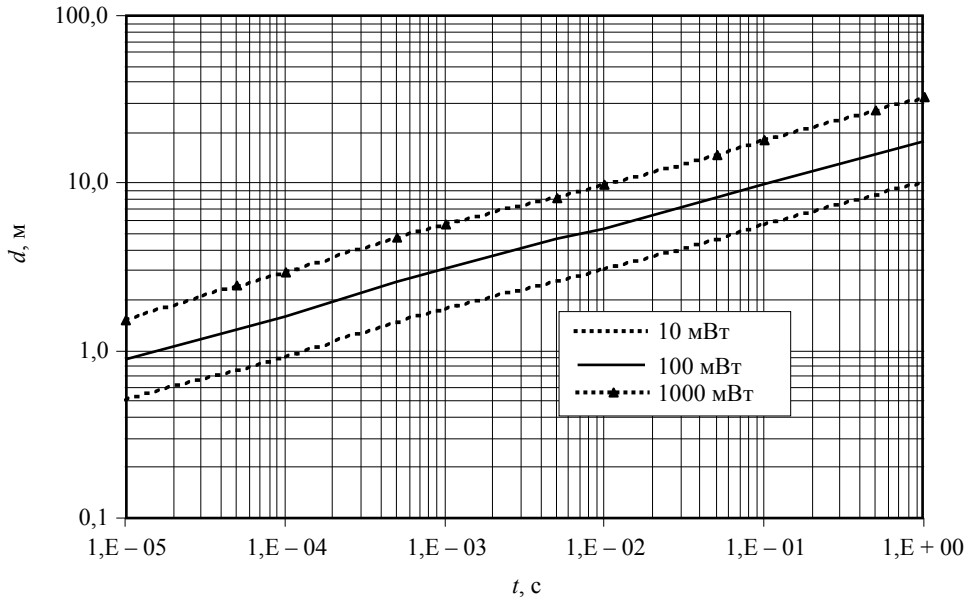


Рис. 2. Зависимость дальности считывания метки d от длительности интегрирования ответного сигнала метки t_i

Из рисунка видно, что дальность считывания метки d возрастает пропорционально корню четвертой степени из произведения излучаемой импульсной мощности $P_И$ и времени интегрирования t_i, достигая 10 м за время t_i = = 0,1 сек при мощности 100 мВт. Время интегрирования имеет принципиальное значение при считывании меток, и в первую очередь для железнодорожного и автомобильного транспорта. Критерием достаточности времени интегрирования является временной интервал перемещения подвижного объекта на заданной скорости, который должен быть значительно больше двойного времени прохождения поверхностной акустической волны, возбужденной запросным импульсом считывателя, топологической структуры метки, выполненной на пьезокристаллической подложке.

На рис. 3 представлена зависимость дальности считывания метки в метрах от скорости движения транспортного средства при импульсной мощности 1, 10, 100 и 1000 мВт.

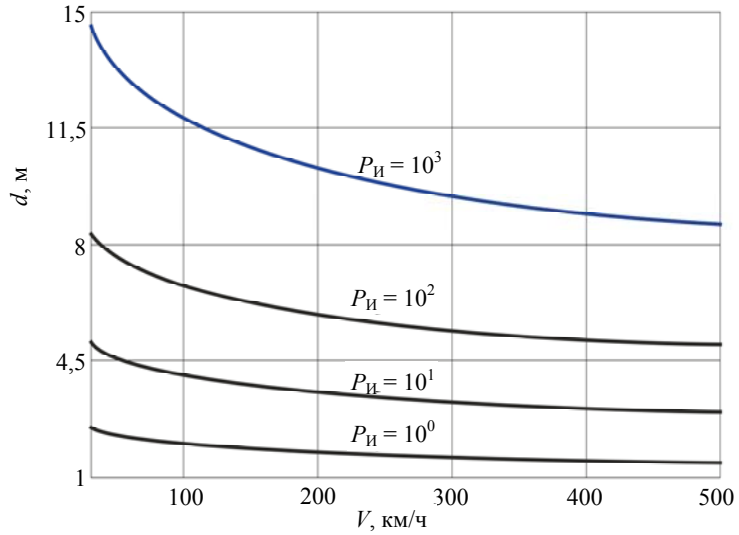


Рис. 3. Зависимость дальности считывания метки в метрах от скорости движения транспортного средства при импульсной мощности 1, 10, 100 и 1000 мВт

Видно, что для всех скоростей движения имеет место увеличение дальности считывания пропорционально корню четвертой степени из мощности. При выбранной мощности в 100 мВт на большой скорости (300–400 км/ч) дальность считывания метки снижается с указанных 8 метров до 5 метров. Этот факт следует иметь в виду при проектировании системы идентификации железнодорожного транспорта, используя мощности считывателя не менее одного ватта.

Приведенные результаты справедливы при нахождении метки в открытом пространстве. В процессе эксплуатации, а также в случае техногенных воздействий метка может подвергаться влиянию полупроводящей среды в виде метеорологических осадков (снега, дождя, льда, пыли, грязи, селевых наносов и др.), в том числе в системах обеспечения противолавинной и противооползневой безопасности, а также руды, угля и угольной пыли в горнодобывающей промышленности. При этом качество и дальность считывания в указанных условиях могут значительно снижаться за счет поглощения электромагнитной волны полупроводящими средами. Для оценки снижения дальности считывания воспользуемся соотношением для расчета затухания радиоволны в полупроводящей среде [6]

$$E(l) = E(0) \cdot \exp[-2\alpha l], \qquad (3)$$

где $E(0)$ – поле в отсутствие полупроводящей среды; l – толщина слоя полупроводящей среды; α – коэффициент затухания радиоволны в среде [1/м]. Численный коэффициент 2 соответствует двойному пути прохождения слоя.

Для вычисления коэффициента затухания воспользуемся известной зависимостью для комплексной диэлектрической проницаемости ε'_m для полупроводящей среды [6]

$$\varepsilon'_m = \varepsilon_m - j60\lambda\sigma, \qquad (4)$$

где ε_m – относительная диэлектрическая проницаемость, $\varepsilon_m = \varepsilon/\varepsilon_0$ (ε – абсолютная диэлектрическая проницаемость, $\varepsilon_0 = 10^{-9}/36\pi$,

Ф/м – диэлектрическая проницаемость воздуха); λ – длина волны в воздухе; σ – проводимость среды [см/м].

Тогда удельный коэффициент затухания полупроводящей среды определяется как

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda}\sqrt{\frac{\sqrt{\varepsilon_m^2 + (60\lambda\sigma)^2} - \varepsilon_m}{2}}. \qquad (5)$$

Для отыскания коэффициента затухания α необходимо определить значения электрических параметров ε_m и σ требуемых полупроводящих сред: земля, вода, снег, лед, уголь и др.

Сводные результаты анализа литературных источников и данных интернета по частотному диапазону 1 – 3000 МГц показывают, что для проводимых оценок можно использовать данные, представленные на рис. 4 [7].

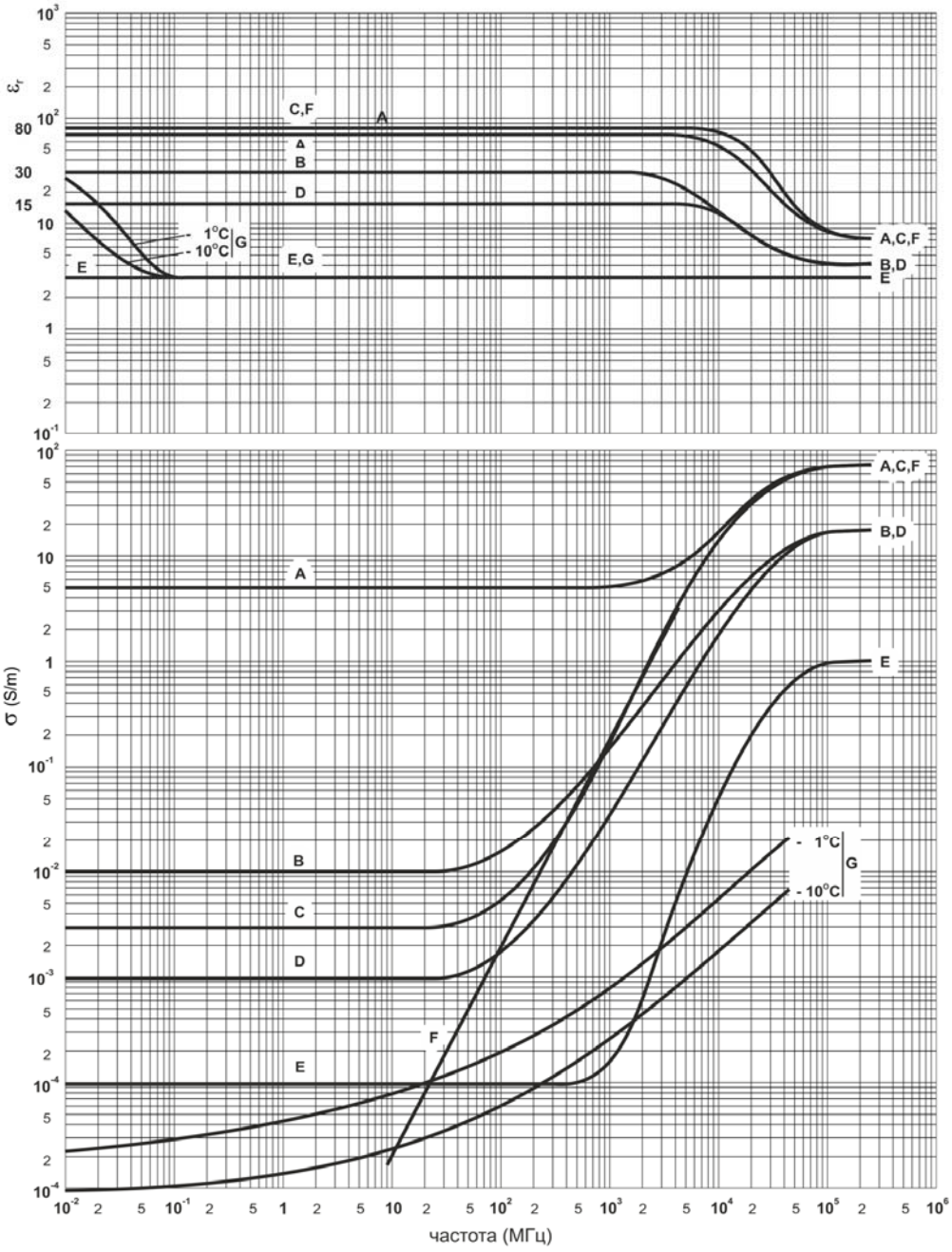


Рис. 4. Сводные результаты анализа литературных источников и данных Интернета по частотному диапазону 1–3000 МГц: A – морская вода средней солености; B – влажная (мокрая) земля; C – пресная вода; D – земля средней влажности; E – очень сухая земля; F – чистая вода; G – лёд

Учитывая, что параметры ε_m и σ являются частотно-зависимыми, дальнейшие расчеты выполним в выделенном для реализации систем РЧИД частотном диапазоне для $f \approx 900$ МГц.

Соответствующие значения ε_m и σ на указанной частоте для различных полупроводящих сред сведены в таблице.

Таблица

Используемые значения ε_m и σ на расчетной частоте для различных полупроводящих сред

	Снег		Лед	Сель	Уголь		
	–1 °С	–10 °С			бурый	каменный	антрацит
ε_m	2	3	1.2	5–10	10	15	15
σ	10^{-6}	10^{-4}	10^{-4}	10^{-3}	10^{-2}	10^{2}	10^{3}

На рис. 5 и 6 представлены результаты расчетов дальности считывания метки в зависимости от длительности накопления ответного сигнала метки для различных полупроводящих сред и двух градаций мощности считывателя: $P_И = 10$ мВт (рис. 5) и $P_И = 1$ Вт (рис. 6). На обоих рисунках кривая 1 отражает дальность считывания в воздухе.

Результаты проведенной оценки показывают, что наличие чистого снежного покрова на метке практически не сказывается на дальности ее считывания (кривые 2 и 3). Наибольшее снижение дальности (на 1–2 %) отмечается при влажном уплотненном снеге. Вместе с тем, можно ожидать, что смешанный с землей загрязненный снег (селевые наносы), который по своим электрическим параметрам приближается к влажной почве ($\varepsilon_m = 10$; $\sigma = 10^{-2}$ см/м), приведет к более значительному снижению дальности, и она займет область между кривыми 1 и 4.

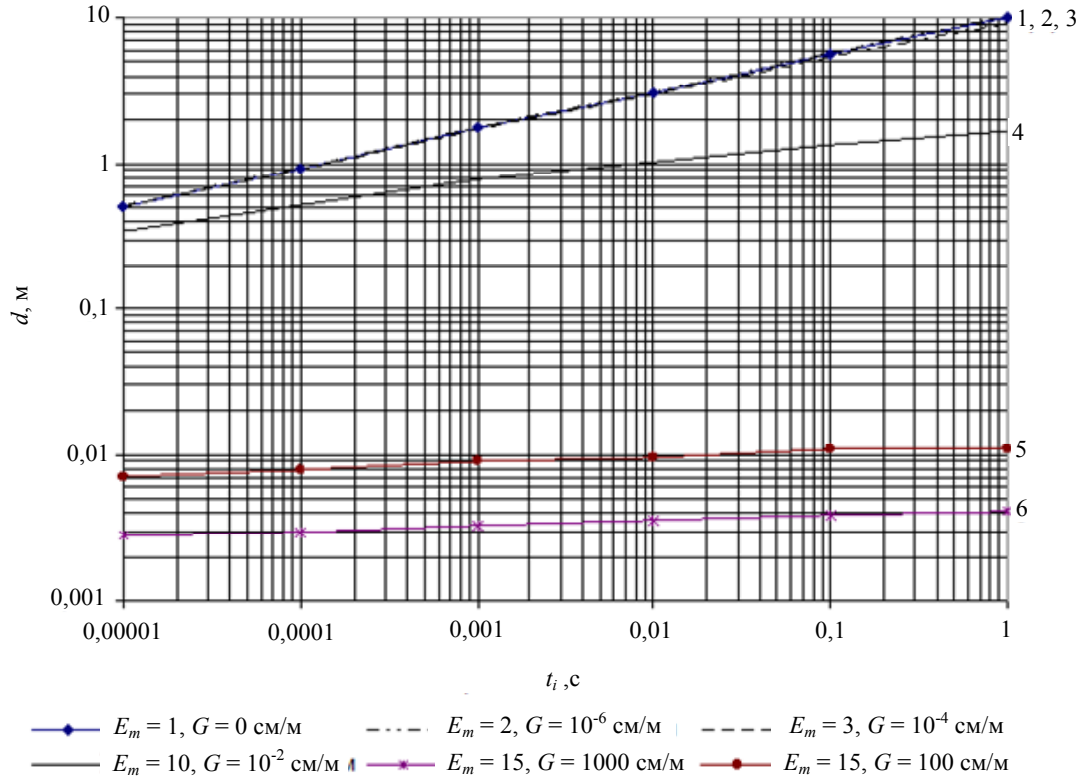


Рис. 5. Зависимость дальности считывания метки от длительности накопления для различных полупроводящих сред ($P_И = 10$ мВт)

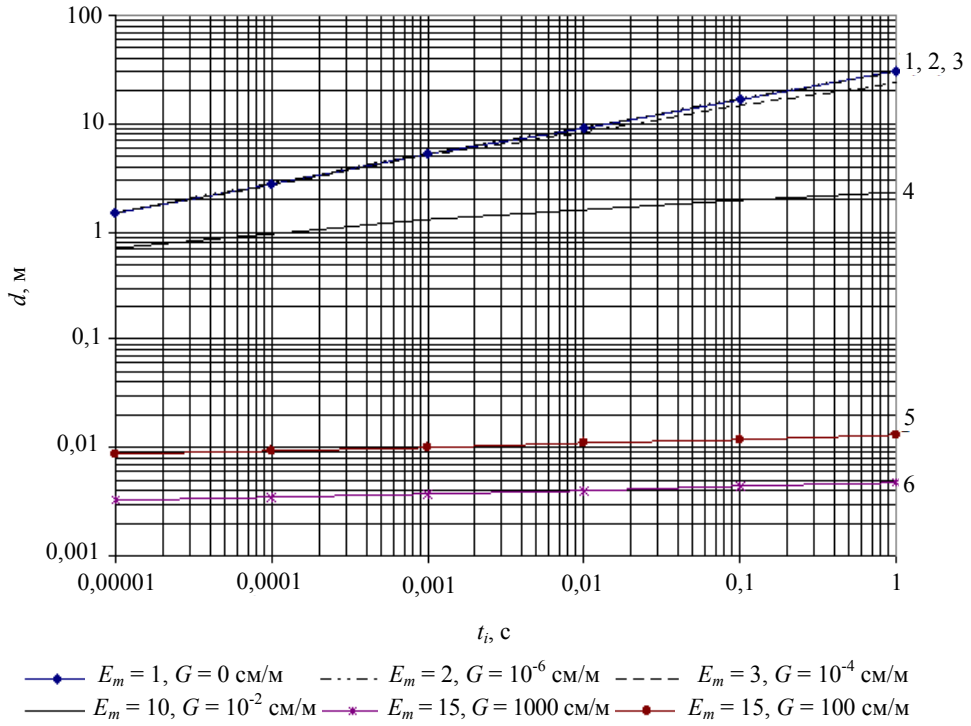


Рис. 6. Зависимость дальности считывания метки от длительности накопления для различных полупроводниковых сред ($P_И$ = 1 Вт)

Значительно хуже обстоят дела при размещении метки под слоем рудоносных пород и каменного угля. Но если снижение дальности считывания метки до двух метров для бурого угля (кривые 4 и 5) можно еще считать допустимым, то для рудоносной среды с антрацитом (кривые 5 и 6) имеет место снижение дальности обнаружения метки на 2 – 3 порядка, что делает неприемлемой технологию РЧИД для таких сред. Очевидно, компромиссным решением в таких условиях может быть система поиска на основе активных биперов, работающих в более низкочастотных диапазонах.

Литература

1. Акустоэлектронные технологии в радиочастотной идентификации / С.А. Багдасарян // Радиоэлектроника. – 2005. – Т. 4. – С. 24–32.

2. Некоторые прорывные радиоэлектронные технологии в науке и промышленности / Ю.В. Гуляев // Материалы VIII отраслевой научно-технической конференции «Радиоэлектронные технологии: состояние и перспективы развития». – Воронеж: Печатный дом, 2009. – С. 70–89.

3. Усиление поверхностных волн в полупроводнике / Ю.В. Гуляев, В.И. Пустовойт // ЖЭТФ. – 1969. – Т. 64. – С. 1386.

4. *Казарикова Ю.М.* Радиотехнические системы. Учебник для вузов по специальности «радиотехника» / Ю.М. Казарикова. – М. : Высш. шк., 1990. – 496 с.

5. Прорывные технологии микросхемотехники для решения социально значимых задач комплексной безопасности объектов промышленности, энергетики, транспорта и ЖКХ / В.А. Шубарев // Материалы X отраслевой научно-практической конференции «Комплексная программа развития радиоэлектронной промышленности, Минпромторг РФ», Великий Новгород, сентябрь 2011 г.

6. *Гудинская Г.П.* Распространение радиоволн / Г.П. Гудинская. – М.: Высш. шк., 1967. – 244 с.

7. Recommendation ITU-R P.527-3. Electrical characteristics of the surface of the Earth. – 1992.

Статья поступила в редакцию 6 июля 2012 г.

УДК 621.391

АЛГОРИТМЫ ПОИСКА ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ ПРИ ДЕЙСТВИИ СТРУКТУРНЫХ ПОМЕХ

А.А. Бессарабова, преподаватель, ВГТУ, тел.: (473) 224-33-60

И.И. Малышев, директор научного центра, тел.: (473) 252-16-38
В.В. Майоров, конструктор, тел.: (473) 252-19-24

ОАО «Концерн «Созвездие»

Для снижения вероятности ложного обнаружения при действии структурных помех предлагаются алгоритмы поиска широкополосных сигналов с расширением спектра модуляцией несущей М-последовательностью с характеристическим многочленом четной степени.

Ключевые слова: *синхронизация, функция неопределенности, широкополосный сигнал, структурная помеха, обнаружение.*

SEARCH ALGORITHMS OF BROADBAND SIGNALS WHEN STRUCTURAL INTERFERENCE IS ACTIVE

A.A. Bessarabova, lecturer, Voronezh State Engineering University, tel.: (473) 224-33-60

I.I. Malyshev, scientific center chief, tel.: (473) 252-16-38
V.V. Mayorov, design engineer, tel.: (473) 252-19-24

JSC «Sozvezdie» Concern»

For reducing the probability of false detection when structural interference is active broadband signal search algorithms with spectrum spreading using carrier modulation of M-sequence with even degree characteristic polynomial are offered.

Key words: *synchronizing, ambiguity function, broadband signal, structural interference, detection.*

Вопросам обеспечения более эффективной синхронизации в сетях с использованием широкополосных сигналов (ШПС) в условиях действия помех посвящено много работ [1, 2 и др.]. Одним из таких вопросов остается решение задачи для разных мощностей полезного и мешающего передатчиков, когда близко расположенный мешающий передатчик излучает мощную структурную помеху, которая может вызвать насыщение высокочастотных блоков приемника и заблокировать прием полезного слабого сигнала. В [2] сделано важное замечание, что решение этой проблемы следует искать на путях разделения структуроподобных сигналов. Для этого используют традиционный демодулятор, в котором дополнительно применяется параллельное подавление нескольких мощных источников помех. При данном методе подавление помех осуществляется в несколько шагов. Решение, принимаемое на каком-то шаге, может использоваться либо для принятия окончательного решения относительно информационных данных, либо для улучшения качества сигнала за счет подавления помех, после чего следует другой этап обнаружения. Представляет интерес разработка алгоритма и схем поиска, действующих в один этап, но при этом имеющих защищенность от мощных структурных помех.

Во всех существующих алгоритмах традиционно главный канал обработки представлен корреляционной схемой или согласованным фильтром (СФ), настроенным на весь полезный сигнал или на его часть. Если главный канал настроен на весь полезный сигнал и входной сигнал приемника $y(t)$ состоит только из полезного периодического сигнала $y(t) = s(t)$ с периодом T, то по окончании времени T получается значение основного экстремума функции неопределенности (ФН) сигнала [3]:

$$R_1(\tau_{g0}, \Omega_{j0}) = \left| \int_0^T y(t) s(t - \tau_g) \cdot e^{j(\Omega_v - \Omega_j)t} dt \right|. \quad (1)$$

Сечение ФН определяет автокорреляционную функцию сигнала (АКФ).

Для увеличения помехоустойчивости при действии структурных помех, как правило, рассматривают общие случаи параллельного подавления одной или нескольких наиболее мощных помех, действующих в данных условиях. Однако если учесть корреляционные свойства сигналов, то имеются возможности дополнительного снижения вероят-

ности ложного обнаружения, которые не рассмотрены в литературе. Это относится к случаям действия структурных помех на приемники сетей, использующих сигналы с расширением спектра модуляцией несущей М-последовательностью с четной степенью характеристического многочлена m.

При четной степени m длина или база $B = 2^m - 1$ М-последовательности является составным числом. Для корреляционных функций (КФ) пар таких сигналов, связанных децимацией с индексом $q = B/3 + (1; 2)$, доказано свойство [4], что они имеют три очень больших экстремума КФ, сумма которых равна $B - 2$ и которые появляются при сдвигах $\tau = 0$, $B/3$ и $2B/3$. Для определения индекса децимации значение $B/3$ суммируется с 1 или 2 и используется тот результат, который даст номер примитивного многочлена. На основе данного свойства предлагается алгоритм циклического поиска ШПС, представленный на рис. 1.

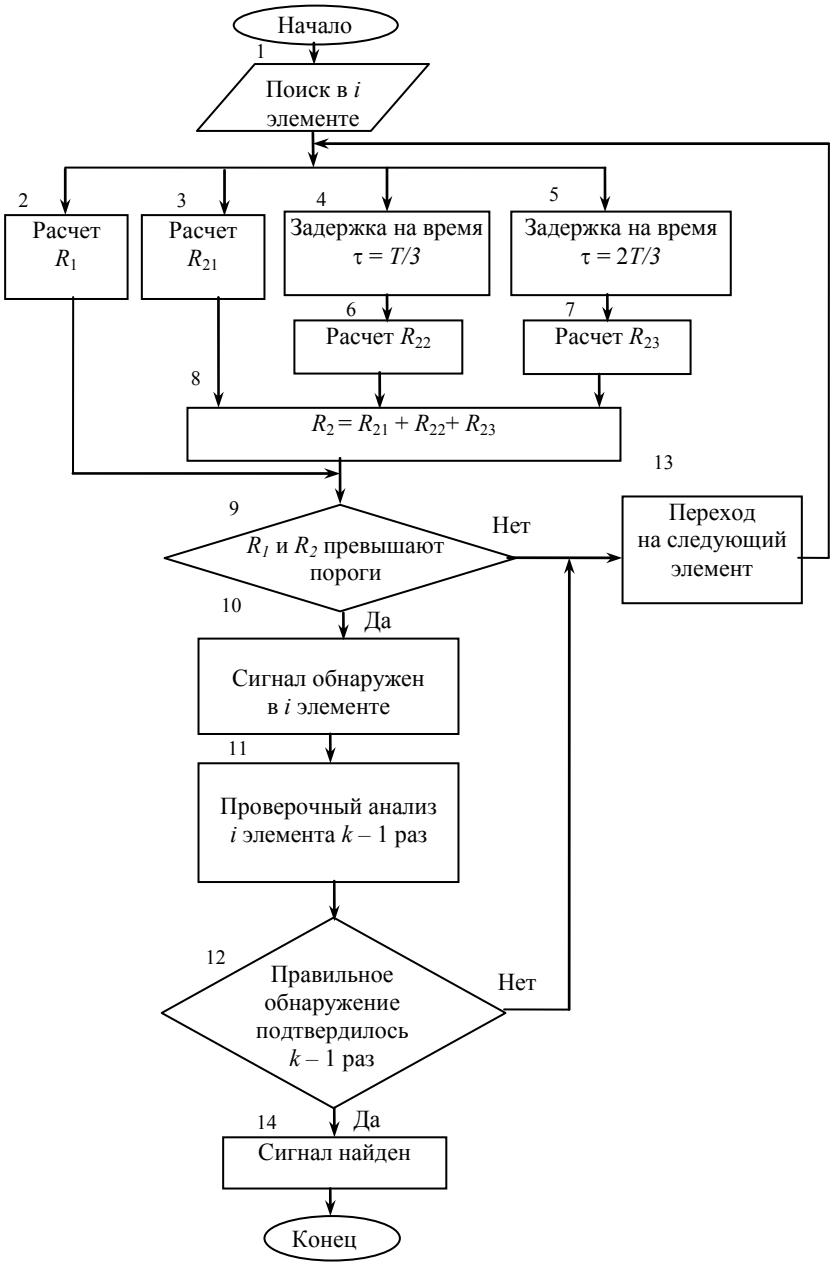


Рис. 1. Алгоритм поиска ШПС по сумме трех экстремумов КФ

В данном алгоритме в блоках 3, 6 – 8 рассчитывается дополнительная ФН:

$$R_2(\tau_{g0},\Omega_{j0}) = \left| \int_0^T y(t) s_2(t-\tau_g) \cdot e^{j(\Omega_v - \Omega_j)t} dt \right|, \quad (2)$$

где s_2 – сигнал, модулированный парной М-последовательностью, связанной с основной индексом децимации $q = B/3 + (1; 2)$.

Расчеты значений дополнительной ФН R_{21}, R_{22}, R_{23} отличаются друг от друга временным сдвигом на $T/3$. В блоке 9 суммарное значение R_2 и значение ФН сигнала R_1 сравниваются с порогом. Если оба значения превышают соответствующие пороги, то в блоке 10 сигнал считается обнаруженным, и далее в блоках 11 и 12 происходит проверка. Решение о правильном нахождении сигнала принимается по серии k благоприятных исходов обнаружения.

Для такого алгоритма предлагается вариант функциональной схемы устройства поиска ШПС, представленный на рис. 2.

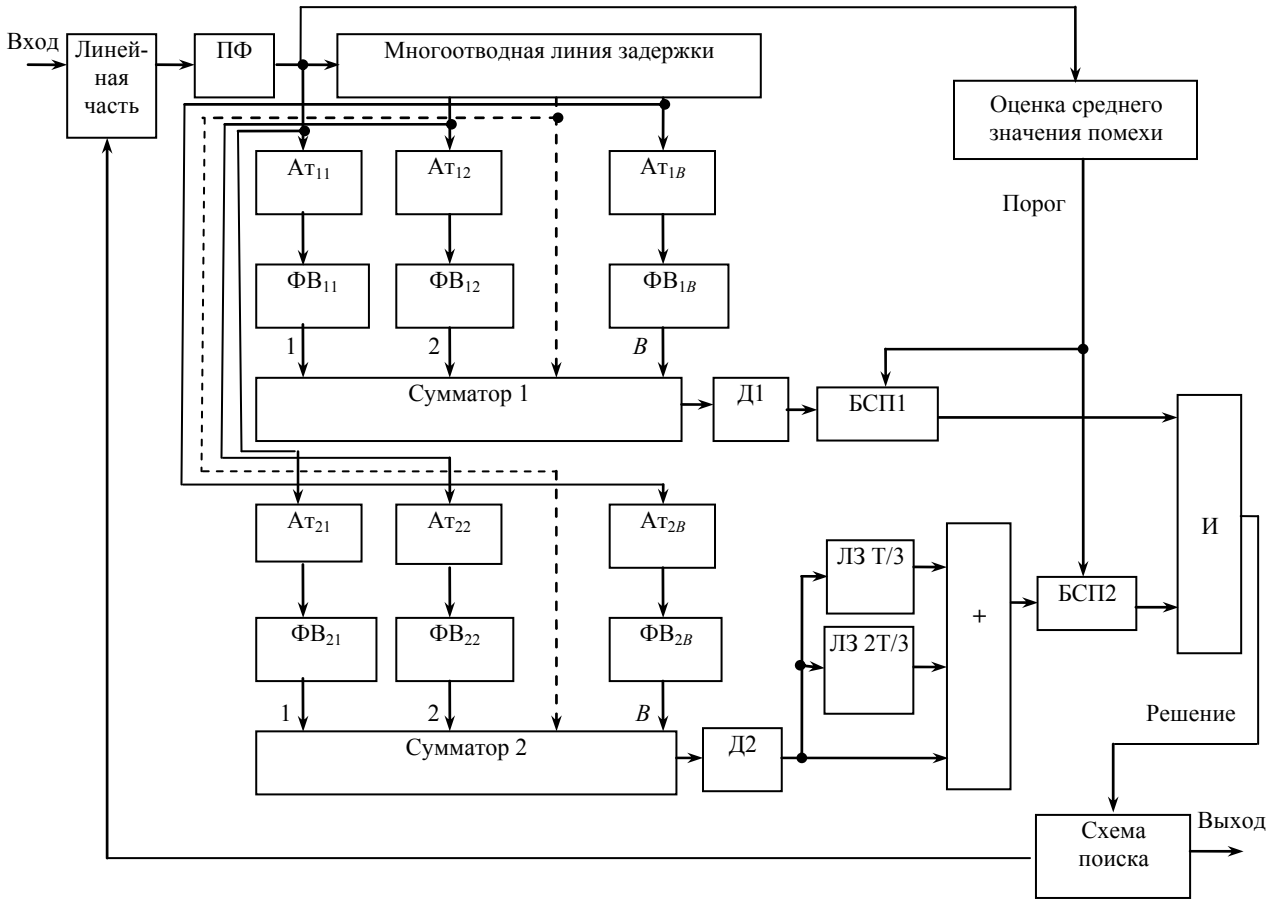


Рис. 2. Устройство поиска ШПС по сумме трех экстремумов КФ

Устройство поиска ШПС построено на двух СФ с использованием многоотводной линии задержки. Первый СФ настроен на полезный сигнал, модулированный М-последовательностью, и содержит предварительный полосовой фильтр, многоотводную линию задержки, первую группу аттенюаторов и фазовращателей и первый сумматор. После него ставится первый детектор. Второй СФ настроен на сигнал, соответствующий парной М-последовательности, и содержит такие же предварительный полосовой фильтр и многоотводную линию задержки, а также вторую группу аттенюаторов и фазовращателей и второй сумматор. После него ставится второй детектор. Два больших экстремума КФ перед суммированием задерживаются в линиях задержки длительностью $T/3$ и $2T/3$ соответственно. После суммирования в момент времени, соответствующий окончанию полезного сигнала, на входе второго блока сравнения с порогом (БСП2) должен получиться уровень сигнала, равный $B - 2$, который превысит порог обнаружения. Далее с помощью схемы поиска начнется проверка. После k обнаружений подряд считается, что

полезный сигнал найден, и схема поиска переходит в режим слежения за задержкой.

Предлагаемое устройство обладает более высокой защищенностью от действия структурных помех, так как с большой вероятностью сумма трех значений КФ этой помехи с парным сигналом не превысит порог в другом блоке сравнения, даже если значение КФ помехи с сигналом превысит порог в первом блоке сравнения с порогом.

В работе [4] также отмечено, что два значения очень больших экстремумов КФ, появляющихся при сдвигах $\tau = B/3$ и $2B/3$, всегда равны друг другу. При степенях $m = 8, 16, \ldots$ очень большой экстремум, появляющийся при сдвиге $\tau = 0$, по своему значению несколько меньше, а при степенях $m = 10, 12, 14, \ldots$ – несколько больше двух равных. Эти значения могут быть рассчитаны для любых четных М-последовательностей. При сравнении двух экстремумов, идущих через интервал $T/3$, можно по разнице между ними обнаружить местоположение сигнала. Если использовать данное свойство, то для степеней $m = 10, 12, 14,\ldots$ можно предложить другой алгоритм циклического поиска ШПС, представленный на рис. 3, где $П_1$ – значение порога обнаружения, $П_2$ – значение порога для выделения из всей КФ только очень больших экстремумов.

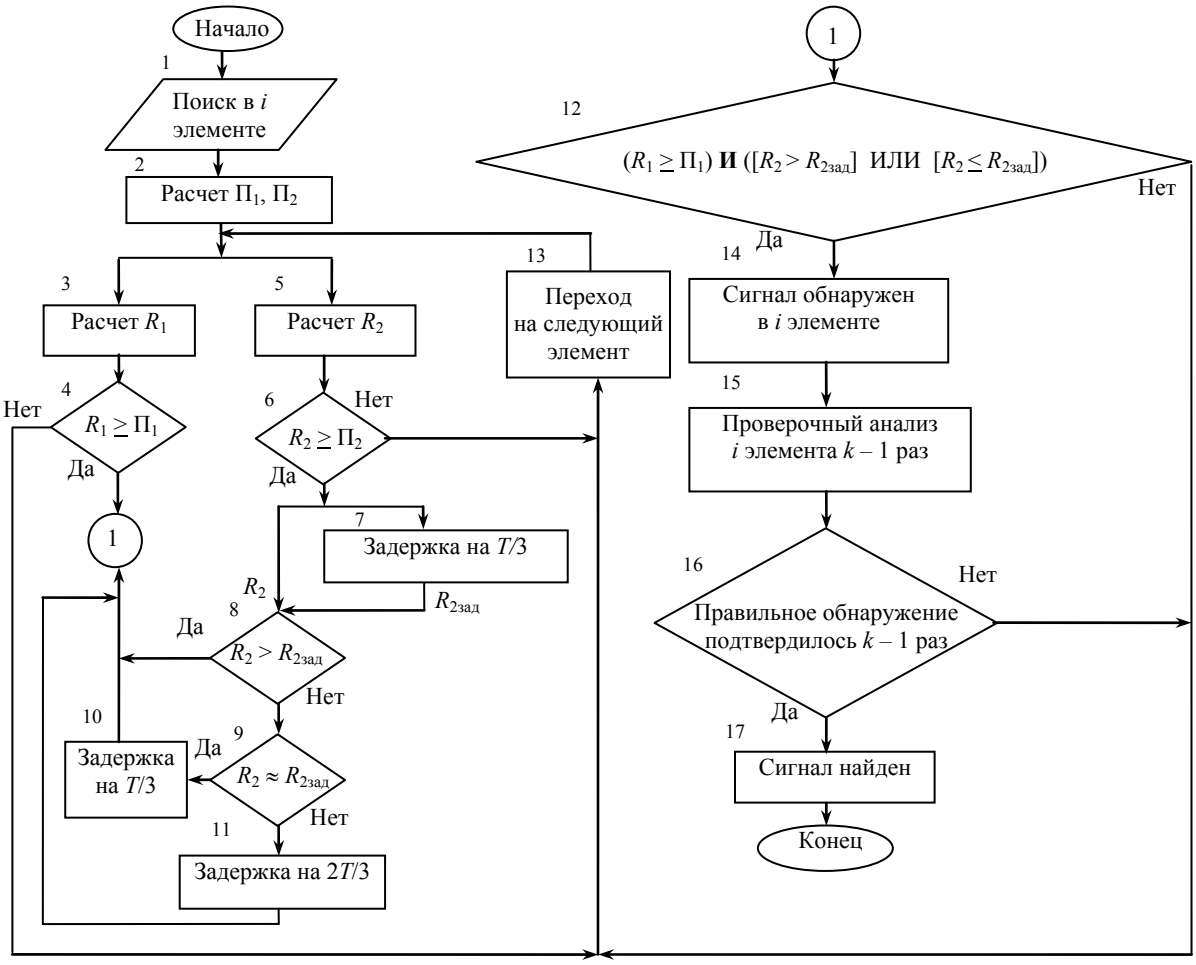


Рис. 3. Алгоритм поиска ШПС по разнице двух экстремумов КФ

В блоке 1 начинается поиск в i элементе. Далее в блоке 2 производится расчет пороговых значений для обнаружения сигнала $П_1$ и для выделения очень больших экстремумов КФ $П_2$. В блоке 3 производится по формуле (1) расчет значения R_1 КФ входного сигнала с полезным сигналом. В блоке 4 рассчитанное значение сравнивается с порогом $П_1$; если порог не превышен, то далее в блоке 13 осуществляется переход для поиска в следующем элементе. В блоке 5 производится по формуле (2) расчет значения R_2 КФ входного сигнала с парным сигналом. В блоке 6 определяется, является ли рассчитанное значение одним из очень больших экстремумов. Если нет, то в блоке 13

осуществляется переход для поиска в следующем элементе. При обнаружении очень большого экстремума он задерживается в блоке 7 на время $T/3$. Далее через время $T/3$ в блоках 8 и 9 сравниваются текущее значение экстремума и задержанное. В зависимости от их отношения друг к другу осуществляется переход на блок 12 либо без задержки, либо с задержкой на время $T/3$ (в блоке 10), либо с задержкой на время $2T/3$ (в блоке 11). Если в данный момент времени оказалось, что и значение R_1 превышает порог обнаружения $П_1$, то сигнал считается обнаруженным в i элементе, и далее в блоках 15 и 16 происходит проверка.

Для степеней m = 8, 16, … необходимо в блоке 8 поменять знак сравнения на противоположный.

На рис. 4 для степеней m = 10, 12, 14,… предлагается вариант функциональной схемы устройства поиска ШПС. В ней, в отличие от первой схемы (рис. 2), дополнительно имеются три логических элемента И и схема сравнения. Блок сравнения с порогом (БСП2), подключенный к выходу второго детектора, вырабатывает строб-сигнал уровня логической единицы через интервал времени $T/3$ при условии наличия на входе полезного сигнала.

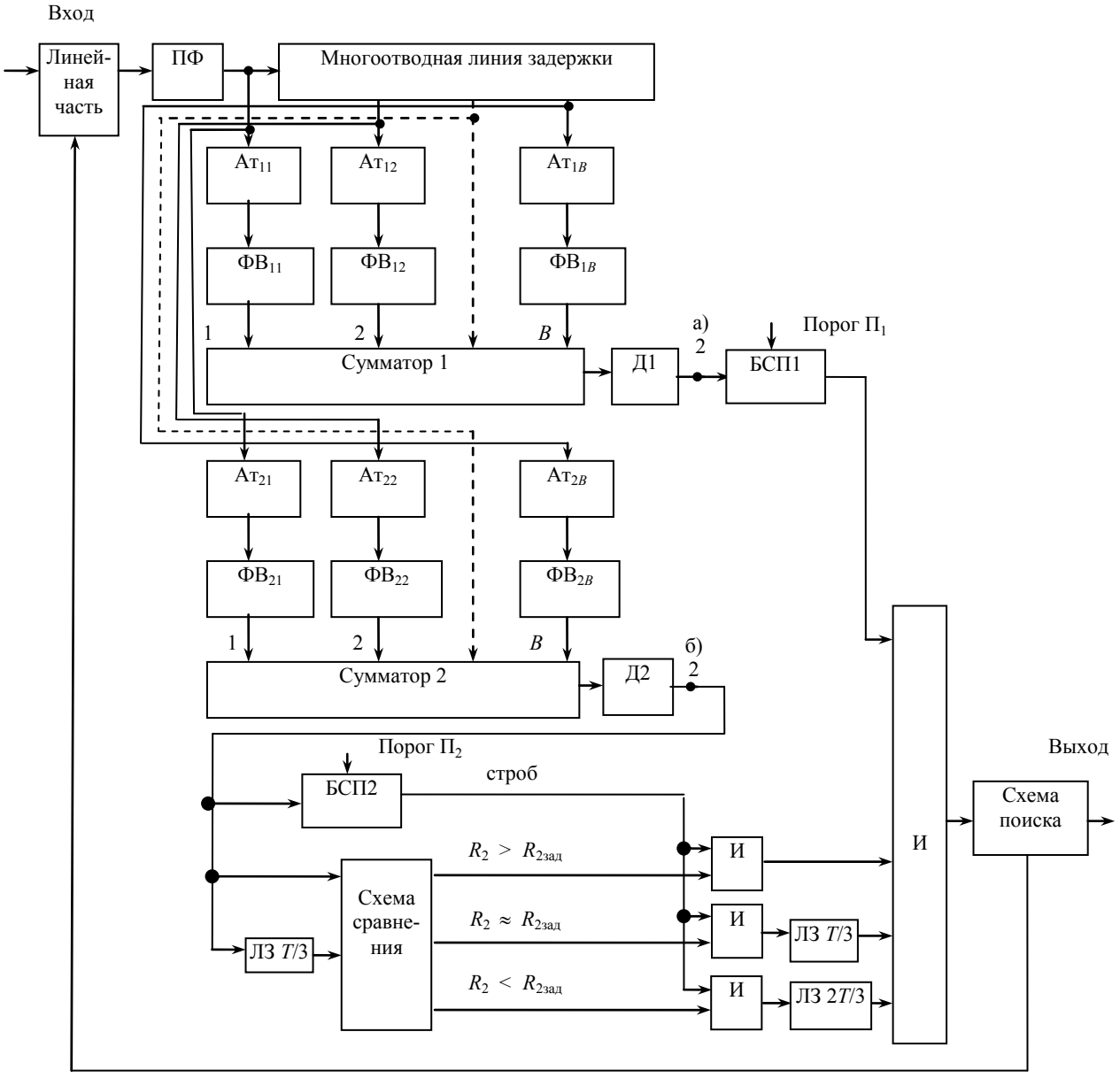
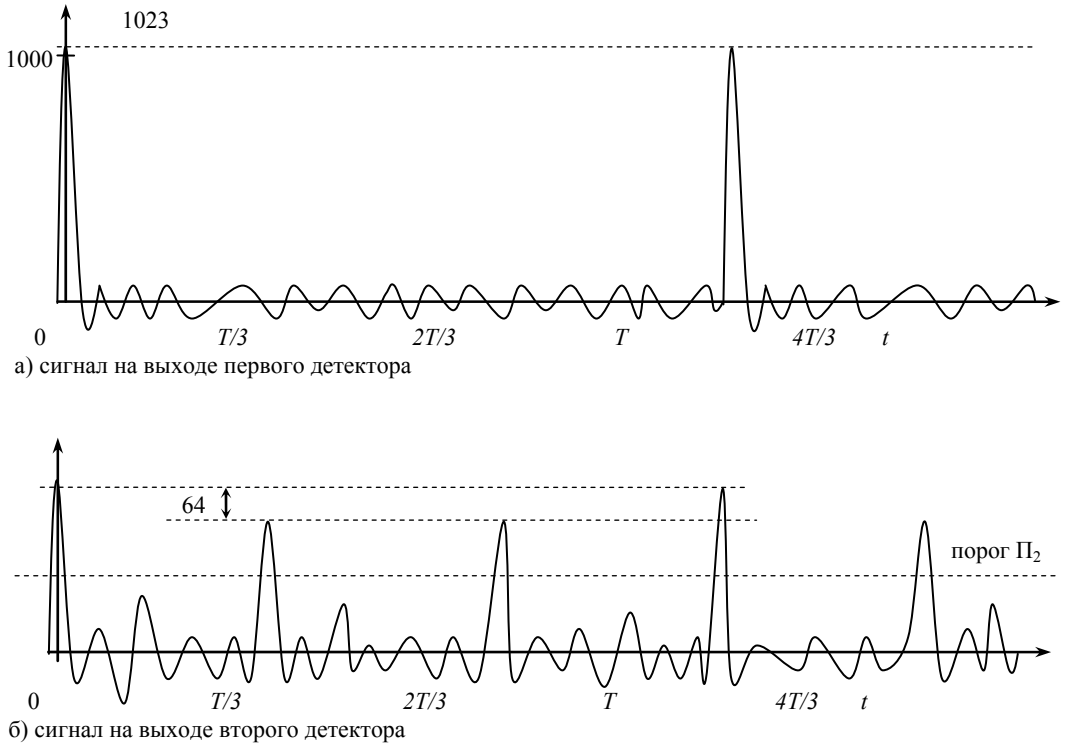


Рис. 4. Устройство поиска ШПС по разнице двух экстремумов КФ (при степени m = 10, 12, 14,…)

Для пояснения работы схемы на рис. 5 приведены эпюры сигналов на выходах первого и второго детекторов для случая действия полезного сигнала единичной амплитуды без помех. Во втором блоке сравнения порог $П_2$ выбирается таким образом, чтобы на элементах «И» учитывались только три очень больших экстремума, один из которых несколько больше двух других равных. Когда на выходе второго детектора идет сначала больший импульс, перед которым через временной интервал $T/3$ шел меньший импульс, то в схеме сравнения сработает первый канал обработки, и при стробировании после элемента «И» будут выдаваться сигналы логической единицы в моменты времени T, $2T$… Если следует пара одинаковых импульсов, то в момент времени $2T/3$ в схеме сравнения сработает выход «$R_2 \approx R_{2зад}$». Этот канал обработки при стробировании после элемента «И» будет выдавать сигналы логической единицы в моменты времени $2T/3$, $5T/3$…. После задержки длительностью $T/3$ в линии задержки эти сигналы будут идти так же, как и в первом случае, в моменты времени T, $2T$ … И, наконец, если на выходе порогового устройства идет меньший импульс, перед которым шел больший импульс, то сработает третий канал, на выходе элемента «И» будут следовать сигналы логической единицы в моменты времени $T/3$, $4T/3$…, которые после задержки длительностью $2T/3$ будут следовать так же, как и в предыдущих двух случаях, в моменты времени T, $2T$ …



а) сигнал на выходе первого детектора

б) сигнал на выходе второго детектора

Рис. 5. Сигналы в точках схемы устройства поиска ШПС по разнице двух экстремумов КФ (при степени $m = 10$, $B = 1023$ и наличии на входе полезного сигнала единичного уровня)

Во всех трех случаях на входы элемента «И», находящегося перед схемой поиска, будут поступать сигналы, свидетельствующие об обнаружении полезного периодического сигнала с периодом T.

Если необходим поиск сигнала, модулированного М-последовательностью со степенью $m = 8, 16, \ldots$, тогда после схемы сравнения необходимо поменять местами первый и третий каналы обработки.

Результаты моделирования, проведенного для базы ШПС $B = 2^{10} - 1$ и для случая воздействия только структурных помех, представлены в таблице и на рис. 6 в виде зависимостей вероятностей ложного обнаружения от отношения сигнал–помеха. В таблице даны результаты усредненной оценки вероятности ложного обнаружения P_{fo} для соответствующего отношения сигнал–помеха P_s/P_j. Усреднение производилось по разным структурным помехам. Во всех трех алгоритмах порог обнаружения имеет одно и то же значение $П_1 = 200$.

Таблица

Результаты усредненной оценки вероятности ложного обнаружения для базы ШПС $B = 2^{10} - 1$, порога обнаружения $П_1 = 200$, $П_2 = 300$

Алгоритм	Отношение сигнал / помеха по мощности			
	0 дБ	– 10 дБ	– 20 дБ	– 30 дБ
Традиционный (СФ)	0	$6{,}60 \cdot 10^{-2}$	$4{,}24 \cdot 10^{-1}$	$4{,}39 \cdot 10^{-1}$
По сумме трех экстремумов	0	$5{,}22 \cdot 10^{-2}$	$3{,}95 \cdot 10^{-1}$	$4{,}04 \cdot 10^{-1}$
По разнице двух экстремумов	0	$1{,}22 \cdot 10^{-6}$	$1{,}79 \cdot 10^{-2}$	$4{,}70 \cdot 10^{-2}$

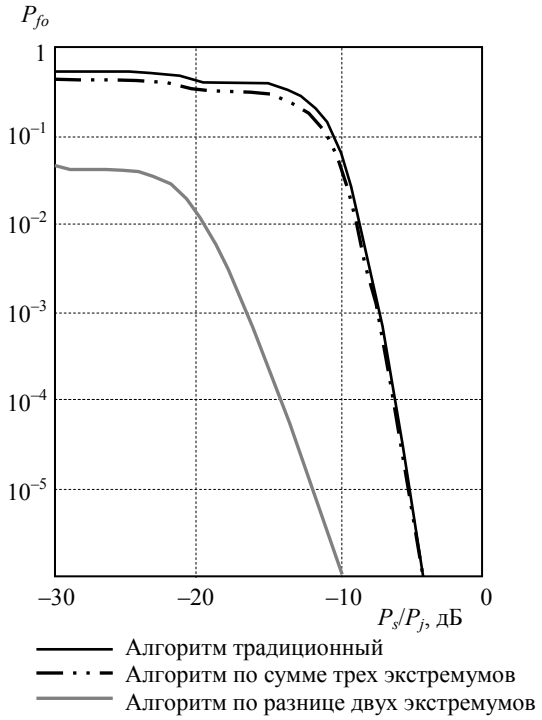


Рис. 6. Зависимости вероятности ложного обнаружения от отношения сигнал–помеха (при степени $m = 10$, $B = 1023$)

Из полученных результатов следует, что второй предлагаемый алгоритм повышает помехоустойчивость системы по отношению к структурным помехам гораздо больше, чем первый. Алгоритм поиска по разнице двух экстремумов позволяет снизить вероятность ложного обнаружения более чем на порядок при отношении сигнал–помеха по мощности, равном минус 20 дБ.

Представленные алгоритмы и результаты исследований могут найти применение при создании сетей телекоммуникаций с ШПС для обеспечения эффективной синхронизации в сложной помеховой обстановке.

Литература

1. *Лосев В.В.* Поиск и декодирование сложных дискретных сигналов / В.В. Лосев, Е.Б. Бродская, В.И. Коржик. – М. : Радио и связь, 1988. – 224 с.

2. Помехозащищенность систем 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.

3. Радиосистемы передачи информации / И.М. Тепляков [и др.]; под ред. И.М. Теплякова. – М. : Радио и связь, 1982. – 264 с.

4. *Бессарабова А.А.* Свойства корреляционных функций М-последовательностей / А.А. Бессарабова // Радиолокация, навигация, связь : тез. докл. XVIII Международ. науч.-техн. конф. / ООО НПФ «САКВОЕЕ». – Воронеж, 2012. – Т. 3. – С. 2121 – 2131.

Статья поступила в редакцию 2 августа 2012 г.

УДК 621.391.82

СИНТЕЗ И ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ОПТИМАЛЬНОЙ ПОМЕХИ НЕКОГЕРЕНТНЫМ ПРИЕМНИКАМ *m*-ИЧНЫХ СИГНАЛОВ

А.Е. Каунов, в.н.с., тел.: 8-951-551-48-94
А.Е. Кондратенко, зам. нач. отд., тел.: 8-920-403-21-74
К.Ю. Ложкин, нач. отд., тел.: 8-908-135-95-16
В.Н. Поддубный, в.н.с., тел.: 8-960-109-19-35
ВАИУ МО РФ (г. Воронеж)

На основе решения вариационной изопериметрической задачи синтезирована структура оптимальной помехи некогерентным корреляционным приемникам m-ичных сигналов, обеспечивающая наибольшую вероятность искажения посылок сигнала при заданной мощности помехи. Получены зависимости вероятности искажения указанных посылок оптимальной помехой от отношения помеха–сигнал, и с их использованием проведен сравнительный анализ эффективности оптимальной и гауссовской помех.

Ключевые слова: *оптимальная помеха, вариационная изопериметрическая задача, некогерентный корреляционный приемник, функционал, условный и безусловный экстремумы.*

SYNTHESIS AND ESTIMATION OF EFFECTIVENESS OF OPTIMAL INTERFERENCE TO NONCOHERENT RECEIVERS OF m-IC SIGNALS

A.E. Kaunov, leading research fellow, tel.: 8-951-551-48-94
A.E. Kondratenko, deputy chief of the bureau, tel.: 8-920-403-21-74
K.Yu. Lozhkin, chief of the bureau, tel.: 8-908-135-95-16
V.N. Poddubny, leading research fellow, tel.: 8-960-109-19-35
Military Aviation Engineering University (Voronezh)

On the basis of variation isoperimetric problem solution the structure (that provides the maximum probability of signal sending distortion on a given interference power) of optimal interference to noncoherent correlation receivers of m-ic signals is synthesized. The mentioned sending distortion probability dependencies by the optimal interference on jam–signal ratio are obtained. With the help of these dependencies the comparative analysis of optimal and Gaussian interference effectiveness is carried out.

Key words: *optimal jam, variation isoperimetric task, noncoherent correlation receivers, functional, conditional and unconditional extremums*.

В настоящее время в современных системах радиосвязи находят широкое применение m-ичные ортогональные сигналы [1–3], для приема которых используются некогерентные корреляционные приемники, оптимальные для белого шума [4].

Указанные приемники в ряде случаев вынуждены работать не только в условиях собственных шумов, но и в условиях преднамеренных помех. Это обусловливает необходимость выявления нижней границы помехоустойчивости рассматриваемых приемников на основе синтеза оптимальной помехи и оценки помехоустойчивости приема m-ичных сигналов в условиях ее воздействия.

В настоящее время достаточно полно разработана методология синтеза и оценки эффективности оптимальных помех когерентным приемникам двоичных и m-ичных сигналов [5, 6]. Однако отсутствуют результаты синтеза оптимальных помех некогерентным приемникам m-ичных ортогональных в усиленном смысле сигналов [4, с. 225] и оценки эффективности воздействия синтезированных помех на такие приемники.

Целью настоящей работы является синтез структуры оптимальной помехи некогерентным корреляционным приемникам m-ичных ортогональных в усиленном смысле сигналов, которая обеспечивает наибольшую вероятность искажения посылок сигнала при заданной ее мощности, поиск зависимости этой вероятности от отношения помеха–сигнал на входе приемника и проведение сравнительной оценки эффективности синтезированной и гауссовской помех.

При синтезе и оценке эффективности оптимальной помехи учтем, что мощность $\mathcal{P}_{\text{п}}$ этой по-

 ISSN 1995-7009

мехи значительно больше мощности $\mathcal{P}_{\text{ш}}$ собственных шумов приемника в полосе его пропускания, что полностью согласуется с практикой воздействия преднамеренных помех. Тогда на входе рассматриваемого приемно-решающего устройства (ПРУ) присутствует аддитивная смесь μ-й, $\mu = \overline{1,m}$, посылки незамирающего сигнала $\varepsilon_\mu(t)$ и помехи $n(t)$, структуру которой необходимо найти:

$$\gamma(t) = \varepsilon_\mu(t) + n(t), \qquad (k-1)T \le t \le kT,$$

где μ – номер канала ПРУ, в котором присутствует сигнал, $\mu = \overline{1,m}$, а k – порядковый номер принимаемой посылки сигнала длительностью T.

Для определенности рассмотрим два класса ортогональных в усиленном смысле сигналов.

Сигналы первого класса формируются путем m-ичной частотной манипуляции гармонической несущей. В этом случае на интервале приема k-й посылки сигнала на приемник воздействует аддитивная смесь помехи $n(t)$ мощностью $\mathcal{P}_{\text{п}}$ и один из m ортогональных сигналов $\varepsilon_\mu(t)$ либо в виде отрезка гармонического колебания с несущей f_μ, $\mu = \overline{1,m}$ (простой сигнал), либо в виде манипулированного по фазе псевдослучайной последовательностью гармонического колебания с несущей f_μ, $\mu = \overline{1,m}$ (сложный сигнал). Мощность сигнала при этом равна $\mathcal{P}_\varepsilon = U_\varepsilon^2/2$, где U_ε – амплитуда сигнала $\varepsilon_\mu(t)$. Рассматриваемый приемник указанных простых или сложных m-ичных сигналов, содержащий m квадратурных каналов, назовем приемником с частотным разделением каналов [4].

Сигналы второго класса формируются путем прямого расширения спектра гармонического колебания с одной и той же несущей ортогональными псевдослучайными последовательностями. В этом случае на входе приемника с кодовым разделением каналов [4] присутствует один из m ортогональных сложных сигналов мощностью $\mathcal{P}_\varepsilon = U_\varepsilon^2/2$ и помеха $n(t)$ мощностью $\mathcal{P}_{\text{п}}$. Для сигналов этого класса рассмотрим случай, когда число каналов m равно базе B сложного сигнала $\varepsilon_\mu(t)$, $\mu = \overline{1,m}$, что имеет место при расширении спектра сигнала, например, путем фазовой манипуляции несущей.

Вначале положим, что общая мощность $\mathcal{P}_{\text{п}}$ помехи распределена в ℓ, $1 \le \ell \le m$, каналах ПРУ:

$$\mathcal{P}_\nu = \mathcal{P}_{\text{п}}/\ell, \qquad (1)$$

где $\nu = \overline{1,m}$ – номер канала ПРУ, в котором присутствует помеховая составляющая мощностью $\mathcal{P}_\nu$.

Другими словами, помеху $n(t)$ представим в виде суммы из ℓ ортогональных составляющих

$$n(t) = \sum_{\nu=1}^{\ell} n_\nu(t),$$

каждая из которых обеспечивает отклик только в одном из ℓ каналов ПРУ.

Для удобства дальнейшего анализа представим ν-ю составляющую помехи в виде

$$n_\nu(t) = a z_\nu(t), \qquad (2)$$

где a – коэффициент пропорциональности, а $z_\nu(t)$ – процесс, повторяющий по форме составляющую $n_\nu(t)$ и имеющий единичную мощность:

$$D_{z\nu} = D_z = 1, \quad \nu = \overline{1,m}.$$

Поскольку мощности процессов $n_\nu(t)$ и $z_\nu(t)$ связаны соотношением $\mathcal{P}_\nu = a^2 D_{z\nu}$, то $a = \sqrt{\mathcal{P}_\nu / D_{z\nu}} = \sqrt{\mathcal{P}_{\text{п}}/\ell}$.

Если сигнал и помеховая составляющая находятся в одном μ-м канале

$$\gamma_\mu(t) = \varepsilon_\mu(t) + n_\mu(t) = \varepsilon_\mu(t) + a z_\mu(t),$$
$$(k-1)T \le t \le kT, \qquad (3)$$

то реакция косинусной (c) и синусной (s) ветвей канала на аддитивную смесь (3) принимает вид

$$\begin{cases} y_{\gamma c\mu} = \frac{1}{T}\int\limits_{(k-1)T}^{kT} \gamma_\mu(t) u_{\text{оп}\,\mu}(t)\,dt = y_{\varepsilon c\mu} + a y_{zc\mu}, \\ y_{\gamma s\mu} = \frac{1}{T}\int\limits_{(k-1)T}^{kT} \gamma_\mu(t) \hat{u}_{\text{оп}\,\mu}(t)\,dt = y_{\varepsilon s\mu} + a y_{zs\mu}, \end{cases} \qquad (4)$$

причем отклики на сигнал $y_{\varepsilon c\mu}$, $y_{\varepsilon s\mu}$ и помеху $y_{zc\mu}$, $y_{zs\mu}$ определяются выражениями

$$\begin{cases} y_{\varepsilon c\mu} = \frac{1}{T}\int\limits_{(k-1)T}^{kT} \varepsilon_\mu(t) u_{\text{оп}\mu}(t)dt = \frac{U_\varepsilon}{2}\cos\Theta_\mu, \\ y_{\varepsilon s\mu} = \frac{1}{T}\int\limits_{(k-1)T}^{kT} \varepsilon_\mu(t) \hat{u}_{\text{оп}\mu}(t)dt = \frac{U_\varepsilon}{2}\sin\Theta_\mu, \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} y_{zc\mu} = \frac{1}{T}\int\limits_{(k-1)T}^{kT} z_\mu(t) u_{\text{оп}\,\mu}(t)dt = V_\mu\cos\beta_\mu, \\ y_{zs\mu} = \frac{1}{T}\int\limits_{(k-1)T}^{kT} z_\mu(t) \hat{u}_{\text{оп}\,\mu}(t)dt = V_\mu\sin\beta_\mu, \end{cases}$$

где $\Theta_\mu = (\phi_{\varepsilon\mu} - \phi_{\text{оп}\,\mu})$ – разность начальных фаз сигнала ($\phi_{\varepsilon\mu}$) и опорных напряжений ($\phi_{\text{оп}\,\mu}$) в рассматриваемом канале ПРУ, а параметры V_μ и β_μ определяются выражениями

$$V_\mu = \sqrt{y_{zc\mu}^2 + y_{zs\mu}^2}\,,$$

$$\beta_\mu = \text{arctg}(y_{zs\mu} / y_{zc\mu}). \quad (6)$$

Опорные напряжения $u_{\text{оп}\,\mu}(t)$ и $\hat{u}_{\text{оп}\,\mu}(t)$ в выражениях (4) – (5), связанные, как известно [4], преобразованиями Гильберта, запишем в обобщенном виде, удобном для решения задачи синтеза оптимальных помех приемникам различных простых и сложных m-ичных ортогональных сигналов:

$$u_{\text{оп}\,\mu}(t) = b_\mu(t)\cos[\psi_\mu(t)],$$

$$\hat{u}_{\text{оп}\,\mu}(t) = b_\mu(t)\sin[\psi_\mu(t)],$$

$$(k-1)T \le t \le kT\,, \quad (7)$$

где $b_\mu(t)$ и $\psi_\mu(t)$ – закон расширения спектра и полная фаза опорного напряжения соответственно. Отклик рассматриваемого канала на аддитивную смесь (3) сигнала $\varepsilon_\mu(t)$ и составляющей помехи $n_\mu(t)$ с учетом обозначения $\alpha_\mu = \Theta_\mu - \beta_\mu$ представим на основании (4) – (5) в виде

$$x_{\text{сп}\,\mu} = \sqrt{y_{\gamma c\mu}^2 + y_{\gamma s\mu}^2} =$$

$$= \sqrt{(U_\varepsilon/2)^2 + a^2V_\mu^2 + aV_\mu U_\varepsilon\cos\alpha_\mu}\,. \quad (8)$$

Из (8) непосредственно следуют необходимые для дальнейших выкладок выражения отклика канала только на сигнал (при $V_\mu = 0$):

$$x_{\text{с}} = U_\varepsilon / 2 \quad (9)$$

или только на составляющую помехи (при $U_\varepsilon = 0$):

$$x_{\text{п}\,\mu} = aV_\mu\,. \quad (10)$$

Найдем общие условия, которым должна удовлетворять оптимальная помеха из класса квазислучайных воздействий, каждое из которых обеспечивает постоянный по величине отклик в соответствующем канале в конце любого k-го, k=1, 2, 3 …, временного интервала. Кроме того, положим, что отклики каналов на соответствующие помеховые воздействия по величине одинаковы: $V_\mu = V$, $x_{\text{п}\,\mu} = x_{\text{п}}$, $\mu = \overline{1,m}$. Такое допущение обеспечивает, как будет показано, наибольшую вероятность искажения посылок m-ичного сигнала.

Условия оптимальности получим из анализа обобщенного выражения вероятности искажения посылок сигнала в рассматриваемом ПРУ, в которое помеха входит в общем виде, не раскрывающем ее структуру. Указанное выражение найдем, используя (1) – (10), для трех ситуаций, охватывающих все возможные случаи распределения общей мощности помехи по ℓ каналам ПРУ: $\ell = m$, $1 < \ell < m$, $\ell = 1$.

1. Вероятность искажения посылки для первой ситуации ($\ell = m$)

Вероятность искажения k-й посылки сигнала $\overline{p}_k$ будет равна вероятности $\Pr\{\cdot\}$ того, что отклик канала на аддитивную смесь сигнала и помехи (8) окажется меньше отклика только на помеху (10):

$$\overline{p}_k = \Pr\{x_{\text{сп}\,\mu} < x_{\text{п}\,\nu}\} = \Pr\{x_{\text{сп}\,\mu} < x_{\text{п}}\}. \quad (11)$$

Подставляя (8) и (10) в (11), после несложных преобразований получим

$$\overline{p}_k = \Pr\left\{\cos\alpha_\mu < -\left[(U_\varepsilon\sqrt{m})\big/(4V\sqrt{\mathcal{P}_{\text{п}}})\right]\right\}. \quad (12)$$

Если ввести обозначения $\cos\alpha_\mu = \vartheta$, $(U_\varepsilon\sqrt{m})/(4V\sqrt{\mathcal{P}_{\text{п}}}) = \vartheta_0$ и учесть, что плотность вероятности случайной величины ϑ подчиняется закону [7] $W(\vartheta) = 1/(\pi\sqrt{1-\vartheta^2})$, $-1 \le \vartheta \le 1$, то после интегрирования в пределах от -1 до $-\vartheta_0$ выражение (12) принимает вид

$$\overline{p}_k = \begin{cases} (1/\pi)\arccos[(U_\varepsilon\sqrt{m})/(4V\sqrt{\mathcal{P}_\text{п}})], & 0 \le [(U_\varepsilon\sqrt{m})/(4V\sqrt{\mathcal{P}_\text{п}})] \le 1, \\ 0, & [(U_\varepsilon\sqrt{m})/(4V\sqrt{\mathcal{P}_\text{п}})] > 1. \end{cases} \quad (13)$$

2. Вероятность искажения посылки для второй ситуации ($1 < \ell < m$)

На выходах ℓ каналов, в которых действуют составляющие помехи мощностью $\mathcal{P}_\text{v} = \mathcal{P}_\text{п}/\ell$, напряжения будут отличны от нуля, а на выходах остальных $m - \ell$ каналов отклики от помехи будут отсутствовать. Вероятность $\overline{p}_k$ определим, используя формулу полной вероятности [7]:

$$\overline{p}_k = P(H_1)p_k(\text{ош}/H_1) + P(H_2)p_k(\text{ош}/H_2), \quad (14)$$

где $P(H_1)$ и $P(H_2)$ – вероятности гипотез, заключающихся в том, что полезный сигнал попадает в любой из каналов, в которых действуют составляющие помехи (гипотеза H_1), или не попадает в эти каналы (гипотеза H_2); $p_k(\text{ош}/H_1)$ и $p_k(\text{ош}/H_2)$ – условные вероятности ошибочного (ош) приема посылки сигнала при истинности гипотез H_1 и H_2 соответственно.

Очевидно, что для рассматриваемой ситуации

$$P(H_1) = \ell/m,$$

$$P(H_2) = 1 - P(H_1) = (m-\ell)/m. \quad (15)$$

Далее найдем условные вероятности $p_k(\text{ош}/H_1)$ и $p_k(\text{ош}/H_2)$.

Гипотеза H_1 соответствует предыдущей ситуации, за исключением количества каналов ℓ, по которым распределена общая мощность помехи $1 < \ell < m$. Поэтому условная вероятность $p_k(\text{ош}/H_1)$ определяется выражением (13), в котором вместо m необходимо поставить символ ℓ:

$$p_k(\text{ош}/H_1) = \begin{cases} (1/\pi)\arccos[(U_\varepsilon\sqrt{\ell})/(4V\sqrt{\mathcal{P}_\text{п}})], & 0 \le [(U_\varepsilon\sqrt{\ell})/(4V\sqrt{\mathcal{P}_\text{п}})] \le 1, \\ 0, & [(U_\varepsilon\sqrt{\ell})/(4V\sqrt{\mathcal{P}_\text{п}})] > 1. \end{cases} \quad (16)$$

В случае истинности гипотезы H_2 приемно-решающее устройство сравнивает отклик (9) с одинаковыми откликами (10). Поскольку отклики (9) и (10) являются детерминированными величинами, то условная вероятность $p_k(\text{ош}/H_2)$ носит пороговый характер и определяется выражением

$$p_k(\text{ош}/H_2) = \begin{cases} 1, & V \ge [(U_\varepsilon\sqrt{\ell})/(2\sqrt{\mathcal{P}_\text{п}})], \\ 0, & 0 < V < [(U_\varepsilon\sqrt{\ell})/(2\sqrt{\mathcal{P}_\text{п}})]. \end{cases} \quad (17)$$

Подставляя (15) – (17) в (14), получим выражение искомой вероятности для второй ситуации:

$$\overline{p}_k = \begin{cases} 0, & 0 \le V \le U_\varepsilon\sqrt{\ell}/(4\sqrt{\mathcal{P}_\text{п}}), \\ [\ell/(m\pi)]\arccos[U_\varepsilon\sqrt{\ell}/(4V\sqrt{\mathcal{P}_\text{п}})], & U_\varepsilon\sqrt{\ell}/(4\sqrt{\mathcal{P}_\text{п}}) < V \le U_\varepsilon\sqrt{\ell}/(2\sqrt{\mathcal{P}_\text{п}}), \\ [\ell/(m\pi)]\arccos[U_\varepsilon\sqrt{\ell}/(4V\sqrt{\mathcal{P}_\text{п}})] + (1-\ell/m), & V > U_\varepsilon\sqrt{\ell}/(2\sqrt{\mathcal{P}_\text{п}}). \end{cases} \quad (18)$$

3. Вероятность искажения посылки для третьей ситуации ($\ell = 1$)

В этом случае помеха мощностью $\mathcal{P}_\text{п}$ сосредоточена в любом одном из m каналов ПРУ, а вероятность искажения посылки сигнала определяется формулой (14), в которой гипотезы H_1 и H_2 имеют тот же смысл, что и для второй ситуации. Вероятности гипотез для третьей ситуации равны

$$P(H_1) = 1/m,$$

$$P(H_2) = 1 - P(H_1) = (m-1)/m. \quad (19)$$

Найдем условные вероятности $p_k(\text{ош}/H_1)$ и $p_k(\text{ош}/H_2)$. При попадании сигнала и помехи в один и тот же канал, с учетом (8), вероятность $p_k(\text{ош}/H_1)$ принимает вид

$$p_k(\text{ош}/H_1) = \Pr\{x_{\text{сп}\,\mu} < 0\} = 0, \qquad (20)$$

поскольку неравенство $x_{\text{сп}\,\mu} < 0$ не может быть истинным ни при каких неотрицательных значениях напряжения $x_{\text{сп}\,\mu}$. Условная вероятность $p_k(\text{ош}/H_2)$ при истинности гипотезы H_2 имеет пороговый характер и определяется выражением (17), в котором необходимо положить $\ell = 1$:

$$p_k(\text{ош}/H_2) = \begin{cases} 1, \ V \ge [U_\varepsilon/(2\sqrt{\mathcal{P}_\text{п}})], \\ 0, \ 0 < V < [U_\varepsilon/(2\sqrt{\mathcal{P}_\text{п}})]. \end{cases} \qquad (21)$$

После подстановки (19) – (21) в (14) получим выражение искомой вероятности для третьей ситуации:

$$\overline{p}_k = \begin{cases} (m-1)/m, \ V \ge [U_\varepsilon/(2\sqrt{\mathcal{P}_\text{п}})], \\ 0, \ 0 < V < [U_\varepsilon/(2\sqrt{\mathcal{P}_\text{п}})]. \end{cases} \qquad (22)$$

Из анализа (13) и (18) следует, что при фиксированной мощности $\mathcal{P}_\text{п}$ помехи $n(t)$ вероятность $\overline{p}_k$ монотонно повышается при увеличении отклика канала $V_\nu = V$ на помеху $z_\nu(t)$ и уменьшении величины ℓ. Кроме того, из (13), (18) и (22) видно, что при $\mathcal{P}_\text{п} = const$ и увеличении отклика V на помеху $z_\nu(t)$ необходимо пропорционально повышать амплитуду сигнала U_ε для того, чтобы обеспечить $\overline{p}_k = 0$.

Таким образом, для обеспечения наибольшей вероятности искажения посылок сигнала необходимо сосредоточить мощность помехи в любом одном канале ПРУ и найти такую структуру помехи, которая обеспечивала бы наибольший отклик в этом канале.

Сформулируем и решим задачу синтеза оптимальной помехи.

Поскольку отклик V_ν, как следует из второго выражения в (5) и (6), является функционалом от вида (структуры) помехи $z_\nu(t)$, то отсюда возникает следующая вариационная изопериметрическая задача: необходимо найти структуру помехи $z_\nu(t)$, $\nu = \overline{1,m}$, которая при заданной мощности

$$\frac{1}{T}\int\limits_{(k-1)T}^{kT} z_\nu^2(t)dt = D_{z\nu}, \qquad (23)$$

постоянной на интервале приема посылки сигнала, доставляет максимум функционалу V_ν из (6).

Эту вариационную задачу сформулируем в виде

$$z_{\nu\ opt}(t) = \arg\max_{z_\nu(t)} V_\nu = \arg\max_{z_\nu(t)} \sqrt{y_{zc\nu}^2 + y_{zs\nu}^2}$$

при ограничении на мощность помехового воздействия в виде (23).

Данная вариационная задача на условный экстремум сводится к задаче на безусловный экстремум дополнительного функционала [8]

$$J_\nu = \sqrt{y_{zc\nu}^2 + y_{zs\nu}^2} + \lambda D_{z\nu}, \qquad (24)$$

где λ – множитель Лагранжа, а $D_{z\nu}$ определяется выражением (23).

Пусть помеховое воздействие $z_{\nu\ opt}(t)$, доставляющее максимум функционалу (24), является одной из функций, включенных в однопараметрическое семейство допустимых функций [8]:

$$z_\nu(t,\rho) = z_{\nu\ opt}(t) + \rho\eta(t), \qquad (25)$$

где ρ – достаточно малое число, а произвольная функция $\eta(t)$ удовлетворяет условиям [8] $\eta[(k-1)T] = \eta(kT) = 0$, $\eta(t) \ne 0$ при $(k-1)T < t < kT$.

Подставляя (25) и (7) во второе выражение в (5) и в (23), а затем их в (24), находя производную полученного функционала по параметру ρ, приравнивая в производной $\rho = 0$, найдем выражение для первой вариации функционала (24):

$$\frac{\partial J_\nu}{\partial \rho} = \frac{1}{T}\int\limits_{(k-1)T}^{kT} \left\{ \frac{y_{zc\nu} b_\nu(t)\cos[\psi_\nu(t)] + y_{zs\nu} b_\nu(t)\sin[\psi_\nu(t)]}{\sqrt{y_{zc\nu}^2 + y_{zs\nu}^2}} + 2\lambda z_{\nu\ opt}(t) \right\} \eta(t)dt .$$

Приравнивая к нулю эту вариацию, получим уравнение Эйлера [8] – необходимое условие экстремума функционала (24). Из уравнения Эйлера с учетом второго выражения в (5) получим аналитическое выражение для помехового воздействия $z_\nu(t) = z_{\nu\ opt}(t)$, обеспечивающего максимум выходного напряжения ν-го, $\nu = \overline{1,m}$, канала ПРУ:

$$z_{\nu\ opt}(t) = (-1/[2\lambda])b_\nu(t)\cos[\psi_\nu(t) - \beta_\nu],$$
$$(k-1)T \le t \le kT. \qquad (26)$$

Множитель Лагранжа λ определим путем подстановки (26) в (23):

$$\lambda = \mp\sqrt{1/(8D_{z\nu})}. \qquad (27)$$

Подставляя (27) в (26), получим искомое выражение оптимального помехового воздействия $z_{\nu\ opt}(t)$, обеспечивающего максимум отклика V_ν в ν-м канале ПРУ m-ичных сигналов:

$$z_{\nu\ opt}(t) = \pm\sqrt{2D_{z\nu}}b_\nu(t)\cos[\psi_\nu(t) - \beta_\nu],$$
$$(k-1)T \le t \le kT. \qquad (28)$$

Полученное выражение оптимального помехового воздействия для ν-го канала, $\nu = \overline{1,m}$, с точностью до начальной фазы и амплитуды совпадает со структурой опорных напряжений в этом канале.

Так как некогерентный корреляционный приемник инвариантен к начальной фазе принимаемого сигнала, то начальная фаза β_ν помехового воздействия (28) может быть любой. Поэтому естественно положить ее постоянной на интервале приема k-й посылки сигнала и изменяющейся от посылки к посылке по равномерному закону: $W(\varphi_\text{п}) = 1/(2\pi)$, $0 \le \varphi_\text{п} \le 2\pi$. Учитывая это, знак «–» перед формулой (28) можно опустить. В результате получим окончательное выражение для оптимального помехового воздействия, обеспечивающего максимум отклика V_ν в ν-м канале, $\nu = \overline{1,m}$:

$$z_{\nu\ opt}(t) = \sqrt{2D_{z\nu}}b_\nu(t)\cos[\psi_\nu(t) - \phi_\text{п}],$$
$$(k-1)T \le t \le kT, \qquad (29)$$

где $\sqrt{2D_{z\nu}}$ – амплитуда помехового воздействия, причем $D_{z\nu} = 1$.

После подстановки (29) в (2) при $\ell = 1$ получим искомое выражение оптимальной помехи некогерентному приемнику ортогональных m-ичных сигналов:

$$n_{\nu\ opt}(t) = \sqrt{2\mathcal{P}_\text{п}}b_\nu(t)\cos[\psi_\nu(t) - \phi_\text{п}],$$
$$(k-1)T \le t \le kT.$$

Далее выполним оценку эффективности оптимальной помехи.

Вначале найдем величину отклика V_ν, $\nu = \overline{1,m}$, на помеховое воздействие (29). После подстановки (29) во второе выражение в (5), а его в (6) получим $V_\nu = V = 1/\sqrt{2}$. Подставляя найденное значение V в (13), (18) и (22), получим искомые выражения вероятности искажения посылок сигнала:

– для первой ситуации ($\ell = m$):

$$\overline{p}_k = \begin{cases} (1/\pi)\arccos[\sqrt{m}/(2h_\text{п})], & h_\text{п} > \sqrt{m}/2, \\ 0, & 0 < h_\text{п} \le \sqrt{m}/2, \end{cases} \qquad (30)$$

где $h_\text{п} = \sqrt{(2\mathcal{P}_\text{п})/U_\varepsilon^2} = \sqrt{\mathcal{P}_\text{п}/\mathcal{P}_\varepsilon}$;

– для второй ситуации ($1 < \ell < m$):

$$\overline{p}_k = \begin{cases} 0, & 0 < h_\text{п} \le \sqrt{\ell}/2, \\ [\ell/(m\pi)]\arccos[\sqrt{\ell}/(2h_\text{п})], & \sqrt{\ell}/2 < h_\text{п} \le \sqrt{\ell}, \\ [\ell/(m\pi)]\arccos[\sqrt{\ell}/(2h_\text{п})] + (m-\ell)/m, & h_\text{п} > \sqrt{\ell}; \end{cases} \qquad (31)$$

– для третьей ситуации ($\ell = 1$):

$$\overline{p}_k = \begin{cases} (m-1)/m, & h_\text{п} \ge 1, \\ 0, & 0 < h_\text{п} < 1. \end{cases} \qquad (32)$$

На рис. 1 приведены зависимости вероятностей искажения посылок сигнала от отношения помеха – сигнал $h_\text{п}^2$ при $m = 32$ для трех ситуаций распределения мощности помехи по

каналам ПРУ: штрихпунктирная линия – ситуация 1, штриховая линия – ситуация 2, сплошная линия – ситуация 3. Видно, что самой эффективной является, как и следовало ожидать, помеха, представляющая собой воздействие, согласованное с любым, только одним ($\ell = 1$) из ν каналов ПРУ (ситуация 3). Указанная помеха применительно к $m = 32$ обеспечивает вероятность искажения посылки сигнала $\overline{p}_k = (m-1)/m = 31/32$ при $h_{\text{п}}^2 \geq 1$. Практически такую же вероятность искажения посылки сигнала обеспечивает двухканальная ($\ell = 2$) помеха. Однако она вдвое проигрывает по мощности одноканальной ($\ell = 1$) помехе. С ростом ℓ, как видно из рис. 1, эффективность ℓ-канальной помехи снижается. Поэтому помеха, представляющая собой сумму из $\ell = m = 32$ помеховых воздействий, каждое из которых согласовано со своим каналом ПРУ (ситуация 1), обладает наименьшей эффективностью: при $h_{\text{п}}^2 \to \infty$ вероятность $\overline{p}_k = 1/2$.

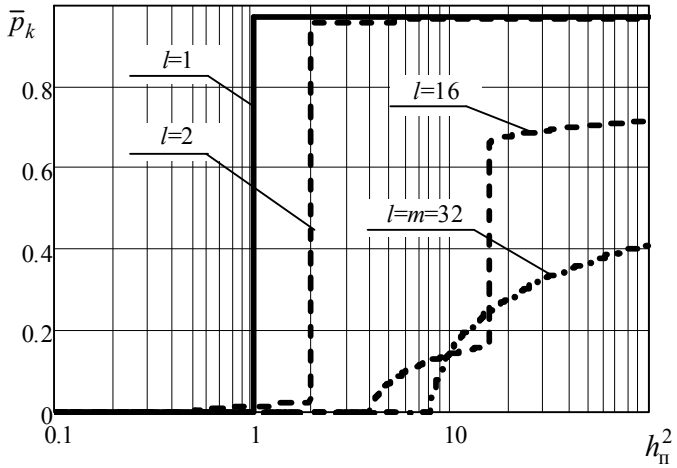


Рис. 1. Зависимости вероятностей искажения посылок сигнала при различном распределении мощности синтезированной помехи по каналам ПРУ

Выполним сравнительную оценку эффективности оптимальной и гауссовской помех.

Для оценки эффективности гауссовской помехи воспользуемся соответствующими выражениями вероятностей искажения этой помехой посылок m-ичных незамирающих сигналов в рассматриваемых приемниках. Как и при оценке эффективности оптимальной помехи, положим, что мощность $\mathcal{P}_{\text{п}}$ гауссовской помехи $\xi(t)$ оказывается значительно больше мощности $\mathcal{P}_{\text{ш}}$ собственных шумов приемника в полосе его пропускания.

Вначале получим выражение вероятности искажения посылок m-ичного незамирающего простого сигнала в корреляционном некогерентном приемнике с частотным разделением каналов. Рассмотрим два крайних случая распределения мощности гауссовской помехи $\xi(t)$ по каналам этого приемника: равномерно по всем m каналам приемника и в любом одном из m каналов.

Если отношение мощности гауссовской помехи $\mathcal{P}_{\text{п}}$ к мощности незамирающего сигнала $\mathcal{P}_{\varepsilon} = U_{\varepsilon}^2/2$ на входе приемника обозначить через

$$h_{\text{п}}^2 = \mathcal{P}_{\text{п}}/\mathcal{P}_{\varepsilon}, \qquad (33)$$

то при равномерном распределении мощности $\mathcal{P}_{\text{п}}$ по всем m каналам получим выражение отношения помеха – сигнал в одном канале

$$h_{\text{I}}^2 = \mathcal{P}_{\text{п}}/m\mathcal{P}_{\varepsilon} = h_{\text{п}}^2/m. \qquad (34)$$

Если мощность гауссовской помехи $\xi(t)$ сосредоточена в одном канале, то с учетом введенных определений и обозначений выражение вероятности искажения k-й посылки сигнала принимает вид

$$\overline{p}_k = [(m-1)/m]\Pr\{U > U_{\varepsilon}/2\}, \qquad (35)$$

где $U_{\varepsilon}/2$, U – отклики каналов рассматриваемого приемника только на сигнал $\varepsilon_{\mu}(t)$ и только на

помеху $\xi(t)$, а $(m-1)/m$ – вероятность гипотезы, заключающейся в том, что сигнал и помеха находятся в разных каналах.

Учтем, что отклик U подчиняется рэлеевскому закону [7]

$$W(U) = (U/\sigma_U^2)\exp[-U^2/(2\sigma_U^2)] \qquad (36)$$

с параметром σ_U^2, связанным с мощностью $\mathcal{P}_\text{п}$ гауссовской помехи, согласованной по спектру с полосой пропускания этого канала, формулой [9] $\sigma_U^2 = \mathcal{P}_\text{п}/4$.

После подстановки (36) в (35) и последующего интегрирования (36) от $U_\varepsilon/2$ до ∞ получим искомое выражение вероятности искажения k-й посылки m-ичного простого незамирающего сигнала гауссовской помехой, сосредоточенной в одном канале рассматриваемого приемника:

$$\overline{p}_k = [(m-1)/m]\exp(-1/h_\text{п}^2), \qquad (37)$$

где $h_\text{п}^2$ определяется формулой (33).

Если мощность $\mathcal{P}_\text{п}$ гауссовской помехи $\xi(t)$ распределена равномерно по всем m каналам рассматриваемого приемника, то с учетом (33) и (34) вероятность искажения k-й посылки простого незамирающего m-ичного сигнала этой помехой определяется выражением [4]:

$$\overline{p}_k = \sum_{r=1}^{m-1}(-1)^{r+1}C_{(m-1)}^{r}\frac{1}{r+1}\exp\{-rm/[(r+1)h_\text{п}^2]\}. \qquad (38)$$

Теперь получим выражение для вероятности искажения посылок m-ичного незамирающего сложного сигнала в некогерентном корреляционном приемнике с кодовым разделением каналов. На входе этого приемника присутствует один из m ортогональных сложных сигналов $\varepsilon_\mu(t)$ мощностью $\mathcal{P}_\varepsilon = U_\varepsilon^2/2$ и шириной спектра Δf_ε, а также гауссовская помеха $\xi(t)$ мощностью $\mathcal{P}_\text{п}$. В приемниках с кодовым разделением каналов отсутствует возможность сосредоточения гауссовской помехи только в одном канале. Поэтому далее учтем, что отклики гауссовской помехи с $\Delta f_\text{п} \approx \Delta f_\varepsilon$ присутствуют на выходах всех m каналов приемника. В этом случае вероятность искажения k-й посылки сложного m-ичного незамирающего сигнала в рассматриваемом приемнике также определяется выражением (38), которое непосредственно следует из [9, ф. (21)] после подстановки в упомянутую формулу (21) соотношения $2h_{j\ \text{вых}}^2 = \mathcal{P}_\text{п}/(\mathcal{P}_\varepsilon \cdot B) = h_\text{п}^2/m$, вытекающего из [9, ф. (22) – (24)].

Таким образом, вероятность искажения посылок m-ичных незамирающих сигналов в некогерентных корреляционных приемниках с частотным или кодовым разделением каналов оказывается одинаковой в случае, если гауссовская помеха распределена равномерно по всем m каналам приемника; эта вероятность определяется выражением (38).

Для корректного сравнения эффективностей оптимальной и гауссовской помех выразим зависимости (33), (37) и (38) от отношений пиковых мощностей помехи и сигнала на входе рассматриваемого приемника. Это объясняется тем, что существующие передатчики помех имеют ограничение по пиковой мощности. Для оптимальной помехи отношение помеха-сигнал по пиковым и эффективным мощностям оказывается одинаковым. Для гауссовской помехи при переходе в выражениях (37) и (38) от отношения помеха–сигнал $h_\text{п}^2 = \mathcal{P}_\text{п}/\mathcal{P}_\varepsilon$ по эффективным мощностям к отношению помеха-сигнал $h_\text{пик}^2 = (U_\text{пик}/U_\varepsilon)^2$ по пиковым мощностям, где $U_\text{пик}$ – пиковое значение гауссовской помехи в соответствующем канале приемника, учтем [7], что $U_\text{пик} \approx \Pi\sqrt{\mathcal{P}_\text{п}}$, где Π – пикфактор гауссовской помехи, который для интересующих вероятностей искажения посылок $\overline{p}_k \geq 1{,}5\cdot 10^{-3}$ принимает значение $\Pi \approx 3$. С учетом изложенного,

$$h_\text{п}^2 = \mathcal{P}_\text{п}/\mathcal{P}_\varepsilon \approx h_\text{пик}^2/4{,}5. \qquad (39)$$

На рис. 2 приведены зависимости вероятности искажения посылок сигнала в некогерентных приемниках m-ичных сигналов от отношения помеха–сигнал по пиковой мощности, построенные по формулам: (32) – для оптимальной помехи (сплошная линия), (37) с учетом (39) – для гауссовской помехи, мощность которой сосредоточена в одном канале ПРУ с частотным разделением каналов (штриховая линия), (38) с учетом (39) – для гауссовской помехи, мощность которой равномерно

распределена по всем каналом ПРУ с частотным и кодовым разделением каналов (пунктирная линия).

Анализ зависимостей, представленных на рис. 2, показывает, что гауссовская помеха, мощность которой равномерно распределена по всем m каналам рассматриваемых приемников, по эффекту воздействия существенно уступает оптимальной помехе. Наибольшая эффективность воздействия гауссовской помехи достигается для некогерентного приемника m-ичных сигналов с частотным разделением каналов, если всю ее мощность сосредоточить в одном ($l=1$) канале, но даже в этом случае она значительно уступает оптимальной помехе: при $h^2_{\text{пик}} \geq 1$ оптимальная помеха обеспечивает вероятность искажения $\overline{p}_k \approx 0{,}97$, гауссовская помеха обеспечивает $\overline{p}_k \approx 0{,}5$ только при $h^2_{\text{пик}} \approx 7$, а значение $\overline{p}_k \approx 0{,}97$ достигается при $h^2_{\text{пик}} \to \infty$.

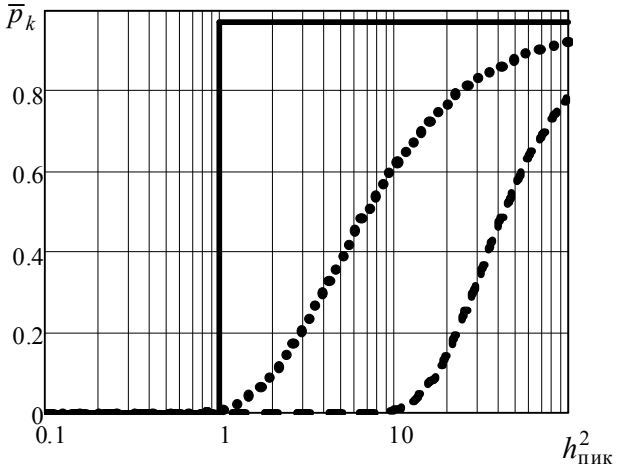


Рис. 2. Зависимости вероятности искажения посылок сигнала в некогерентных приемниках оптимальной и гауссовской помехами

Выводы

Синтезированная на основе решения вариационной изопериметрической задачи оптимальная помеха некогерентным корреляционным приемникам m-ичных ортогональных в усиленном смысле сигналов представляет собой помеховое воздействие с постоянной амплитудой и случайной начальной фазой, у которого несущая частота, закон фазовой манипуляции, длительность посылок, а также их тактовые моменты совпадают с соответствующими параметрами опорных напряжений любого из каналов рассматриваемого приемника.

Из сравнительного анализа эффективности воздействия оптимальной и гауссовской помех на рассматриваемые приемники m-ичных сигналов следует:

1) оптимальная помеха обеспечивает наибольшую и предельно достижимую вероятность искажения посылок сигнала при заданной пиковой мощности помехового воздействия;

2) максимальная эффективность воздействия гауссовской помехи достигается при сосредоточении всей мощности этой помехи в одном канале приемно-решающего устройства, что возможно только для приемников с частотным разделением каналов. Однако и в этом случае гауссовская помеха при одной и той же пиковой мощности существенно проигрывает оптимальной помехе.

Литература

1. *Либоу И.* Система связи через ИСЗ с подвижными объектами / И. Либоу, Л. Джордан, П. Друйе // Труды инженеров по электротехнике и радиоэлектронике (ТИИЭР). – 1971. – Т. 59, № 2. – С. 31 – 37.

2. Тропосферная связь / Л.И. Яковлев [и др.]. – М. : Военное издательство, 1984.

3. *Клименко Н.Н.* Объединенная система распределения тактической информации «Джитидс» / Н.Н. Клименко, В.В. Кисель, А.Н. Гончар // Зарубежная радиоэлектроника. – 1988. – № 5. – С. 86 – 96.

4. *Финк Л.М.* Теория передачи дискретных сообщений / Л.М. Финк. – М. : Сов. радио. – 1970.

5. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии / под ред. В.Г. Радзиевского. – М. : Радиотехника, 2006.

6. *Агафонов А.А.* Методология и результаты синтеза и оценки эффективности преднамеренных помех приемникам дискретных сигналов / А.А. Агафонов, К.Ю. Ложкин, В.Н. Поддубный // Радиотехника и электроника. – 2003. – Т. 48, № 8. – С. 956 – 962.

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

8. *Романовский П.И.* Общий курс математического анализа в сжатом изложении / П.И. Романовский. – М. : Физматгиз, 1966.

9. *Каунов А.Е.* Воздействие различных видов заградительных помех на линию радиосвязи с программной перестройкой рабочей частоты / А.Е. Каунов, В.Н. Поддубный // Радиотехника. – 2006. – № 6. – С. 58 – 63.

Статья поступила в редакцию 2 июля 2012 г.

УДК 621.391.372.019

СРЕДНИЙ КВАДРАТ ОШИБКИ ПЕРЕДАЧИ ПРИ ИНТЕРПОЛЯЦИИ ОЦЕНКИ СООБЩЕНИЯ И ЛОГАРИФМИЧЕСКОМ КВАНТОВАНИИ ПО УРОВНЮ

Н.И. Козленко, с.н.с., тел.: (473) 252-12-44
А.Н. Мокроусов, консультант, тел.: (473) 252-25-60

ОАО «Концерн «Созвездие»

Получены минимальные значения среднего квадратического отклонения передачи при оптимальных значениях коэффициента сжатия и шага квантования по уровню в случае логарифмического компрессора.

Ключевые слова: *импульсно-кодовая модуляция, среднее квадратическое отклонение, компандирование, шаг квантования, квантование по уровню.*

TRANSMISSION ERROR MEAN-SQUARE WITH INTERPOLATION OF MESSAGE ESTIMATION AND LOGARITHMIC AMPLITUDE QUANTIZATION

N.I. Kozlenko, candidate of technical sciences, tel.: (473) 252-12-44
A.N. Mokrousov, consultant, tel.: (473) 252-25-60

JSC «Sozvezdie» Concern»

The minimal values of transmission standard deviation with the optimal values of compression factor and amplitude quantization step in case of the logarithmic compressor are received.

Key words: *pulse-code modulation*, *standard deviation*, *companding*, *quantization step*, *amplitude quantization.*

Исследования оценки помехоустойчивости передачи непрерывных сообщений методом импульсно-кодовой модуляции (ИКМ) для различных видов интерполяции оценки передаваемого сообщения: ступенчатой, линейной и экстремальной – представляют практический интерес. При этом оценка помехоустойчивости должна проводиться для разных видов квантователей передаваемого сообщения по уровню. Для этого должны быть получены оптимальные значения порогов и уровней квантования, шага квантования по уровню $\Delta_{\text{опт}}$, при которых обеспечивается минимальное значение среднего квадратического отклонения (СКО) передачи, а также минимальные СКО передачи:

– гауссовского сигнала $\overline{\varepsilon^2_{0,\text{мин}}}$ при отсутствии помех в канале связи, то есть при $p_1 = p_2 = 0$;

– речевого сигнала $\overline{\varepsilon^2_{0,\Sigma,\text{мин}}}$ методом ИКМ по каналу связи с помехами для различных значений частоты квантования $f_{\text{кв}}$ и числа уровней квантования N при несимметричной ступенчатой интерполяции (НСИ).

Однако при практической реализации оптимального квантования по уровню при передаче речевого сообщения возникают определённые технические трудности в обеспечении требуемой точности значений оптимальных уровней и порогов квантования. Поэтому практическое применение нашёл метод компандирования (сжатия по уровню) передаваемого непрерывного сообщения в соответствии с заданным законом.

Компандирование (компрессия) может осуществляться двумя способами:

– путём неравномерного квантования передаваемого непрерывного сообщения в соответствии с заданным законом амплитудной компрессии;

– путём компрессии выборки сообщения с последующим равномерным квантованием по уровню.

Для уменьшения СКО предлагается логарифмический компрессор, характеристика которого описывается логарифмической функцией и для положительной (верхней) ветви имеет следующий вид:

$$y_{\oplus} = \frac{\ln\left[1+\mu\xi(t)\right]}{\ln\left(1+\mu\right)}. \qquad (1)$$

Для отрицательной (нижней) ветви характеристика компрессора определяется как

$$y_{\square} = \frac{\ln\left[1+\mu\left|\xi(t)\right|\right]}{\ln\left(1+\mu\right)}, \qquad (2)$$

где $y_{\oplus}$, $y_{\square}$ – соответственно положительные и отрицательные значения выходного сигнала;

$\xi(t)$ – положительные значения передаваемого входного сигнала;

$\left|\xi(t)\right|$ – модуль передаваемого входного сигнала на входе компрессора для отрицательных значений входного сигнала;

μ – коэффициент сжатия, характеризующий степень сжатия (компрессии) входного передаваемого сигнала по уровню.

Для симметричного квантователя характеристика компрессора описывается только выражением (1).

При равномерном квантовании шаг квантования по уровню сохраняется постоянным и равным

$$\Delta = \Psi^{(k+1)} - \Psi^{(k)}. \qquad (3)$$

В этом случае, с учетом (3), уровни и пороги квантования определяются следующими выражениями:

$$\Psi^{(k)} = \frac{2k-N-1}{2}\Delta \text{ при } k = 1, 2, 3, \ldots N,$$

$$\eta_k = \frac{2k-N}{2}\Delta \text{ при } k = 1, 2, 3, \ldots N-1, \qquad (4)$$

где Δ – шаг квантования.

Так как для компрессированного сигнала уровни квантования располагаются равномерно по шкале возможных значений сигнала, то, учитывая (1) и (4), получим выражение для определения уровней и порогов квантования при компрессировании входного сигнала по логарифмическому закону:

$$\Psi^{(k)} = \frac{\exp\left[\frac{2k-N-1}{2}\Delta\ln\left(1+\mu\right)\right]-1}{\mu},$$

$$\eta_k = \frac{\exp\left[\frac{2k-N}{2}\Delta\ln\left(1+\mu\right)\right]-1}{\mu}.$$

После преобразований данные выражения можно привести к окончательному виду

$$\Psi^{(k)} = \frac{\left(1+\mu\right)^{\frac{2k-N-1}{2}\Delta}-1}{\mu},$$

$$\eta_k = \frac{\left(1+\mu\right)^{\frac{2k-N}{2}\Delta}-1}{\mu}. \qquad (5)$$

Так как функцию плотности вероятности любого вида путём аппроксимации можно выразить через семейство гауссовских функций, то ограничимся рассмотрением случая передачи нормального непрерывного сообщения, двумерная плотность вероятности которого может быть представлена в виде [1]

$$W\left(\xi,\xi_i,\tau\right) = \\ = \frac{1}{\sigma_\xi^2}\sum_{n=0}^{\infty}\frac{R_\xi^n(\tau)}{n!}\Phi^{(n+1)}\left(\frac{\xi}{\sigma_\xi}\right)\Phi^{(n+1)}\left(\frac{\xi_i}{\sigma_\xi}\right), \qquad (6)$$

где σ_ξ^2 – дисперсия сигнала $\xi(t)$;

$R_\xi(\tau)$ – коэффициент корреляции сигнала $\xi(t)$;

$\Phi^{(n+1)}(z)$ – $(n+1)$-я производная интеграла вероятности:

$$\Phi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{z} e^{-\frac{x^2}{2}}dx. \qquad (7)$$

С учетом (6) получен следующий ряд вспомогательных выражений:

$$\int_{-\infty}^{\infty}\int_{\eta_{r-1}}^{\eta_r}\xi W\left(\xi,\xi_i,\tau\right)d\xi d\xi_i = -\sigma_\xi R_\xi(\tau)P^{(1)}\left[\Psi^{(r)}\right],$$

$$\int_{-\infty}^{\infty}\int_{\eta_{r-1}}^{\eta_r}\xi^2 W\left(\xi,\xi_i,\tau\right)d\xi d\xi_i = \\ = \sigma_\xi^2\left\{P\left[\Psi^{(r)}\right]+P^{(2)}\left[\Psi^{(r)}\right]R_\xi^2(\xi)\right\},$$

$$\int_{-\infty}^{\infty}\int_{\eta_{r-1}}^{\eta_r}W\left(\xi,\xi_i,\tau\right)d\xi d\xi_i = P\left[\Psi^{(r)}\right], \qquad (8)$$

где $P\left[\Psi^{(r)}\right] = \Phi\left(\frac{\eta_r}{\sigma_\xi}\right) - \Phi\left(\frac{\eta_{r-1}}{\sigma_\xi}\right)$,

$$P^{(1)}\left[\Psi^{(r)}\right] = \Phi^{(1)}\left(\frac{\eta_r}{\sigma_\xi}\right) - \Phi^{(1)}\left(\frac{\eta_{r-1}}{\sigma_\xi}\right),$$

$$P^{(2)}\left[\Psi^{(r)}\right]=\Phi^{(2)}\left(\frac{\eta_r}{\sigma_\xi}\right)-\Phi^{(2)}\left(\frac{\eta_{r-1}}{\sigma_\xi}\right). \qquad (9)$$

Используя [2] и учитывая (8) и (9), получим СКО передачи непрерывного сообщения для канала связи без помех:

$$\overline{\varepsilon_0^2}=\sigma_\xi^2+2\sigma_\xi\,\overline{\Psi}_{\xi\Psi^{(k)}}\left\langle R_\xi(\tau)\right\rangle+\overline{\Psi^2}, \qquad (10)$$

где $\overline{\Psi}_{\xi\Psi^{(k)}}=\sum_{k=1}^{N}\Psi^{(k)}P^{(1)}\left[\Psi^{(k)}\right]$,

$$\overline{\Psi^2}=\sum_{k=1}^{N}\left[\Psi^{(k)}\right]^2P\left[\Psi^{(k)}\right]. \qquad (11)$$

В качестве передаваемого непрерывного сообщения рассмотрим стационарный нормальный случайный сигнал (6) с нулевым математическим ожиданием, дисперсией σ_ξ^2 и коэффициентом корреляции вида [3]:

$$R_\xi(\tau)=e^{-\omega_\rho|\tau|}\cos\omega_0\tau, \qquad (12)$$

где $\omega_\rho=0{,}91735\cdot10^3$ с$^{-1}$, $\omega_0=2{,}0735\cdot10^3$ с$^{-1}$,

а также речевой сигнал. Причем в качестве речевого сигнала используется усредненная статистическая модель, описываемая в виде двух случайных процессов, характеризуемых плотностью вероятности следующего вида [4]:

$$W(\xi)=p_{\text{С}}W_{\text{С}}(\xi)+p_\Gamma W_\Gamma(\xi), \qquad (13)$$

где $p_{\text{С}}=0{,}62$, $p_\Gamma=0{,}38$ – вероятности появления согласных и гласных звуков в русской речи соответственно.

$W_{\text{С}}(\xi), W_\Gamma(\xi)$ – одномерные нормальные функции плотности вероятности сигналов согласных и гласных звуков соответственно со среднеквадратическими значениями, равными

$$\sigma_{\text{С}}=0{,}1\sigma_\xi,\ \sigma_\Gamma=1{,}4\sigma_\xi. \qquad (14)$$

Коэффициенты корреляции сигналов согласных и гласных звуков одинаковы и определяются выражением (12). Причем вид корреляционной функции (12) выбран из условия методики расчета разборчивости речи [5].

С учетом [2] и полученных формул окончательное выражение СКО передачи непрерывных сообщений методом ИКМ по дискретному несимметричному каналу связи с помехами для симметричного квантователя имеет вид

$$\overline{\varepsilon_\Pi^2}=\sigma_\xi^2+(1-p_1-p_2)\times$$
$$\times\left[2\sigma_\xi\,\overline{\Psi}_{\xi\Psi^{(k)}}\left\langle R_\xi(\tau)\right\rangle+(1-p_1-p_2)\overline{\Psi^2}\right]+$$
$$+\frac{4}{N}\left[p_1(1-p_1)+p_2(1-p_2)\right]\times$$
$$\times\sum_{k=\frac{N}{2}+1}^{N}\left[\Psi^{(k)}\right]^2+(p_1-p_2)^2\left[\Psi^{(N)}\right]^2. \qquad (15)$$

На основании (13) и (14) запишем выражение СКО передачи речевого сигнала:

$$\overline{\varepsilon_{\Pi,\Sigma}^2}=p_{\text{С}}\frac{\overline{\varepsilon_{\Pi,\text{С}}^2}}{\sigma_{\text{С}}^2}+p_\Gamma\frac{\overline{\varepsilon_{\Pi,\Gamma}^2}}{\sigma_\Gamma^2}, \qquad (16)$$

где $\overline{\varepsilon_{\Pi,\Sigma}^2}$ – нормированная относительно дисперсии величина СКО передачи речевого сигнала по каналу связи с помехами;

$\overline{\varepsilon_{\Pi,\text{С}}^2}$ – СКО передачи реализации сигнала, соответствующей передаче согласных звуков, определяемая выражением (15) при $\sigma_\xi=\sigma_{\text{С}}$;

$\overline{\varepsilon_{\Pi,\Gamma}^2}$ – СКО передачи реализации сигнала, соответствующей передаче гласных звуков, определяемая выражением (15) при $\sigma_\xi=\sigma_\Gamma$.

Используя условие, при котором СКО передачи минимальна для канала связи с помехами, т.е.

$$\frac{\partial\overline{\varepsilon_\Pi^2}}{\partial\Psi^{(k)}}=0,\frac{\partial\overline{\varepsilon_\Pi^2}}{\partial\eta_r}=0,$$

а также (9), (11), (15) и (16), получим следующие выражения для оптимальных уровней и порогов квантования при передаче речевого сигнала методом ИКМ по дискретному каналу связи с помехами:

$$\Psi^{(k)}_{\Pi,\Sigma,\text{опт}} = -\frac{(1-p_1-p_2)\left\langle R_\xi(\tau)\right\rangle\left\{\frac{1}{\sigma_C}P^{(1)}\left[\Psi^{(k)}_C\right]+\frac{1}{\sigma_\Gamma}P^{(1)}\left[\Psi^{(k)}_\Gamma\right]\right\}}{\left[\begin{array}{l}(1-p_1-p_2)^2\left\{\frac{1}{\sigma_C^2}P\left[\Psi^{(k)}_C\right]+\frac{1}{\sigma_\Gamma^2}P\left[\Psi^{(k)}_\Gamma\right]\right\}+\\ +\frac{2}{N}\left(\frac{1}{\sigma_C^2}+\frac{1}{\sigma_\Gamma^2}\right)\left[p_1(1-p_1)+p_2(1-p_2)\right]\end{array}\right]} \text{ при } k=1,2,...,N-1,$$

$$\Psi^{(N)}_{\Pi,\Sigma,\text{опт}} = -\frac{(1-p_1-p_2)\left\langle R_\xi(\tau)\right\rangle\left\{\frac{1}{\sigma_C}P^{(1)}\left[\Psi^{(N)}_C\right]+\frac{1}{\sigma_\Gamma}P^{(1)}\left[\Psi^{(N)}_\Gamma\right]\right\}}{\left[\begin{array}{l}(1-p_1-p_2)^2\left\{\frac{1}{\sigma_C^2}P\left[\Psi^{(N)}_C\right]+\frac{1}{\sigma_\Gamma^2}P\left[\Psi^{(N)}_\Gamma\right]\right\}+\\ +\left(\frac{1}{\sigma_C^2}+\frac{1}{\sigma_\Gamma^2}\right)\left\{\frac{2}{N}\left[p_1(1-p_1)+p_2(1-p_2)\right]+(p_1-p_2)^2\right\}\end{array}\right]} \text{ при } k=N,$$

$$\eta_{k,\Pi,\Sigma,\text{опт}} = (1-p_1-p_2)\,\eta_{k,\Sigma,\text{опт}}, \tag{17}$$

где $P^{(1)}\left[\Psi^{(k)}_C\right] = \Phi^{(1)}\left(\frac{\eta_k}{\sigma_C}\right) - \Phi^{(1)}\left(\frac{\eta_{k-1}}{\sigma_C}\right)$,

$$P^{(1)}\left[\Psi^{(k)}_\Gamma\right] = \Phi^{(1)}\left(\frac{\eta_k}{\sigma_\Gamma}\right) - \Phi^{(1)}\left(\frac{\eta_{k-1}}{\sigma_\Gamma}\right),$$

$$P\left[\Psi^{(k)}_C\right] = \Phi\left(\frac{\eta_k}{\sigma_C}\right) - \Phi\left(\frac{\eta_{k-1}}{\sigma_C}\right),$$

$$P\left[\Psi^{(k)}_\Gamma\right] = \Phi\left(\frac{\eta_k}{\sigma_\Gamma}\right) - \Phi\left(\frac{\eta_{k-1}}{\sigma_\Gamma}\right), \tag{18}$$

$\eta_{k,\Sigma,\text{опт}}$ – k-й порог квантования при отсутствии помех в канале связи, равный

$$\eta_{k,\Sigma,\text{опт}} = \frac{\Psi^{(k)}_{\Sigma,\text{опт}} + \Psi^{(k+1)}_{\Sigma,\text{опт}}}{2\left\langle R_\xi(\tau)\right\rangle}, \tag{19}$$

где $\Psi^{(k)}_{\Sigma,\text{опт}}, \Psi^{(k+1)}_{\Sigma,\text{опт}}$ – соответственно k-й и k + 1-й оптимальные уровни квантования при отсутствии помех в канале связи, определяемые из (17) при $p_1 = p_2 = 0$.

Среднее значение коэффициента корреляции передаваемого сигнала при НСИ вычисляется по формуле

$$\left\langle R_\xi(\tau)\right\rangle = \frac{1}{T}\int_0^T R_\xi(\tau)\mathrm{d}\tau. \tag{20}$$

Подставляя (12) в (20), получим для симметричной ступенчатой интерполяции (ССИ) оценки сообщения выражение

$$\left\langle R_\xi(\tau)\right\rangle = \frac{2\omega_0}{T\left(\omega_0^2+\omega_\rho^2\right)}\times$$

$$\times\left[\frac{\omega_\rho}{\omega_0} + e^{-\frac{\omega_\rho T}{2}}\left(\sin\frac{\omega_0 T}{2} - \frac{\omega_\rho}{\omega_0}\cos\frac{\omega_0 T}{2}\right)\right], \tag{21}$$

для НСИ оценки сообщения

$$\left\langle R_\xi(\tau)\right\rangle = \frac{\omega_0}{T\left(\omega_0^2+\omega_\rho^2\right)}\times$$

$$\times\left[\frac{\omega_\rho}{\omega_0} + e^{-\omega_\rho T}\left(\sin\omega_0 T - \frac{\omega_\rho}{\omega_0}\cos\omega_0 T\right)\right]. \tag{22}$$

В соответствии с выражениями (10), (11) и (5) и с учетом (7), (9), (14), (16) и (22) были рассчитаны минимальные значения СКО передачи при оптимальных значениях коэффициента сжатия μ и шага квантования по уровню Δ. Результаты расчётов представлены на рис. 1–3, а также в табл. 1 для передачи гауссовского сигнала и в табл. 2 – для передачи речевого сигнала при НСИ в отсутствие помех в канале связи.

Таблица 1

Минимальные значения СКО при передаче гауссовского сигнала

$f_{кв}$, кГц	$N=4$			$N=8$			$N=16$			$N=32$		
	$\Delta_{опт}$	$\mu_{опт}$	$\overline{\varepsilon^2_{0,мин}}$	$\Delta_{опт}$	$\mu_{опт}$	$\overline{\varepsilon^2_{0,мин}}$	$\Delta_{опт}$	$\mu_{опт}$	$\overline{\varepsilon^2_{0,мин}}$	$\Delta_{опт}$	$\mu_{опт}$	$\overline{\varepsilon^2_{0,мин}}$
1,5	0,45	0,1	0,7479	0,21	0,1	0,7373	0,10	0,2	0,7354	0,05	0,4	0,7347
3,0	0,74	0,1	0,4503	0,40	0,1	0,4072	0,20	0,1	0,3958	0,10	0,2	0,3929
4,5	0,83	0,1	0,3325	0,47	0,1	0,2740	0,25	0,2	0,2565	0,13	0,2	0,2517
6,0	0,87	0,1	0,2744	0,49	0,2	0,2086	0,26	0,3	0,1885	0,13	0,5	0,1827
7,5	0,89	0,1	0,2405	0,50	0,3	0,1707	0,26	0,5	0,1492	0,13	0,7	0,1430
9,0	0,91	0,1	0,2185	0,50	0,3	0,1461	0,27	0,4	0,1238	0,14	0,5	0,1174
12,0	0,92	0,1	0,1917	0,51	0,3	0,1164	0,27	0,5	0,0932	0,12	1,3	0,0866

Таблица 2

Минимальные значения СКО при передаче речевого сигнала

$f_{кв}$, кГц	$N=4$			$N=8$			$N=16$			$N=32$		
	$\Delta_{\Sigma,опт}$	$\mu_{\Sigma,опт}$	$\overline{\varepsilon^2_{0,\Sigma,мин}}$	$\Delta_{\Sigma,опт}$	$\mu_{\Sigma,опт}$	$\overline{\varepsilon^2_{0,\Sigma,мин}}$	$\Delta_{\Sigma,опт}$	$\mu_{\Sigma,опт}$	$\overline{\varepsilon^2_{0,\Sigma,мин}}$	$\Delta_{\Sigma,опт}$	$\mu_{\Sigma,опт}$	$\overline{\varepsilon^2_{0,\Sigma,мин}}$
1,5	0,5	0,1	0,8526	0,24	0,1	0,8451	0,12	0,1	0,8435	0,06	1,8	0,8432
3,0	0,89	0,1	0,6728	0,83	1,3	0,5083	0,49	1,5	0,4287	0,24	1,6	0,4045
4,5	1,03	0,1	0,6007	0,82	1,7	0,3771	0,49	1,7	0,2878	0,26	1,6	0,2600
6,0	1,09	0,1	0,5652	0,83	1,7	0,3136	0,49	1,8	0,2199	0,26	1,7	0,1908
7,5	1,12	0,1	0,5446	0,83	1,8	0,2767	0,51	1,7	0,1807	0,27	1,6	0,1511
9,0	1,11	0,2	0,5312	0,83	1,9	0,2528	0,50	1,8	0,1554	0,26	1,8	0,1254
12,0	1,14	0,2	0,5148	0,83	1,9	0,2237	0,53	1,6	0,1248	0,26	1,8	0,0945

Таким образом, учитывая данные табл.1 и 2, а также выражение (5), можно сделать следующие выводы:

– при квантовании на два уровня ($N = 2$), независимо от значений коэффициента сжатия μ, СКО передачи гауссовского и речевого сигналов совпадают с соответствующими значениями СКО передачи при равномерном и оптимальном квантовании по уровню;

– в случае передачи гауссовского сигнала СКО при логарифмическом компандировании незначительно (в третьем знаке) меньше СКО при равномерном квантовании с оптимальным шагом квантования по уровню и несколько больше, чем СКО передачи при оптимальном квантовании;

– в случае передачи речевого сигнала СКО при логарифмическом компандировании практически совпадает с СКО при оптимальном квантовании и значительно меньше, чем СКО передачи при равномерном квантовании.

Литература

1. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники / Б.Р. Левин. – М. : Сов. радио, 1966.

2. *Козленко Н.И.* Средняя квадратическая ошибка передачи непрерывных сообщений в КИМ системе связи с помехами / Н.И. Козленко // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Техника радиосвязи. – 1975. – Вып. 1. – С. 3 – 15.

3. *Козленко Н.И.* Помехоустойчивость импульсно-кодовой модуляции при передаче речи / Н.И. Козленко // Радиотехника. – 1972. – Т. 27, № 2. – С. 21 – 31.

4. *Петрович Н.Т.* Передача сигналов методом КИМ-ОФТ / Н.Т. Петрович, М.В. Каблукова, Н.И. Козленко. – М.: Связь, 1974. – 112 с.

5. *Покровский Н.Б.* Расчет и измерение разборчивости речи / Н.Б. Покровский. – М.: Связьиздат, 1962.

Статья поступила в редакцию 13 августа 2012 г.

УДК 537.874.4

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ С УЧЕТОМ ОСЛАБЛЕНИЯ РАДИОВОЛН АЭРОЗОЛЯМИ АТМОСФЕРЫ

А.А. Кочетков, инж., ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: 8-919-181-93-45
А.В. Останков, проф. каф. радиотехники, ВГТУ, e-mail: avostankov@mail.ru

Путем анализа простейших моделей исследованы вопросы затухания радиоволн в атмосферных аэрозолях для радиолокационных систем.

Ключевые слова: *радиолокация, радиолокационная система (РЛС), характеристики туманов, дальность действия РЛС, время запаздывания отраженного сигнала.*

THE MODEL OF RADAR-TRACKING SYSTEM WITH RADIO WAVE ATTENUATION IN ATMOSPHERIC AEROSOL

A.A. Kochetkov, engineer, JSC «Sozvezdie» Concern», tel.: 8-919-181-93-45
A.V. Ostankov, doctor of technical sciences, Voronezh State Engineering University, e-mail: avostankov@mail.ru

The questions of radio attenuation in atmospheric aerosols for radar systems with the help of the simplest model analyzing are considered.

Key words: *radio-location, radar system (RS), fogs characteristics, RS range, returned signal delay time.*

Введение

При работе со сложными радиотехническими системами часто приходится иметь дело с моделями. Задачей модели является абстрактное описание всех объектов системы и их взаимосвязей. Такая абстракция всегда проще реальной системы, однако отображает ее особенности. Бесспорно, модель – это не сам предмет, но она позволяет предсказывать поведение объектов системы. В настоящей статье авторами рассматриваются математические модели радиолокационных систем.

Радиолокация – это получение информации о наличии в предусмотренных участках пространства известных заранее и неизвестных объектов, их координатах, других параметрах движения и характеристиках посредством радиоволн. При проектировании современных РЛС инженерам приходится учитывать особенности ослабления радиоволн различными атмосферными образованиями, так как скорость распространения радиоволн может зависеть от диэлектрических свойств среды.

Влияние условий распространения радиоволн

Известно, что условия распространения радиоволн оказывают существенное влияние на работу РЛС. Точность определения координат цели зависит от многих факторов, в том числе от условий распространения радиоволн. Сильные туманы значительно уменьшают дальность действия радиолокационных станций или приводят к нарушению их работы. Классификация туманов и их основные характеристики приведены в табл. 1.

Таблица 1

Характеристики туманов

Типы туманов	Средний размер капель воды, мкм	Число капель в 1 $см^3$	Водность тумана, $г/м^3$
Слабый	5	60	0,03
Средний	5	600	0,3
Сильный	10	600	2,3

По данным гидрометеоцентра среднегодовая продолжительность туманов всех интенсивностей за последние 7 лет составляет 57 часов в течение года, а интенсивность сильных туманов не превышает 2 % времени года. Водность – это важнейшая характеристика тумана, указывающая

на количество сконденсированной влаги. На рис. 1 приведены зависимости коэффициента ослабления от водности при различных температурах частиц ($0^{\circ}C$ – сплошные линии и $10^{\circ}C$ – пунктирные линии) для двух длин волн (λ = 5 мм – зависимости № 1, λ = 8 мм – зависимости № 2).

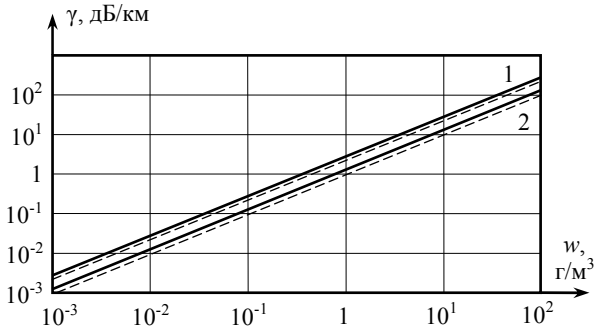


Рис. 1. Зависимости коэффициента ослабления от водности туманов и облаков

Повышение водности туманов или облаков вызывает увеличение коэффициента ослабления, но с ростом температуры коэффициент ослабления уменьшается.

Модель РЛС и расчет ослабления радиоволн

На рис. 2 представлена модель радиолокационной системы.

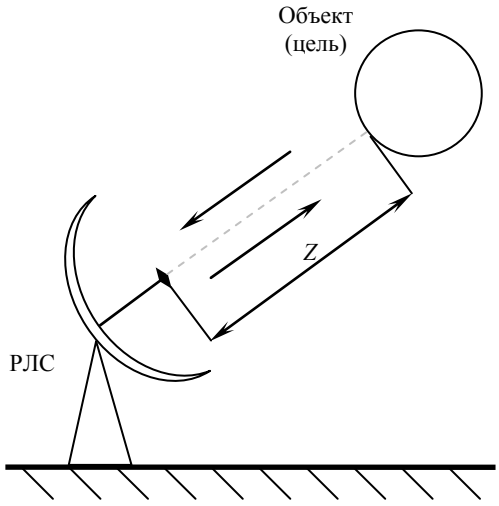


Рис. 2. Модель радиолокационной системы

Плотность потока излучения, прошедшего в среде путь Z, с учетом двукратного прохождения радиоволн составляет

$$P = P_0 e^{-2\gamma Z}, \qquad (1)$$

где P_0 – начальная плотность потока излучения;

γ – коэффициент ослабления (может быть выражен в децибелах на километр, рис. 1).

Туман, облака, дым и пыль относятся к особому классу образований – атмосферным аэрозолям. При расчете коэффициента ослабления в случае с атмосферными аэрозолями вводят комплексную диэлектрическую проницаемость [1]

$$\dot{\varepsilon} = \varepsilon' + j\varepsilon''; \qquad (2)$$

ее рассчитывают через комплексный коэффициент преломления воды с использованием методики, графиков и таблицы из [1], а для водных аэрозолей все вычисления производятся по формуле Дебая

$$\dot{\varepsilon} = \frac{\varepsilon_0 - \varepsilon_\infty}{1 - j\dfrac{\Delta\lambda}{\lambda}} + \varepsilon_\infty, \qquad (3)$$

где $\varepsilon_\infty \approx 5$, сохраняется при нагревании частиц и не зависит от частоты [1]; остальные параметры приводятся в табл. 2.

Таблица 2

Параметры формулы Дебая

Температура, $^{\circ}C$	ε_0	Δλ, см
0	88	3,59
10	84	2,24
20	80	1,53
30	70,4	0,112
40	73	0,0859

В целях упрощения вычислений формулу Дебая следует разложить, выразив отдельно действительную и мнимую части комплексной диэлектрической проницаемости:

$$\varepsilon' = \frac{\varepsilon_0 + \varepsilon_\infty \dfrac{\Delta\lambda^2}{\lambda^2}}{1 + \dfrac{\Delta\lambda^2}{\lambda^2}}, \qquad (4)$$

$$\varepsilon'' = \frac{\Delta\lambda\left(\varepsilon_0 - \varepsilon_\infty\right)}{\lambda + \dfrac{\Delta\lambda^2}{\lambda}}. \qquad (5)$$

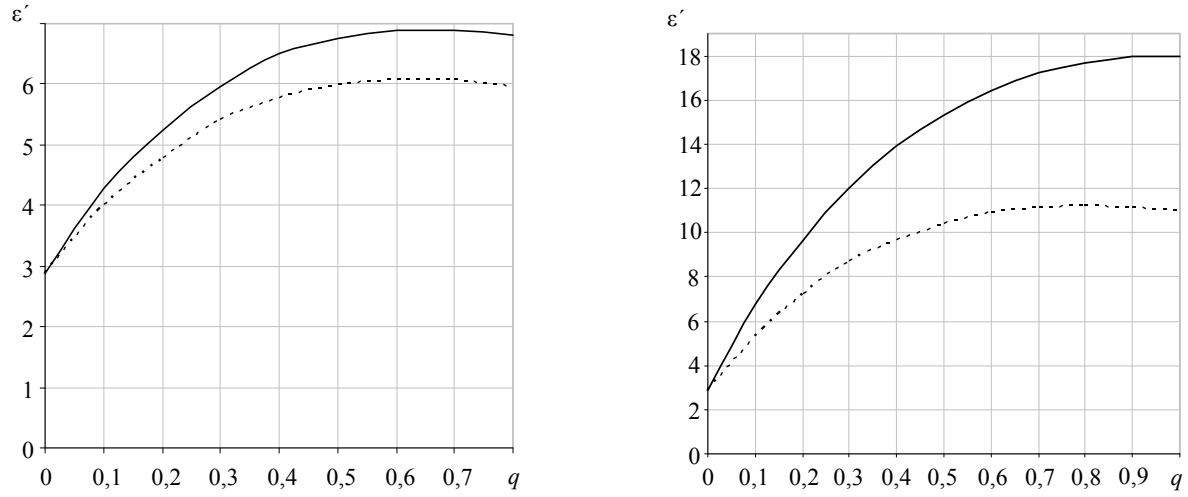
По этим формулам можно производить расчет действительной и мнимой части диэлектрической проницаемости воды для любых длин волн при различных температурах. Некоторые результаты расчета представлены в табл. 3.

Таблица 3

Диэлектрическая проницаемость воды

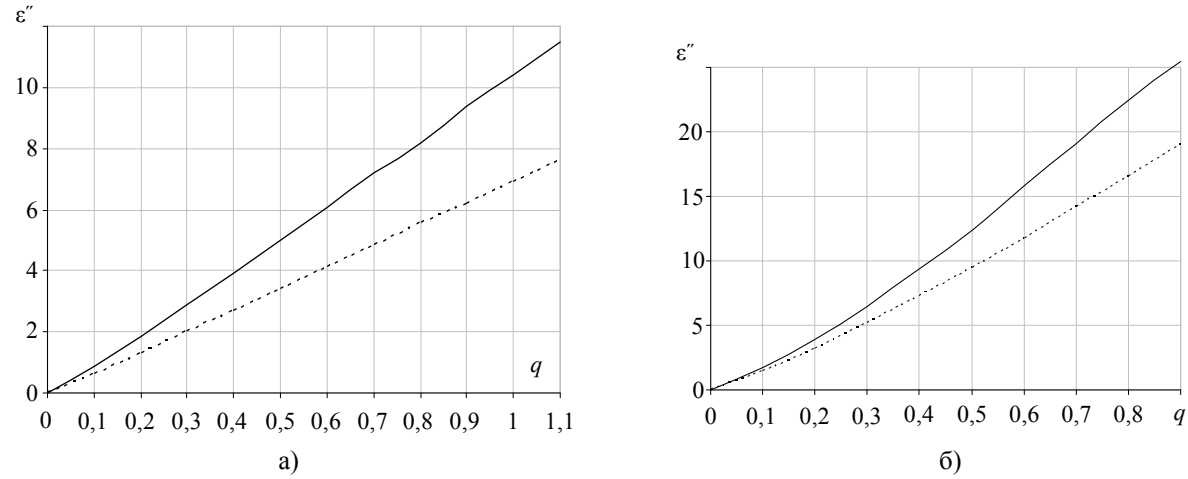
Температура, °C	λ, мм	$\varepsilon'_в$	$\varepsilon''_в$
0	1	5,064	2,31
	2	5,257	4,61
	3	5,576	6,888
	5	6,579	11,34
	10	10,976	21,455
10	1	5,157	3,52
	3	6,392	10,394
	10	18,128	29,407

Если присутствует пыль, то она рассматривается как влажные частицы. В таком случае для определения ослабления радиоволн рассчитываются зависимости действительной и мнимой части диэлектрической проницаемости частиц от влажности q (при условии, что диэлектрическая проницаемость воды была рассчитана ранее, как в табл. 3) с учетом того, что плотность воды ρ_0 = = 1 г/см^3, а плотность частиц песчаной пыли ρ_c = = 1,4 г/см^3. Данные зависимости были рассчитаны для длин волн 3 и 10 мм с помощью системы компьютерной математики MathCAD 14.0 и представлены соответственно на рис. 3 и 4. Пунктирная линия соответствует температуре 0°C, а сплошная – 10°C.



а) б)

Рис. 3. Зависимость действительной части диэлектрической проницаемости частиц от влажности при длине волны λ = 3 мм (а) и 10 мм (б)



а) б)

Рис. 4. Зависимость мнимой части диэлектрической проницаемости частиц от влажности при длине волны λ = 3 мм (а) и 10 мм (б)

Выражение для максимальной дальности действия РЛС с учетом затухания записывается по аналогии с выражением для плотности потока излучения [2]:

$$Z_{max} = Z_0 e^{-0,5\gamma Z max}, \quad (6)$$

где Z_0 – дальность действия в воздухе.

При расчете коэффициент ослабления обязательно должен быть выражен в децибелах на километр. Уравнение (6) решается графически после преобразования к виду

$$\gamma Z_0 = 2\frac{Z_0}{Z_{\max}} \ln \frac{Z_0}{Z_{\max}} = 4,6 \frac{Z_0}{Z_{\max}} \lg \frac{Z_0}{Z_{\max}}. \quad (7)$$

На рис. 5 представлен график зависимости для относительного уменьшения дальности $Z_{max}/Z_0 = f(\gamma Z_0)$, который используется при решении уравнения. Это наиболее простой и наглядный способ расчета дальности действия РЛС, когда имеет место затухание в атмосферном аэрозоле.

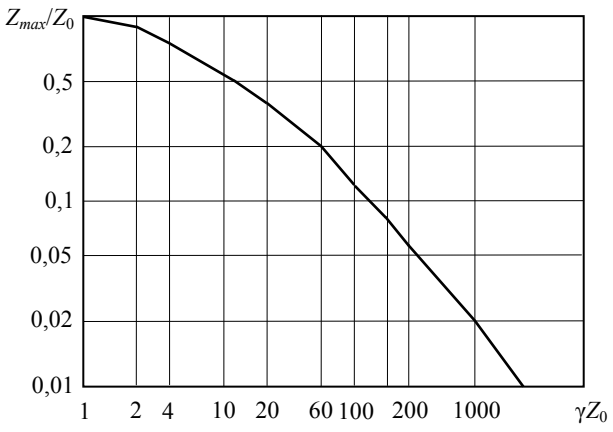


Рис. 5. График зависимости $Z_{max}/Z_0 = f(\gamma Z_0)$ для решения уравнения

При проведении испытаний совсем не обязательно дожидаться сильной облачности или появления тумана, можно использовать дымовые завесы или особые масляные аэрозоли, а вместо реальной цели использовать имитацию. При обработке результатов экспериментов может быть использована формула [3]

$$Z = \frac{ct_з}{2}, \quad (8)$$

где $t_з$ – время запаздывания отраженного сигнала по отношению к зондирующему;

$c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света.

Основное уравнение радиолокации

С другой стороны, из основного уравнения радиолокации следует, что

$$Z_{\max} = \sqrt[4]{\text{ЭПР} \cdot \frac{P_и K_и K_п \lambda^2}{(4\pi)^3 P_{\min}}}, \quad (9)$$

где $K_и$ – коэффициент усиления передающей антенны;

$K_п$ – коэффициент усиления приемной антенны;

$P_и$ – мощность, излучаемая передающей антенной;

ЭПР – эффективная площадь рассеяния цели;

P_{min} – минимально допустимый уровень сигнала, еще достаточный для выполнения системой основных функций с качественными показателями не хуже заданных [4].

Для увеличения дальности действия РЛС ее нужно проектировать так, чтобы получить наибольшие коэффициенты усиления передающей и приемной антенны и большую мощность излучения передающей антенны.

Выводы

1. В статье рассмотрены методы (модели) для оценки дальности действия РЛС (графоаналитический и по основному уравнению радиолокации) в случае, когда имеет место затухание радиоволн в различных аэрозолях атмосферы.

2. ЭПР и параметр P_{min} зависят от многих факторов и имеют статистический характер, поэтому метод, сформулированный с использованием основного уравнения радиолокации, является довольно грубым и может применяться только на этапе проекта для проведения оценок. Кроме того, основное уравнение радиолокации в явной форме не учитывает затухание радиоволн.

3. Чтобы ослабление радиоволн атмосферными аэрозолями укладывалось в приемлемые рамки, РЛС следует проектировать, используя более длинноволновую часть частотного диапазона.

Литература

1. *Калабанов Е.М.* Распространение оптического и миллиметрового излучения в атмосфере : учебное пособие / Е.М. Калабанов, В.И. Юдин. – Воронеж: ГОУВПО «Воронежский государственный технический университет», 2000. – 57 с.

2. Радиотехнические системы: учебное пособие / А.А. Зибров [и др.]. – Воронеж: ГОУВПО «Воронежский государственный технический университет», 2002. – 189 с.

3. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник / Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.

4. Радиотехнические системы : учебник для вузов по специальности «радиотехника» / Ю.П. Гришин [и др.]; под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Высшая школа, 1990. – 496 с.

5. *Штагер Е.А.* Рассеяние радиоволн на телах сложной формы / Е.А. Штагер. – М.: Радио и связь, 1986. – 184 с.

6. *Бруханский А.В.* Системы селекции движущихся целей: учебное пособие / А.В. Бруханский. – М. : Московский авиационный институт, 1990. – 15 с.

7. *Калашников А.М.* Основы радиотехники и радиолокации / А.М. Калашников, В.З. Слуцкий. – М.: Воениздат, 1965. – 428 с.

8. Определение плотности потока энергии электромагнитного поля в местах размещения радиосредств, работающих в диапазоне частот 300 МГц–300 ГГц : методические указания / А.Л. Бузов [и др.]. ; под ред. Т.Л. Барабановой, Е.В. Максаковой. – М.: Минздрав России, 2002. – 57 с.

Статья поступила в редакцию 13 августа 2012 г.

УДК 621.391.23

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ ИНТЕРАКТИВНОГО НЕКОЛЛИЗИОННОГО КАНАЛА СВЯЗИ С ЗАДЕРЖКОЙ

А.Ф. Рубцов, консультант, ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (473) 252-39-25

Предложена ограничительная модель системы связи, дополнительно учитывающая, в сравнении с шенноновской моделью, временную задержку информационного сигнала в канале, конечную длительность передаваемых информационных пакетов и интерактивный неколлизионный характер информационного обмена. Проведен сравнительный анализ предложенной модели и классической шенноновской модели системы связи. Разработана методика и получены формулы оценки эффективности функционирования интерактивного неколлизионного канала связи с задержкой. Приведен пример практического расчета эффективности использования пропускной способности канала связи, отвечающего предложенной модели.

Ключевые слова: *информация, шенноновская модель системы связи, система связи, канал связи, пропускная способность, эффективность.*

THROUGHPUT APPLICATION EFFICIENCY ESTIMATION OF INTERACTIVE COLLISION-FREE COMMUNICATIONS CHANNEL WITH DELAY

A.F. Rubtsov, consultant, JSC «Sozvezdie» Concern», tel.: (473) 252-39-25

Restrictive communications model considering additionally, in comparison with Shannon communications model, data signal time delay in the channel, finite-length of transmitted information packets and interactive collision-free information exchange is offered. A comparative analysis of the proposed model with the classic Shannon communications model is carried out. The technique is developed and efficiency estimators of interactive collision-free communications channel with delay are obtained. The practical calculation example of communications channel throughput efficiency appropriate to the proposed model is provided.

Key words: *information, Shannon communications model, communications system, communications channel, model, throughput, efficiency.*

Информационная система связи как важнейшая формообразующая подсистема системы управления, или ее инфокоммуникационная инфраструктура, активно участвует в создании и реализации информационного потенциала системы управления. В случае существенного снижения пропускной способности своих каналов и сетей система связи становится ограничителем системных информационных ресурсов.

С одной стороны, воздействующие на информационный сигнал помехи (природные и искусственно организованные) могут значительно снижать пропускные способности каналов и сетей и, как следствие, скорости передачи информации по ним. С другой же стороны, для выполнения поставленных информационных задач каналы и сети системы связи должны обладать необходимой пропускной способностью. В военной сфере, в условиях постоянного совершенствования техники военной связи с одной стороны, и техники радиоэлектронной борьбы с другой, указанное противоречие не может быть разрешено в принципе и разрешается только в рамках выбранной ограничительной модели системы связи и модели помех.

Математическое моделирование каналов, сетей и систем связи, создание новых и успешное применение уже разработанных инфокоммуникационных технологий требуют глубокого (структурно-информационного) знания и понимания процессов, происходящих в каналах, сетях и системах связи, в том числе причин снижения их пропускных способностей.

Что касается военных каналов, сетей и систем, то они, в отличие от гражданских, как правило, работают в тяжелых условиях радиоэлектронного подавления и ограничения информационных ресурсов [1, 2, 6]. В столь неблагоприятных условиях пропускная способность оказывается уязвимым параметром, и ее снижение ниже допустимого уровня может приводить не только к ограничению перечня предоставляемых системой связи услуг и снижению качества связи, но и к нарушению связи. Кроме того, неэф-

 ISSN 1995-7009

фективные решения в области формирования информационных сообщений и организации связи могут снижать эффективность использования имеющихся пропускных способностей каналов, сетей и систем связи и тем самым еще больше усугублять проблему.

Сказанное выше означает, что проблема анализа, оценки и повышения эффективности функционирования телекоммуникационных каналов, сетей и систем связи в условиях ограничения информационных ресурсов является сложной, чрезвычайно актуальной и для ее решения требуется создание необходимого множества математических моделей каналов, сетей и систем связи, достаточно полно и адекватно отражающих «палитру» организуемых информационных процессов. Большая системная сложность указанной проблемы не позволяет охватить ее полностью в рамках одной статьи. В настоящей статье на основе структурно-информационного подхода и предлагаемой ограничительной модели системы связи анализируются только некоторые общие и важные, с точки зрения автора, ее аспекты, не получившие должного освещения в научной литературе.

Использованный в настоящей статье общий подход, называемый структурно-информационным, основан на фундаментальных работах К. Шеннона в области теории информации и связи [7] и последовательно развивается в работах автора [3 – 5].

Интерактивный канал связи с задержкой и эффективность использования его пропускной способности

Понятие «эффективность» используется для сравнительной оценки систем, функционирующих в условиях конкуренции и дефицита системных ресурсов.

Пропускная способность военных и гражданских телекоммуникационных каналов, функционирующих в условиях конкуренции и ограничения информационных ресурсов, является важнейшим и, как правило, дефицитным системным ресурсом, эффективное использование которого представляет собой актуальную и непростую системную задачу.

Проводимый ниже анализ эффективности организации информационных процессов основан на шенноновской модели системы связи и формуле пропускной способности канала связи, которые и в настоящее время служат основой построения моделей инфокоммуникационных систем и проведения расчетов по связи, в том числе и расчетов разного рода эффективностей.

На рис. 1 представлена общая схема шенноновской модели системы связи[1].

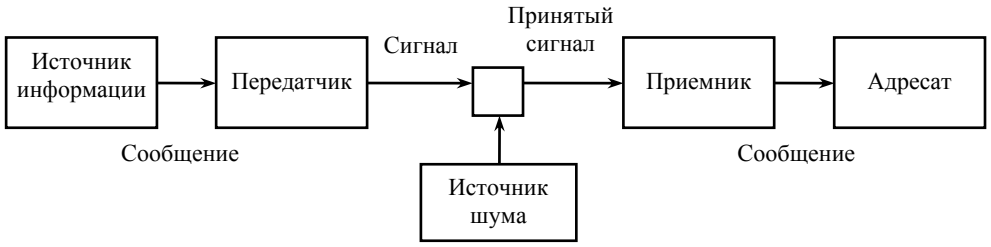


Рис. 1. Общая схема шенноновской модели системы связи

Приведенная ниже формула пропускной способности канала является предельной, отвечающей шенноновской ограничительной модели системы связи, и позволяет на основе знания полосы частот и отношения сигнал/шум вычислить пропускную способность C любого канала связи как наивысший, практически недостижимый предел для скорости информационного обмена по нему [7, с. 447]:

$$C = \Delta f \times \log_2 (1 + P_S / P_N) . \qquad (1)$$

В формуле (1) приняты следующие условные обозначения: C – пропускная способность канала связи (бит/сек), Δf – полоса частот канала связи (Гц), P_S – средняя мощность сигнала (Вт), P_N – мощность шума (Вт).

[1] Шенноновская модель системы связи отражает передачу количественных данных по каналу связи [4, с. 53–56] и состоит из 5-ти частей, а именно: источника информации, передатчика, канала связи с шумом, приемника и адресата. При этом передатчик (посредством операций кодирования и модуляции) преобразует сообщение в передаваемый сигнал, приемник (посредством обратных операций демодуляции и декодирования) преобразует принятый сигнал в сообщение, а канал связи определен К. Шенноном как «среда, используемая для передачи сигнала от передатчика к приемнику» [7, с. 245–246, 433–434].

По сути, формула (1), выведенная в рамках шенноновской математической модели системы связи, отражает идеальный информационный поток, не учитывающий множество имеющих место в реальной системе связи существенных факторов, таких как: пространственно-временной размах информационных процессов (динамично меняющийся в случае высокой мобильности абонентов); конечная длительность передаваемых информационных сообщений; различный порядок информационного обмена; канальная задержка информационного сигнала из-за конечной скорости его распространения в канале связи; разрывы в информационном потоке, например, из-за инерционности обработки абонентами поступающих информационных сообщений; невозможность мгновенного аппаратурного отслеживания помеховой обстановки в канале связи и подстройки сигнала под ее изменение и т.д.

Другими словами, ограничительные формула (1) и шенноновская модель системы связи являются основополагающими в связи, но обладают столь высокой абстрактностью, что не дают возможности оценить организацию информационного обмена и эффективность использования пропускных способностей реальных каналов связи.

Для того чтобы такую оценку можно было осуществить, необходимо сформировать в дополнение к шенноновской общей модели системы связи менее общие, но более приближенные к реальности модели, отражающие организацию реальных информационных процессов.

Последовательный учет перечисленных выше существенных факторов при организации информационных процессов приводит к тому, что формируемая модель системы становится все более реалистичной и все менее похожей на идеализированную шенноновскую модель системы связи. При этом рассчитанная в рамках новой модели средняя скорость $R_{\text{ср}}$ информационного обмена оказывается гораздо меньше его пропускной способности C. Это позволяет в условиях дефицита пропускной способности как важного системного ресурса ввести понятие эффективности $\text{Э}_{\text{П}}$ использования пропускной способности канала связи, которое отражает полноту использования пропускной способности канала связи для передачи информации и определяется формулой

$$\text{Э}_{\text{П}} = R_{\text{ср}} / C . \qquad (2)$$

Если бы в реальном информационном процессе могла быть достигнута и поддерживалась скорость передачи информации $R = C$, то это бы означало, что такой процесс имеет идеальную потоковую организацию, отвечающую шенноновской модели системы связи, и для него эффективность $\text{Э}_{\text{П}} = 1$.

Сформируем модель системы связи, отражающую характерное множество реально организуемых информационных процессов. Введем в шенноновскую модель системы связи ограничения, учитывающие характер информационного взаимодействия абонентов (диалоговый неколлизионный обмен информацией), конечную длительность передаваемых абонентами пакетов информационных сообщений и их временную задержку в канале, связанную с протяженностью канала связи и конечной скоростью распространения по нему информационного сигнала.

Полученная модель системы связи значительно отличается от шенноновской модели и является одной из важных ограничительных моделей, используемых в структурно-информационном анализе и оценке эффективности функционирования военных и гражданских инфокоммуникационных каналов и систем.

Следует отметить, что полученная ограничительная модель системы связи, как и Шенноновская, остается безразличной к временным задержкам при обработке получаемой информации абонентами. Другими словами, в указанной модели адресат без задержки формирует и отсылает информационный пакет в ответ на информационное сообщение, полученное от источника.

Рассмотрим сеанс связи между двумя абонентами, состоящий из однократного обмена информацией (информационными пакетами). Рассчитаем среднюю скорость информационного обмена за время сеанса, пропускную способность канала связи с временной задержкой и эффективность использования пропускной способности такого канала.

Ниже приведена схема системы связи, отражающая неколлизионный диалоговый обмен информацией между абонентами по несимметричному по задержке каналу связи, пропускная способность C которого по Шеннону определяется формулой (1).

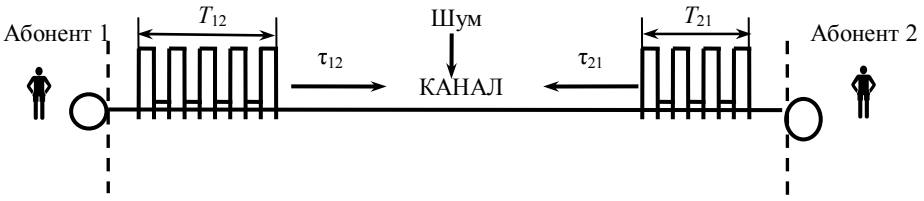


Рис. 2. Схема системы связи с несимметричным по задержке каналом и интерактивным неколлизионным информационным обменом

На рис. 2 обозначено:

τ_{12} – время задержки информационного сигнала (информационного пакета) в канале при доставке информации от абонента 1 к абоненту 2;

τ_{21} – время задержки информационного сигнала (информационного пакета) в канале при доставке информации от абонента 2 к абоненту 1;

T_{12} – длительность информационного сигнала (информационного пакета), отправленного абонентом 1 абоненту 2;

T_{21} – длительность информационного сигнала (информационного пакета), отправленного абонентом 2 абоненту 1.

Рассчитаем, какую часть канальной пропускной способности, рассчитанной по шенноновской формуле (1), используют абоненты в сеансе однократного обмена информацией.

Общее время сеанса однократного обмена информацией вычисляется по формуле

$$T = (T_{12} + T_{21}) + (\tau_{12} + \tau_{21}).$$

Как уже отмечалось выше, пропускная способность C канала связи достигается при наилучшей непрерывной потоковой организации информационного процесса со скоростью передачи информации $R_C = C$.

Обмен информационными пакетами ограниченной длительности и их задержка в канале связи нарушают непрерывность информационного потока. Разрывы в информационном потоке приводят к тому, что даже при скорости передачи информационного пакета $R = R_C$ средняя скорость $R_{\text{ср}}$ информационного потока в канале за сеанс связи оказывается всегда меньше R_C. При этом эффективность $\text{Э}_\text{П}$ использования пропускной способности канала связи с задержкой как отношение средней скорости передачи информации $R_{\text{ср}}$ за сеанс связи к пропускной способности канала связи C или, что по сути то же самое, к предельной скорости передачи информации R_C определяется отношением суммарной длительности информационных посылок абонентов друг другу в сеансе однократного обмена информацией к общему времени сеанса:

$$\text{Э}_\text{П} = \frac{R_{\text{ср}}}{C} = \frac{R_{\text{ср}}}{R_C} =$$

$$= \frac{(T_{12} + T_{21})}{(T_{12} + T_{21}) + (\tau_{12} + \tau_{21})} = \frac{1}{1 + \dfrac{\tau_{12} + \tau_{21}}{T_{12} + T_{21}}}. \quad (3)$$

Обмен ограниченными информационными пакетами в приведенной модели канала связи с задержкой, по сути, снижает пропускную способность канала связи с величины C до величины $C_{\text{КЗ}}$, определяемой формулой 4, при этом эффективность использования пропускной способности канала связи с задержкой может быть вычислена по формуле (5):

$$C_{\text{КЗ}} = C \times \frac{1}{1 + \dfrac{\tau_{12} + \tau_{21}}{T_{12} + T_{21}}}, \quad (4)$$

$$\text{Э}_\text{П} = \frac{C_{\text{КЗ}}}{C}. \quad (5)$$

Введенное понятие пропускной способности $C_{\text{КЗ}}$ интерактивного неколлизионного канала связи с задержкой является менее общим в сравнении с классическим понятием пропускной способности C канала связи. С одной стороны, оно основано на этом классическом понятии, а с другой стороны, учитывает конечность информационных сообщений, их задержки в канале связи и особый диалоговый неколлизионный характер информационного обмена между абонентами. При этом предложенная модель системы связи является важным дополнением к шенноновской модели при анализе и оценке телекоммуникационных каналов и систем.

На рис. 3 представлена зависимость эффективности $Э_П$ использования пропускной способности канала связи с временной задержкой в сеансе информационного обмена от отношения суммы канальных задержек информационных пакетов ($\tau_{12} + \tau_{21}$) к сумме длительностей информационных пакетов ($T_{12} + T_{21}$).

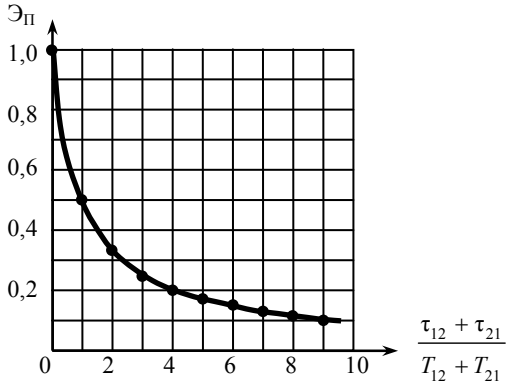


Рис. 3. Эффективность использования пропускной способности канала связи с задержкой в сеансе информационного обмена

Из рис. 3 видно, что обмен относительно короткими информационными пакетами между абонентами при относительно больших задержках в канале связи приводит к значительному снижению эффективности использования пропускной способности канала связи. Приведенный график показывает, что для получения достаточно высокой эффективности использования пропускной способности канала связи необходимо, чтобы суммарная задержка информационных пакетов в канале была значительно (на порядок) меньше их длительности. Такое соотношение канальных задержек и длительностей информационных пакетов может быть получено в локальных сетях с территориально компактным размещением абонентов. В территориальных сетях, имеющих каналы связи значительной протяженности, такое соотношение оказывается недостижимым. Этот фактор, в частности, определяет значительное различие в организации информационного обмена в территориальных и локальных сетях[2].

В сравнении с шенноновской формулой пропускной способности канала связи (1) формула (4) также является ограничительной, но менее общей, поскольку учитывает характер информационного обмена, задержки в доставке пакетов информации по каналу связи и конечную длительность передаваемых информационных пакетов.

В общем случае неколлизионного обмена по каналу связи множеством информационных пакетов, имеющих разную длительность и задержку в канале, формула пропускной способности канала связи с задержкой принимает следующий вид:

$$C_{КЗ} = C \times \frac{1}{1 + \dfrac{\sum\limits_i \tau_i + \sum\limits_j \tau_j}{\sum\limits_i T_i + \sum\limits_j T_j}}. \qquad (6)$$

В формуле (6) приняты следующие обозначения:

T_i, τ_i – соответственно длительность и канальная задержка в доставке *i*-го информационного пакета, посланного абонентом 1 абоненту 2;

T_j, τ_j – соответственно длительность и канальная задержка в доставке *j*-го информационного пакета, посланного абонентом 2 абоненту 1.

Формула (6) пропускной способности интерактивного канала связи с задержкой является результатом ограничительного системного моделирования и позволяет рассчитать верхний предел эффективности использования пропускной способности каналов, удовлетворяющих указанной модели системы связи. Она говорит о том, что в такого рода каналах далеко не всегда

[2] В настоящей статье в делении сетей на локальные и территориальные делается акцент на факторе временной задержки сигнала в канале связи: в локальных сетях канальная задержка считается несущественной в сравнении с длительностями передаваемых информационных пакетов, а в территориальных – наоборот, существенной. При этом абоненты могут быть как стационарными, так и мобильными.

можно достичь высокой эффективности использования пропускной способности, и для ее повышения необходимо уменьшать отношение суммарной канальной задержки пакетов информационных сообщений к их суммарной длительности.

Приведем пример, иллюстрирующий порядок применения на практике формул расчета пропускной способности и эффективности ее использования для интерактивного неколлизионного канала связи с задержкой, функционирующего в рамках предложенной модели.

Пример

Задача: рассчитать эффективность использования пропускной способности интерактивного неколлизионного канала связи с задержкой в сеансе информационного обмена, под которым понимается однократный обмен информационными пакетами между абонентами и получение на каждое отправленное сообщение короткого сообщения-квитанции о его доставке.

Параметры канала связи, сигнала и шума:

– расстояние между абонентами (длина канала связи) $l = 20$ км;

– скорость распространения информационного сигнала в канале $v = 300000$ км/сек;

– центральная частота канала, центральная частота шума в канале, несущая частота сигнала $f = 1$ ГГц;

– полоса частот канала, сигнала и шума $\Delta f = 10$ МГц;

– отношение сигнал/шум в полосе частот канала $P_S / P_N = 3$;

– длина передаваемого информационного пакета $L_{C1} = L_{C2} = L_C = 1000$ бит;

– длина ответной информационной квитанции $L_{K1} = L_{K2} = L_K = 100$ бит.

Решение задачи:

1) рассчитаем пропускную способность канала связи без задержки по формуле (1):

$$C = \Delta f \times \log_2(1 + P_S / P_N) =$$

$$= 10^7 \times \log_2(1+3) = 20 \text{ Мбит/сек};$$

2) рассчитаем задержку информационного сигнала в канале:

$$\tau_1 = \tau_2 = \tau = \frac{l}{v} = \frac{20\text{км}}{300000\,\text{км/сек}} \approx 66,7 \text{ мксек};$$

3) рассчитаем длительности информационных сообщений и квитанций при скорости передачи информации $R = C$:

$$T_{C1} = T_{C2} = T_C = \frac{L_C}{R} = \frac{1000 \text{ бит}}{20 \cdot 10^6 \text{ бит/сек}} = 50 \text{ мксек},$$

$$T_{K1} = T_{K2} = T_K = \frac{L_K}{R} = \frac{100 \text{ бит}}{20 \cdot 10^6 \text{ бит/сек}} = 5 \text{ мксек};$$

4) рассчитаем пропускную способность протяженного канала с задержкой по формуле (5):

$$C_{K3} = C \times \frac{1}{1 + \dfrac{4\tau}{2T_C + 2T_K}} \approx 0,29C = 5,8 \text{ Мбит/сек}.$$

Таким образом, пропускная способность C_{K3} рассматриваемого канала связи с задержкой при обмене информационными пакетами указанных выше размеров оказывается более чем в три раза меньше шенноновского значения пропускной способности C.

При этом эффективность использования пропускной способности канала связи будет равна $Э_П = \dfrac{C_{K3}}{C} \approx \dfrac{5,8}{20} = 0,29$.

Выводы

1. В настоящей статье исследованы актуальные и недостаточно освещенные в научной литературе вопросы оценки пропускной способности и эффективности функционирования каналов связи.

2. Хотя полученные в статье результаты анализа могут быть использованы в области гражданских телекоммуникационных технологий, их главное назначение – военные телекоммуникационные системы, работающие в жестких условиях конкуренции и ограничения информационных ресурсов.

3. Предложенная в статье модель системы связи с интерактивным неколлизионным каналом с задержкой отражает характерное множество организуемых на практике информационных процессов и является важным дополнением к шенноновской общей модели системы связи при проведении структурно-информационного анализа каналов, сетей и систем связи и оценке эффективности их функционирования.

4. Разработанная на основе предложенной модели системы связи методика оценки пропускной способности и эффективности ее ис-

пользования в интерактивных неколлизионных каналах связи с задержкой отличается простотой используемого математического аппарата и полученных расчетных формул.

5. Исходя из проведенного анализа, рекомендуется в целях повышения эффективности использования пропускной способности каналов, отвечающих предложенной модели, уменьшение канальных задержек и увеличение длительности передаваемых информационных пакетов. Причем достаточно высокая эффективность использования пропускной способности канала связи, функционирующего в рамках предложенной модели, достигается при суммарной задержке информационных пакетов в канале, на порядок меньшей их суммарной длительности.

Литература

1. *Донсков Ю.Е.* Место и роль специальных информационных операций при разрешении военных конфликтов / Ю.Е. Донсков, О.Г. Никитин // Военная мысль. – 2005. – №6. – С. 30 – 34.

2. *Паршин С.* Современные тенденции в совершенствовании системы управления вооруженными силами ведущих зарубежных стран в информационную эпоху / С. Паршин, Ю. Кожанов // Зарубежное военное обозрение. – 2009. – №6. – С. 3 – 10.

3. *Рубцов А.Ф.* Некоторые наиболее общие вопросы общей теории систем в области категорий и методологий / А.Ф. Рубцов; ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2006.

4. *Рубцов А.Ф.* Категория информация (трактат о «выборе») / А.Ф. Рубцов; ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2009.

5. *Рубцов А.Ф.* Структурно-информационная оценка качества функционирования целевых систем / А.Ф. Рубцов // Доклады Международной конференции «Кибернетика и высокие технологии XXI века» / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2011.

6. *Шевцов В.А.* Информационное противоборство как крайнее проявление конфликта в информационном пространстве / В.А. Шевцов // Радиотехника. – 2001. – №3.

7. *Шеннон К.* Работы по теории информации и кибернетике / К. Шеннон. – М.: ИЛ, 1963. – С. 245 – 246, 403 – 413, 433 – 434, 447.

Статья поступила в редакцию 24 сентября 2012 г.

УДК 621.396.019.4:37.029

ВЫБОР ЧАСТОТ ДЛЯ БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ СИСТЕМ БЕСПРОВОДНОГО ДОСТУПА С ПОЗИЦИИ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЧАСТОТНЫМ РЕСУРСОМ МАКСИМАЛЬНОГО ЧИСЛА ОПЕРАТОРОВ

А.В. Якименко, конструктор, e-mail: ayakimenko@zarya-k.ru
В.В. Якименко, конструктор, e-mail: vyakimenko@zarya-k.ru
П.Л. Савинский, консультант, e-mail: savinsky@sozvezdie.su
ОАО «Концерн «Созвездие»

Предложена методика выбора частот для базовых станций систем беспроводного доступа с позиции обеспечения частотным ресурсом максимального числа операторов. При оптимальном назначении частот используется новая целевая функция, учитывающая неравномерную ценность резервов радиочастотного спектра по территории.

***Ключевые слова**: радиоэлектронные средства, базовая станция, электромагнитная совместимость, системы передачи данных, радиочастотный спектр.*

FREQUENCY SELECTION FOR BASE STATIONS OFWIRELESS ACCESS SYSTEMS IN THE VIEW OF FREQUENCY RESOURSE SUPPORT FOR MAXIMUM NUMBER OF OPERATORS

A.V. Yakimenko, design engineer, e-mail: ayakimenko@zarya-k.ru
V.V. Yakimenko, design engineer, e-mail: vyakimenko@zarya-k.ru
P.L. Savinsky, consultant, e-mail: savinsky@sozvezdie.su
JSC «Sozvezdie» Concern»

The frequency choice technique for base stations of wireless access systems in view of frequency provision for the maximum number of operators is proposed. A new target function considering uneven value of RF spectrum reserves across the territory is used at the optimum frequency allocation.

***Key words:** communications electronics, base station, electromagnetic compatibility, data transmission system, radio frequency spectrum*.

В настоящее время в различных территориальных районах страны широко внедряются новые телекоммуникационные системы передачи данных (ПД), среди которых наиболее заметное место занимают системы беспроводного доступа и подвижной связи. Обязательным условием внедрения новых систем является получение для них права на использование радиочастот. Это право предоставляется государственными органами радиочастотной службы в два этапа. Первый этап состоит в выделении полос частот для систем, второй этап – в назначении частот (НЧ) конкретным экземплярам радиоэлектронных средств (РЭС) в пределах выделенных для систем полос [1–3]. Рабочие диапазоны РЭС большинства современных и перспективных систем ПД и, соответственно, полосы частот, подлежащие выделению, определяются международными стандартами, устанавливающими требования к характеристикам этих систем. При разработке этих стандартов под эгидой Международного союза электросвязи (МСЭ) не учитывались особенности распределения радиочастотного спектра (РЧС) в стране. В результате полосы частот, подлежащие выделению системам ПД, зачастую приходятся на участки спектра, которые в стране интенсивно используются РЭС другого назначения, и в том числе средствами, предназначенными для нужд государственного управления. Во многих территориальных районах присвоение частот конкретным РЭС систем ПД может осуществляться в условиях дефицита РЧС. В интересах предоставления большему числу операторов возможностей развертывания в территориальных районах собственных систем ПД актуальным является применение алгоритмов оптимального назначения частот конкретным РЭС этих систем на этапе ввода в эксплуатацию. Целью настоящей статьи является разработка методики выбора частот для базовых станций (БС) систем беспроводного доступа (БД) с позиции обеспечения частотным ресурсом максимального числа операторов.

Выбор частот для БС систем БД является одной из процедур частотно-территориального планирования, которое также включает расчет зоны покрытия, определение мест размещения БС и их зон обслуживания, анализ интерференций, анализ пропускной способности. На рис. 1 в качестве примера приведены результаты частотно-территориального планирования, выполненного французской компанией ATDI, для сети БД в локальном территориальном районе. При этом учитывались такие важные факторы, как минимальный частотный разнос между секторами БС, направленность антенн, защитные соотношения [4, 5]. В условиях ограниченности РЧС большую роль при назначении частот РЭС имеет выбор целевой функции. Наибольший интерес представляют методы оптимального назначения частот. Разработке указанных методов посвящено значительное число работ [6–8].

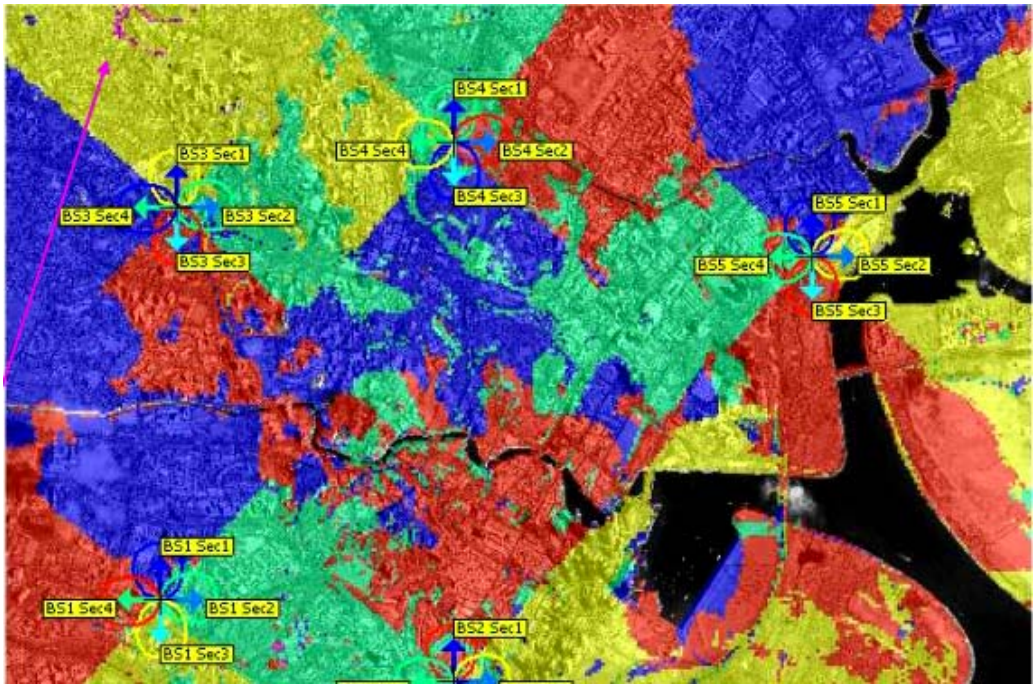


Рис. 1. Результаты частотно-территориального планирования для системы БД

В традиционной постановке заданными являются территориальный район (S), в котором подлежат размещению РЭС, число таких РЭС (N) или полоса частот (ΔF_0), в которой должно осуществляться назначение частот. В качестве целевых функций рассматривались минимизация полосы, необходимой для заданного числа РЭС ($\Delta F_0 \rightarrow \min$ при $N - \text{const}$), либо максимизация числа РЭС, которым обеспечивается возможность функционирования с требуемым качеством в заданной полосе частот (ΔF) и заданном районе (S) ($N \rightarrow \max$ при $\Delta F_0 - \text{const}$).

В известной литературе, посвященной разработке алгоритмов оптимального НЧ, не учитывался ряд особенностей современных систем ПД. Первая из них – это неравномерная ценность резервов РЧС по территории района S. В центрах деловой активности ценность резервов РЧС будет выше, чем на окраине города, где инфраструктура не так развита, и сама необходимость в передаче данных является меньшей. Это обуславливает необходимость использования при оптимальном НЧ новой целевой функции РЭС систем ПД, учитывающей этот фактор.

Вторая особенность состоит в последовательном поступлении заявок на НЧ от различных операторов систем ПД. Множество N РЭС в этой связи представляется несколькими (по числу операторов) подмножествами N_i, $i = 1,\ldots I$. Отсутствие данных о средствах следующих операторов при назначении частот РЭС очередного оператора определяет необходимость поэтапного решения задачи НЧ группам РЭС, составляющим систему ПД одного оператора.

При разработке алгоритмов оптимального НЧ существует необходимость назначения общих частот определенным группам РЭС (базовым станциям) множеств N^i. Это должно учитываться в разрабатываемом алгоритме оптимального назначения частот.

Разработка новой методики выбора частот для БС систем беспроводного доступа (БД) с позиции обеспечения частотным ресурсом максимального числа операторов может дополнить список существующих методик назначения частот базовым станциям БД.

Задача оптимального назначения частот РЭС систем ПД с позиции обеспечения частотным ресурсом максимального числа операторов формулируется следующим образом.

Дано: ΔF_0 – полоса частот; S – территориальный район, в котором планируется создание систем ПД; I – число возможных операторов систем; M – множество действующих РЭС, координаты их размещения (x_m, y_m) и нормы частотно-территориального разноса (ЧТР) с типовыми (t-ми) РЭС систем ПД $\{\Delta f(R_{mt})\}$; N^i – множество БС очередного i-го оператора ПД с координатами $\{(x, y)^i\}$, нормы N базовых станций системы ПД $\{\Delta f(R_{tt})\}$ – нормы ЧТР РЭС ПД.

Требуется так назначить частоты РЭС ПД, чтобы потребности в спектре большего числа операторов ПД были удовлетворены.

Последовательность поступления потребностей в РЧС от разных операторов обуславливает необходимость применения при решении задачи метода пошаговой оптимизации, когда назначение частот будет производиться отдельно для РЭС систем ПД каждого оператора и оптимизация будет проводиться на каждом шаге. При этом важным после назначения частот РЭС очередного оператора является сохранение как можно больших резервов РЧС для систем ПД остальных операторов, иначе после назначения частот на каждом шаге приращение загруженной (недоступной по условиям ЭМС для использования новым РЭС систем ПД) части полосы ΔF_0 должно быть минимальным. Учитывая неравномерную ценность резервов РЧС по территории района S, в качестве целевой функции предлагается использовать минимальное приращение взвешенной по территориальному району недоступной для новых базовых станций полосы частот:

$$\delta(\Delta Z) = \frac{1}{J}\sum_{j=1}^{J} C\left(x_j, y_j\right) \times \left[Z_{\text{нов}}\left(x_j, y_j\right) - Z_{\text{исх}}\left(x_j, y_j\right)\right] \to \min, \qquad (1)$$

где $Z_{\text{исх}}\left(x_j, y_j\right) = \Delta F_{\text{исх}}^{\text{загр}}\left(x, y\right) / \Delta F_0$,

$Z_{\text{нов}}\left(x_j, y_j\right) = \Delta F_{\text{нов}}^{\text{загр}}\left(x, y\right) / \Delta F_0$ – значения показателя загрузки полосы частот ΔF_0 для типовой радиолинии «базовая станция – абонентская станция» (БС – АС) системы ПД при размещении БС в точке (x_j, y_j) до и после назначение частот РЭС очередного i-го оператора; вид функции $Z\left(x_j, y_j\right)$ приведен на рис. 2 [2, 3, 9];

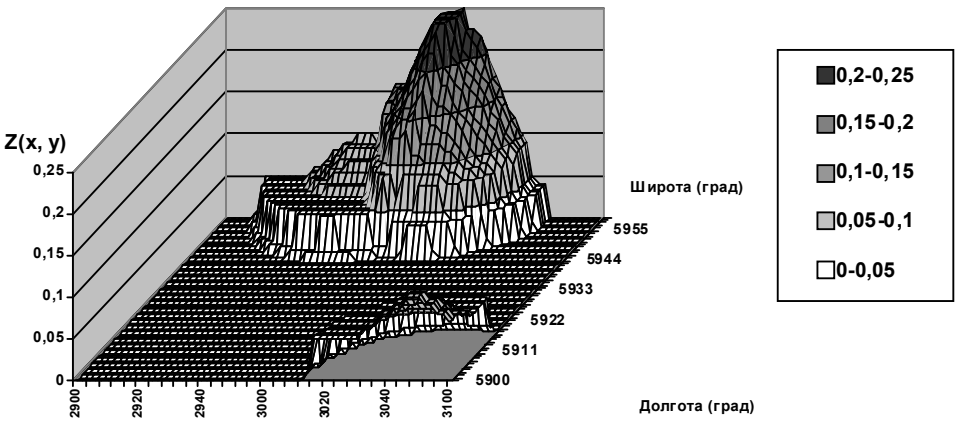


Рис. 2. Иллюстрация показателя загрузки РЧС $Z(x_j, y_j)$

$\Delta F^{\text{загр}}_{\text{мсх(нов)}}(x, y)$ – загруженная (недоступная для использования по условиям электромагнитной совместимости (ЭМС)) полоса частот для радиолинии БС – АС при размещении БС системы ПД в точке с координатами (x_i, y_i) до (после) назначения частот РЭС очередного i-го оператора;

$C(x_j, y_j)$ – значение функции ценности резервов РЧС в точке (x_j, y_j);

J – количество точек территориального района S. Точки множества J могут быть сформированы путем «наложения» на район S сетки с равномерным шагом Δl.

Предлагаемая методика решения задачи предусматривает последовательное определение функции ценности резервов РЧС по территориальному району S, установление очередности новых РЭС (БС), в соответствии с которой им должны назначаться частоты; определение для очередного РЭС частот, доступных по условиям ЭМС с действующими РЭС и средствами, которым частоты назначены ранее; выбор предпочтительной частоты для РЭС, обеспечивающей минимум целевой функции (1). Укрупненная блок-схема методики приведена на рис. 3.

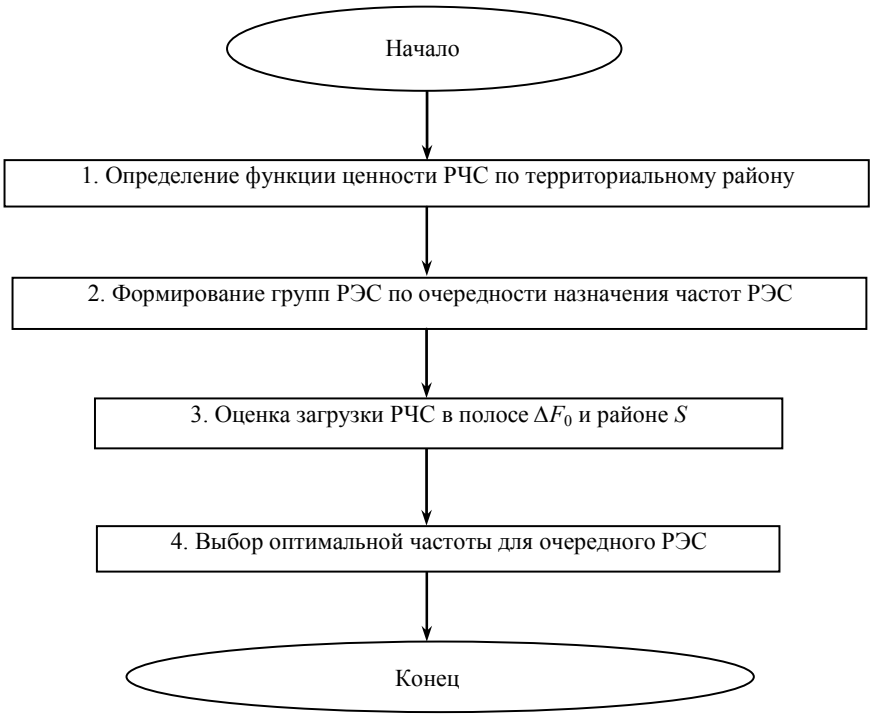


Рис. 3. Укрупненная блок-схема методики

Блок 1 предназначен для определения функции ценности резервов РЧС по территориальному району S. Решение данной задачи предполагает, что потребности в передаче данных по территории района будут аналогичны потребностям в других телекоммуникационных услугах. Исходя из этого, данные о плотности размещения РЭС ранее развернутых телекоммуникационных систем (например, систем подвижной связи стандарта GSM) могут отражать ценность РЧС в различных участках рассматриваемого района S. Тогда решение данной частной задачи будет состоять в выполнении следующих процедур:

– разделение рассматриваемого района S на L локальных участков с размерами сторон примерно 3 – 5 км;

– определение значений функции важности резервов РЧС для каждого l-го, $l = \overline{1, L}$, участка по формуле $C_l = \dfrac{k_l}{\sum\limits_l k_l}$. Здесь k_l – число базовых станций стандарта GSM, размещенных в l-м локальном участке. Значение функции C_l распространяется на все точки локального участка.

Блок 2 предназначен для формирования и упорядочения групп БС системы ПД рассматриваемого оператора (множества БС N^i) по

очередности назначения им частот. Группы РЭС множества $N^i - \{n\}_l^i$ формируются по их принадлежности к l-м участкам, сформированным при выполнении процедуры 1. Очередность назначения частот группам РЭС определяется более высоким значением функции ценности РЧС в данном участке C_l. Это позволит обеспечить лучшие возможности для выбора более предпочтительных частот для РЭС, располагающихся в участках, где РЧС является более ценным. Это, в свою очередь, будет способствовать достижению минимума целевой функции (1).

Блок 3 предназначен для оценки загрузки РЧС в полосе частот ΔF_0 и районе S, образуемой действующими РЭС ($Z_{\text{исх}}(x, y)$). Оценка проводится с помощью методики, основанной на зондировании возможности использования частотно-территориального ресурса тестовым РЭС по условиям ЭМС [2, 3, 9, 10]. В качестве тестового РЭС в рассматриваемом случае должна использоваться типовая радиолиния БС – АС новой системы ПД. При определении значений показателя $Z_{\text{исх}}(x, y)$ на район S «наносится» равномерная сетка. В узлах сетки моделируется размещение БС. Расположение АС допускается в любой точке зоны обслуживания соответствующей БС.

В блоке 4 осуществляется непосредственный выбор частот для РЭС очередной l-й группы i-го оператора $\{n\}_l^i$. При выполнении данной операции также предлагается использовать метод пошаговой оптимизации. В качестве алгоритма оптимального назначения частот предлагается использовать алгоритм «ближайшего соседа» в задаче о коммивояжере [4] при условии использования новой целевой функции (1). Выполнение данной операции осуществляется в несколько этапов:

1. Среди РЭС множества $\{n\}_l^i$ определяется средство, которому на данном шаге должна быть назначена частота. В качестве такого средства предлагается выбирать БС, для которой в точке её размещения (x_n, y_n) имеется меньше резервов РЧС:

$$n^* = \arg\min_{n\in\{n\}_l^i}(1 - Z(x_n, y_n)). \qquad (2)$$

2. Для n^*-го РЭС определяются частоты, доступные ему для использования по условиям ЭМС с действующими РЭС, и БС данного оператора, частоты которым назначены ранее: $\{f_{n^*}\}_l^i$. Выполнение данной процедуры основано на применении норм ЧТР БС и других РЭС $\{\Delta f(R_{nm})\}$, а также данных о расстояниях между указанными средствами.

3. Осуществляется выбор оптимальной частоты для n^*-го РЭС. Указанная частота определяется как

$$f^* = \arg\min_{\{f_{n^*}\}_l^i} \delta_{n^*}(\Delta Z(f)), \qquad (3)$$

где $\delta_{n^*}(\Delta Z(f))$ – приращение целевой функции (1) при присвоении частоты n^*-му РЭС.

4. После выбора частоты для n^*-го РЭС данное средство включается в перечень РЭС, которым частоты назначены.

В дальнейшем процедуры 3, 4 выполняются для оставшихся РЭС множества N^i, а затем – для РЭС других операторов.

Выводы

Реализация предложенной методики позволит осуществить ресурсосберегающий подход при назначении частот РЭС операторам систем ПД. Применение новой целевой функции, учитывающей различия в ценности резервов РЧС в различных участках территориального района, позволит обеспечивать частотным ресурсом бóльшее число операторов указанных систем.

Литература

1. Федеральный закон от 7 июля 2003 г. №126 – ФЗ «О связи». Российская газета от 10 июля 2003.(СЗ РФ 2003, №28).

2. Методика оценки возможности выделения полос частот для новых радиотехнологий передачи данных / А.В. Якименко [и др.] // Электросвязь. – 2010. – №11.

3. Применение ресурсных показателей использования радиочастотного спектра при выделении полос частот для систем беспроводного доступа и подвижной связи / А.В. Якименко [и др.] // Теория и техника радиосвязи. – 2011.– Вып. 2.

4. *Паклин А.* Частотно-территориальное планирование сетей WiMAX / А. Паклин // 11-я ежегодная конференция-беседа «Марафон WiMAX», Виноградово, 5 – 6 июля, 2006 г.

5. http://www.atdi.ru/files/doklad.pdf

6. *Михайлов П.А*. Сети мобильной связи. Частотно-территориальное планирование : Учебное пособие для вузов / П.А. Михайлов. – 2-е изд., испр. – М. : Горячая линия-Телеком, 2007. – 224 с. : ил.

7. *Соловьев В.В.* Методы оптимального присвоения частот / В.В. Соловьев; НПФ «Гейзер». – 2001.

8. *Жидков М.Г.* Эффективный алгоритм разработки частотных планов при фиксированном ресурсе / М.Г. Жидков, Б.А. Клыженко // Труды НИИР. – 1998. – №4.

9. Применение информации о загрузке РЧС для управления его использованием / С.А. Цветков [и др.] // Электросвязь. – 2004. – №4.

10. Методика детальной оценки загрузки радиочастотного спектра в территориальном районе / И.Г. Ковтунова [и др.] // Радиотехника. – 2001. – №12.

Статья поступила в редакцию 10 апреля 2012 г.

УДК 519.685:004.738

АНАЛИТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПРОЦЕССОВ ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ ПРОТИВНИКА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ БОЕВОЙ РАЗВЕДЫВАТЕЛЬНОЙ МАШИНЫ

К.В. Пядухова, инженер, ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: 8-920-413-58-94

Рассматривается аналитическая модель процессов обнаружения объектов противника с использованием боевой разведывательной машины. В результате проведенного исследования предлагается вариант приближенного аналитического выражения для расчета среднего времени обнаружения объекта противника для маршрута в зависимости от максимального среднего времени обнаружения, зоны поиска и скорости движения объекта противника.

Ключевые слова: *аналитическая модель, обработка данных.*

ANALYTICAL MODEL OF OPPONENT OBJECTS DETECTION PROCESS WITH THE USE OF THE COMBAT RECONNAISSANCE VEHICLE

K.V. Pyadukhova, engineer, JSC «Sozvezdie» Concern», tel.: 8-920-413-58-94

The analytical model of opponent objects detection process with the use of the combat reconnaissance vehicle is considered. As a result of the research, the option of approximate analytical expression for the average time calculation of the opponent object detection speed is offered for a route depending on the maximum average time of the detection, the search coverage and the opponent object movement.

Key words*: analytical mode, data processing .*

Информация играет ключевую роль в победе на поле боя, поэтому достижение информационного преимущества перед противником – одна из главных задач в военных действиях [1].

Для успешного ведения современного боя инфокоммуникационная система батальона (ИСБ) должна обеспечивать командиров подразделений полной информацией обо всех объектах противника. В соответствии с [2, 3] при проектировании ИСБ необходимо учитывать вероятностно-временные характеристики процессов сбора и обработки данных о противнике.

В настоящее время разрабатываются новые разведывательные технические средства и комплексы, в частности боевые разведывательные машины (БРМ), которые не только могут передавать координаты целей, но и обладают набором необходимого оружия для их самостоятельного уничтожения (например, белорусская БРМ 2Т «Сталкер» [4]). Оптические средства обнаружения выдвигаются над машиной на высокой мачте (подъем на высоту до 10 м от земли), за счет чего происходит увеличение зон видимости.

Настоящая статья посвящена разработке аналитической модели процессов обнаружения объектов противника с использованием БРМ, на основе которой можно было бы оценивать эффективность вариантов построения ИСБ, обеспечивающей процессы сбора и обработки данных о противнике.

Для решения задачи рассмотрен участок местности с относительными превышениями не более 5 м, в котором отсутствуют объекты, образующие зоны невидимости (лес, населенные пункты и др.).

Объект противника (ОП), наблюдение за которым ведет БРМ с зонами поиска 40, 60 и 80°, движется по маршруту, проложенному от исходного пункта до места назначения. Так как разведка противника ведется на больших зонах поиска (Z_n), то просмотреть их можно только по секторам (40° – 4 сектора, 60° – 6 секторов, 80° – 8 секторов). Для определенности рассматривается одиночный ОП (танк, БТР или БМП), который движется со скоростью 20 или 40 км/ч. Наблюдение за ОП в зоне поиска 80° проиллюстрировано на рис. 1.

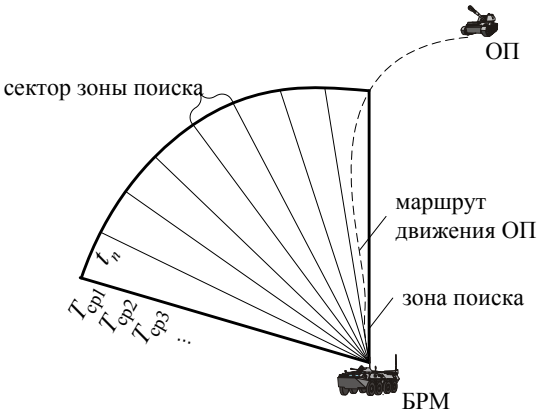


Рис. 1. Зона поиска БРМ

Предполагается, что маршрут движения ОП может проходить в любом секторе зоны поиска. Для такой модели поиска вероятность обнаружения объекта противника на маршруте рассчитывается по формуле

$$P_{\text{об.м}}(t) = \\ = P_1 P_{\text{обн}_1}(t) + P_2 P_{\text{обн}_2}(t) + \ldots + P_n P_{\text{обн}_n}(t), \quad (1)$$

где n – количество секторов зоны поиска;

P_1, P_2, P_n – вероятность нахождения ОП в первом, втором, n-м секторах (при расчетах принято $P_1 = P_2 = \ldots = P_n = \frac{1}{n}$);

$P_{\text{обн}_1}(t)$, $P_{\text{обн}_2}(t)$, $P_{\text{обн}_n}(t)$ – вероятность обнаружения ОП в первом, втором, n-м секторах.

Рассмотрим зону поиска ОП из 6 секторов. Если ОП находится в первом секторе, тогда вероятность его обнаружения определяется в виде

$$P_{\text{обн }1}(t) = \begin{cases} P^{(1)}_{\text{обн}}(t), \text{ если } \ 0 \le t \le t_n; \\ P^{(1)}_{\text{обн}}(t_n), \text{ если } \ t_n \le t \le 6t_n; \\ P^{(1)}_{\text{обн}}(t_n) + \left[1 - P^{(1)}_{\text{обн}}(t_n)\right] P^{(2)}_{\text{обн}}(t), \text{ если } \ 6t_n \le t \le 7t_n; \\ P^{(1)}_{\text{обн}}(t_n) + \left[1 - P^{(1)}_{\text{обн}}(t_n)\right] P^{(2)}_{\text{обн}}(7t_n), \text{ если } \ 7t_n \le t \le 12t_n; \\ P^{(1)}_{\text{обн}}(t_n) + \left[1 - P^{(1)}_{\text{обн}}(t_n)\right] P^{(2)}_{\text{обн}}(7t_n) + \left[1 - \left(P^{(1)}_{\text{обн}}(t_n) + \left[1 - P^{(1)}_{\text{обн}}(t_n)\right] P^{(2)}_{\text{обн}}(7t_n)\right)\right] P^{(3)}_{\text{обн}}(t), \\ \qquad \text{если } \ 12t_n \le t \le 13t_n; \\ P^{(1)}_{\text{обн}}(t_n) + \left[1 - P^{(1)}_{\text{обн}}(t_n)\right] P^{(2)}_{\text{обн}}(7t_n) + \left[1 - \left(P^{(1)}_{\text{обн}}(t_n) + \left[1 - P^{(1)}_{\text{обн}}(t_n)\right] P^{(2)}_{\text{обн}}(7t_n)\right)\right] P^{(3)}_{\text{обн}}(13t_n), \\ \qquad \text{если } \ 13t_n \le t \le 18t_n, \end{cases} \quad (2)$$

где $P^{(1)}_{\text{обн}}(t)$, $P^{(2)}_{\text{обн}}(t)$, $P^{(3)}_{\text{обн}}(t)$ – вероятность обнаружения ОП при первом, втором и третьем просмотрах;

$$P^{(1)}_{\text{обн}}(t) = 1 - \exp\left(-\frac{t}{T_{\text{ср1}}}\right), \text{ если } \ 0 \le t \le t_n;$$

$$P^{(2)}_{\text{обн}}(t) = 1 - \exp\left(-\frac{t - 6t_n}{T_{\text{ср2}}}\right), \text{ если } \ 6t_n \le t \le 7t_n;$$

$$P^{(3)}_{\text{обн}}(t) = 1 - \exp\left(-\frac{t - 12t_n}{T_{\text{ср3}}}\right), \text{ если } \ 12t_n \le t \le 13t_n,$$

где t_n – время просмотра сектора зоны поиска ОП, с;

$T_{\text{ср1}}$, $T_{\text{ср2}}$, $T_{\text{ср3}}$ – среднее время обнаружения ОП при первом, втором и третьем просмотрах сектора, с;

В связи с тем, что ОП перемещается по маршруту и приближается к БРМ, изменяется степень его заметности, которая отражается с помощью среднего времени обнаружения объекта противника:

$$T_{\text{ср1}} \approx T_{\text{ср max}};$$

$$T_{\text{ср2}} \approx \frac{T_{\text{ср max}}\left(R_m - \vartheta \cdot 6t_n\right)^2}{R_m^2};$$

$$T_{\text{ср3}} \approx \frac{T_{\text{ср max}}\left(R_m - \vartheta \cdot 12t_n\right)^2}{R_m^2},$$

где $T_{\text{ср max}}$ – максимальное среднее время обнаружения ОП, с;

R_m – максимальная дальность, км;

ϑ – скорость движения объекта противника, км/с.

Принято допущение о том, что среднее время обнаружения ОП при просмотре сектора уменьшается пропорционально уменьшению R_m^2 [5].

Если ОП находится во втором секторе, тогда вероятность его обнаружения определяется в виде

$$P_{\text{обн }2}(t)=\begin{cases}0, \text{ если } \quad t\le t_n;\\ P_{\text{обн}}^{(2)}(t), \text{ если } \quad t_n\le t\le 2t_n;\\ P_{\text{обн}}^{(2)}(2t_n), \text{ если } \quad 2t_n\le t\le 7t_n;\\ P_{\text{обн}}^{(2)}(2t_n)+\left[1-P_{\text{обн}}^{(2)}(2t_n)\right]P_{\text{обн}}^{(3)}(t), \text{ если } \quad 7t_n\le t\le 8t_n;\\ P_{\text{обн}}^{(2)}(2t_n)+\left[1-P_{\text{обн}}^{(2)}(2t_n)\right]P_{\text{обн}}^{(3)}(8t_n), \text{ если } \quad 8t_n\le t\le 13t_n;\\ P_{\text{обн}}^{(2)}(2t_n)+\left[1-P_{\text{обн}}^{(2)}(2t_n)\right]P_{\text{обн}}^{(3)}(8t_n)+\left[1-\left(P_{\text{обн}}^{(2)}(2t_n)+\left[1-P_{\text{обн}}^{(2)}(2t_n)\right]P_{\text{обн}}^{(3)}(8t_n)\right)\right]P_{\text{обн}}^{(4)}(t),\\ \text{если } \quad 13t_n\le t\le 14t_n;\\ P_{\text{обн}}^{(2)}(2t_n)+\left[1-P_{\text{обн}}^{(2)}(2t_n)\right]P_{\text{обн}}^{(3)}(8t_n)+\left[1-\left(P_{\text{обн}}^{(2)}(2t_n)+\left[1-P_{\text{обн}}^{(2)}(2t_n)\right]P_{\text{обн}}^{(3)}(8t_n)\right)\right]P_{\text{обн}}^{(4)}(14t_n),\\ \text{если } \quad 14t_n\le t\le 19t_n,\end{cases} \tag{3}$$

где

$$P_{\text{обн}}^{(1)}(t)=0, \text{ если } \quad t\le t_n;$$

$$P_{\text{обн}}^{(2)}(t)=1-\exp\left(-\frac{t-t_n}{T_{\text{ср2}}}\right), \text{ если } \quad t_n\le t\le 2t_n;$$

$$P_{\text{обн}}^{(3)}(t)=1-\exp\left(-\frac{t-7t_n}{T_{\text{ср3}}}\right), \text{ если } \quad 7t_n\le t\le 8t_n;$$

$$P_{\text{обн}}^{(4)}(t)=1-\exp\left(-\frac{t-13t_n}{T_{\text{ср4}}}\right), \text{ если } \quad 13t_n\le t\le 14t_n;$$

$$T_{\text{ср1}}\approx\frac{T_{\text{ср max}}\left(R_m-\vartheta\cdot t_n\right)^2}{R_m^2};$$

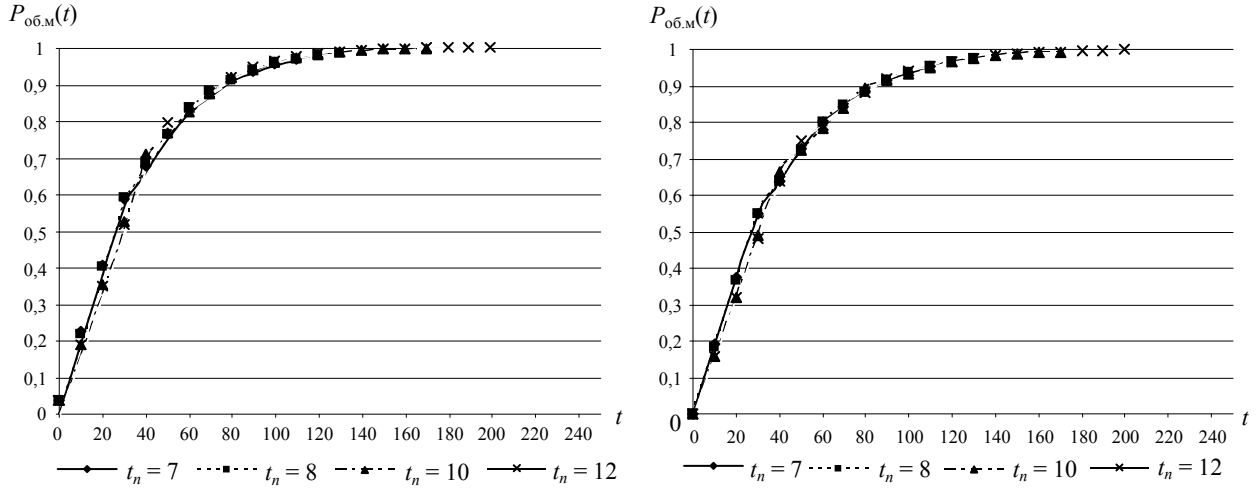
$$T_{\text{ср2}}\approx\frac{T_{\text{ср max}}\left(R_m-\vartheta\cdot 7t_n\right)^2}{R_m^2};$$

$$T_{\text{ср3}}\approx\frac{T_{\text{ср max}}\left(R_m-\vartheta\cdot 13t_n\right)^2}{R_m^2};$$

$$T_{\text{ср4}}\approx\frac{T_{\text{ср max}}\left(R_m-\vartheta\cdot 19t_n\right)^2}{R_m^2}.$$

Аналогично задается вероятность обнаружения ОП для других секторов зоны поиска ОП.

На рис. 2, 3 представлены зависимости вероятности обнаружения ОП на маршруте для разных зон поиска.



а) б)

Рис. 2. Зависимости вероятности обнаружения объекта противника на маршруте в зоне поиска 40° при $T_{\text{ср max}}$ = 10 с и ϑ = 40 км/ч (а) и ϑ = 20 км/ч (б)

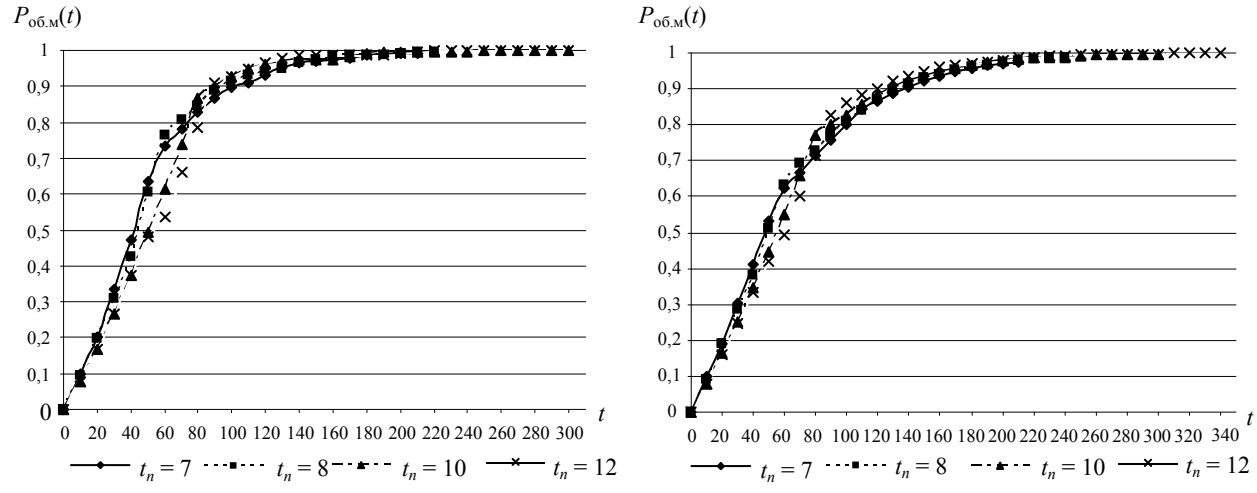


Рис. 3. Зависимости вероятности обнаружения объекта противника на маршруте в зоне поиска 80° при $T_{ср\,max}$ = 10 с и ϑ = 40 км/ч (а) и ϑ = 20 км/ч (б)

Среднее время обнаружения ОП на маршруте, полученное на основе рассчитанных выше вероятностей обнаружения ОП, представлено в таблице.

Среднее время обнаружения объекта противника на маршруте $T_{ср}$, с

Z_n = 40°			
$T_{ср\,max}$ = 10 с		$T_{ср\,max}$ = 15 с	
ϑ = 40 км/ч	ϑ = 20 км/ч	ϑ = 40 км/ч	ϑ = 20 км/ч
35,86	38,54	49,82	54,48
Z_n = 60°			
$T_{ср\,max}$ = 10 с		$T_{ср\,max}$ = 15 с	
ϑ = 40 км/ч	ϑ = 20 км/ч	ϑ = 40 км/ч	ϑ = 20 км/ч
44,24	52,42	59,52	72
Z_n = 80°			
$T_{ср\,max}$ = 10 с		$T_{ср\,max}$ = 15 с	
ϑ = 40 км/ч	ϑ = 20 км/ч	ϑ = 40 км/ч	ϑ = 20 км/ч
52,5	62,44	64,8	83,01

Анализ представленных зависимостей и результатов расчетов показывает, что изменения скорости просмотра (t_n) существенно не сказываются на вероятности обнаружения ОП. Наиболее значимо влияние размеров зоны поиска Z_n, максимального среднего времени обнаружения ОП $T_{ср\,max}$ и скорость его движения ϑ, поэтому приближенное аналитическое выражение для среднего времени обнаружения ОП можно искать в зависимости только от этих трех параметров.

С учетом результатов, приведенных в таблице, и методов нахождения эмпирических формул, подробно изложенных в [6], находим два вида аппроксимирующих формул для расчета среднего времени обнаружения ОП на маршруте:

$$T_{ср} = \frac{a_1 Z_n^{k_1} + b_1 T_{ср\,max}^{k_2}}{c_1 \vartheta^{k_3}}, \qquad (4)$$

где a_1, b_1, c_1 – нормирующие коэффициенты: $a_1 = 1$ градус$^{-1}$, $b_1 = 1$ с$^{-1}$, $c_1 = 1$ с/км;

k_1, k_2, k_3 – параметры, которые определялись путем поиска значений, минимизирующих погрешность описания среднего времени обнаружения ОП: $k_1 = 1$, $k_2 = 1.5$, $k_3 = 0.2$;

$$T_{\text{ср}} = \frac{a_2 Z_n^{p_1} * T_{\text{ср}\max}^{p_2}}{c_2 \vartheta^{p_3}}, \qquad (5)$$

где a_2, c_2 – нормирующие коэффициенты: $a_2 = 1$ градус$^{-1} \cdot c^{-1}$, $c_2 = 1$ с/км;

p_1, p_2, p_3 – параметры, которые определялись путем поиска значений, минимизирующих погрешность описания среднего времени обнаружения ОП: $p_1 = 0.6,\ p_2 = 0.9,\ p_3 = 0.2$.

Погрешность оценки среднего времени обнаружения ОП на маршруте, рассчитанная по аналитической формуле (4), не превышает 7%, по формуле (5) – 17%.

На основании численных оценок погрешностей для расчета среднего времени обнаружения ОП на маршруте следует считать предпочтительным проведение расчетов по аналитической формуле (4).

Таким образом, в результате проведенных исследований получено аналитическое выражение для расчета среднего времени обнаружения объекта противника, которое обеспечивает погрешность расчетов не более 7%.

Автор глубоко признателен профессору В.Н. Поветко за помощь в постановке задачи и анализе результатов исследований.

Литература

1. *Бородакий Ю.В.* Информационные технологии в военном деле (основы теории и практического применения) / Ю.В. Бородакий, Ю.Г. Лободинский. – М.: Горячая линия – Телеком, 2008.

2. ГОСТ РВ 51987-02. Информационная технология. Комплекс стандартов на автоматизированные системы. Типовые требования и показатели качества функционирования информационных систем. Общие положения.

3. Методическое руководство по оценке качества функционирования информационных систем / 3 ЦНИИ Минобороны России. – М., 2003.

4. http://www.minotor-service.com/ru/2t-stalker-combat-vehicle-reconnaissance.html

5. *Травникова Н.П.* Эффективность визуального поиска / Н.П. Травникова. – М.: Машиностроение, 1985.

6. *Бронштейн И.Н.* Справочник по математике для инженеров и учащихся вузов / И.Н. Бронштейн, К.А. Семендяев. – М.: Гос. изд. физ.-мат. лит., 1959. – С. 571–584.

Статья поступила в редакцию 3 сентября 2012 г.

УДК 621.396.66

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ГЕНЕРАТОРОВ И ЧАСТОТНЫХ МОДУЛЯТОРОВ С ПРОИЗВОЛЬНОЙ ЦЕПЬЮ ПРЯМОЙ ПЕРЕДАЧИ И ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ПО ТОКУ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

А.А. Головков, профессор кафедры радиоэлектроники, тел.: 8-950-752-61-04
Д.А. Ишутин, нач. командного пункта кафедры АСУ, тел.: 8-980-541-01-90
ВАИУ МО РФ (г. Воронеж)

В результате решения задач параметрического синтеза получены математические модели двух вариантов генераторов и частотных модуляторов с внешней параллельной по току обратной связью в виде совокупностей выражений для определения передаточных функций генераторов в режиме усиления и оптимальных значений параметров цепи обратной связи в виде комплексного четырёхполюсника, комплексных сопротивлений нагрузки и источника сигнала в режиме усиления. На параметры цепи прямой передачи ограничения не накладываются. Экспериментальные результаты схемотехнического моделирования синтезированных схем исследуемых устройств показали удовлетворительное совпадение с характеристиками, полученными расчетным путем.

Ключевые слова: *математические модели, схемотехническое моделирование, генераторы, цепь прямой передачи, параллельная по току обратная связь, комплексные четырёхполюсники.*

MATHEMATICAL AND CIRCUIT SIMULATION OF OSCILLATORS AND FREQUENCY MODULATORS WITH ARBITRARY FEED-FORWARD PATH AND CURRENT-PARALLEL FEEDBACK

A.A. Golovkov, professor of radioelectronics department, tel.: 8-950-752-61-04
D.A. Ishutin, chief of automatic control system department command post, tel.: 8-980-541-01-90
Military Aviation Engineering University (Voronezh)

As a result of parametric synthesis problems solving mathematical models for two oscillator types and frequency modulators with external current-parallel feedback in the form of a set of the mathematical expressions for defining oscillators' transfer functions in the amplification mode and optimal values for feedback path parameters in the form of a complex four-terminal network, complex load and signal source impedances in the amplification mode are developed. Feed-forward path' parameters are not limited. According to circuit simulation experimental results of the analyzed devices synthesized schemes show coincidence with characteristics received by experiment way.

Key words: *mathematical models, circuit simulation, oscillators, feed-forward path, current-parallel feedback, complex four-terminal networks.*

В настоящее время возможности тех или иных схемных решений (без оптимизации значений параметров элементов схем) по достижению характеристик генераторов и частотных модуляторов, удовлетворяющих современным требованиям, вытекающим из необходимости передачи возрастающего объёма информации, практически исчерпаны. Имеются и другие недостатки. Например, использование известных условий возникновения генерации в трёхточечных генераторах эффективно только при цепи обратной связи на реактивных элементах и не учитывает наличие всех реактивных элементов в нелинейном элементе [1]. Функции усиления, ограничения амплитуды и изменения частоты генерации выполняются разными нелинейными элементами. Современные пакеты прикладных программ расчёта характеристик радиотехнических устройств, в которых предполагается наличие входного сигнала внешнего источника, для синтеза и анализа генераторов и частотных модуляторов не используются [2, 3].

В настоящей работе делается попытка разработки алгоритма параметрического синтеза многочастотных генераторов и частотных модуляторов в предположении, что трёхполюсный нелинейный элемент, используемый обычно для усиления и ограничения амплитуды генерируемого сигнала, применяется ещё и для изменения частоты генерируемого сигнала и характеризуется известными зависимостями элементов матрицы параметров от амплитуды управляющего сигнала и частоты генерируемого сигнала [4]. Экспериментальные исследования генераторов и частотных модуляторов проводятся с помощью системы OrCad в режиме усиления.

 ISSN 1995-7009

Для схемы, представленной на рис. 1, введём обозначения зависимостей сопротивления источника сигнала в режиме усиления $z_0 = r_0 + jx_0$, нагрузки $z_n = r_n + jx_n$ и элементов смешанной матрицы F трёхполюсного нелинейного элемента (VT) $f_{11}^{VT} = r_{11}^{VT} + jx_{11}^{VT}$, $f_{12}^{VT} = r_{12}^{VT} + jx_{12}^{VT}$, $f_{21}^{VT} = r_{21}^{VT} + jx_{21}^{VT}$, $f_{22}^{VT} = r_{22}^{VT} + jx_{22}^{VT}$ и цепи обратной связи (ОС) $f_{11}^{\text{ОС}} = r_{11}^{\text{ОС}} + jx_{11}^{\text{ОС}}$, $f_{12} = r_{12}^{\text{ОС}} + jx_{12}^{\text{ОС}}$, $f_{21}^{\text{ОС}} = r_{21}^{\text{ОС}} + jx_{21}^{\text{ОС}}$, $f_{22}^{\text{ОС}} = r_{22}^{\text{ОС}} + jx_{22}^{\text{ОС}}$ от частоты, которые можно определить по известным (например, измеренным или рассчитанным) элементам матриц сопротивлений, проводимостей или передачи.

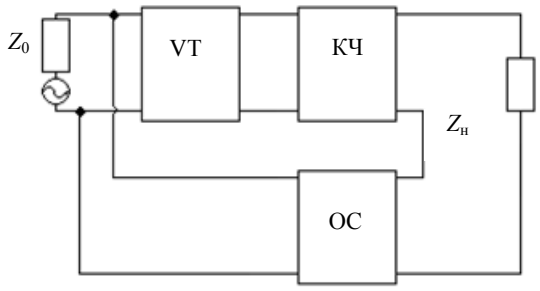


Рис. 1. Структурная схема 1-го варианта генератора и частотного модулятора в режиме усиления

Размерности элементов матрицы F: f_{11} – проводимость, f_{12} – безразмерный, f_{21} – безразмерный, f_{22} – сопротивление. При синтезе частотного модулятора элементы матрицы F VT зависят, кроме того, от амплитуды низкочастотного управляющего сигнала. Таким образом, каждому значению амплитуды низкочастотного управляющего сигнала соответствует определённая частота генерируемого сигнала. Для простоты аргументы (амплитуда и частота) опущены. Нелинейный элемент описывается смешанной матрицей F и соответствующей матрицей передачи:

$$F_{\text{НЭ}} = \begin{vmatrix} f_{11}^{VT} & f_{12}^{VT} \\ f_{21}^{VT} & f_{22}^{VT} \end{vmatrix},$$

$$A_{\text{НЭ}} = \begin{vmatrix} \dfrac{1}{f_{21}^{VT}} & \dfrac{-f_{22}^{VT}}{f_{21}^{VT}} \\ \dfrac{f_{11}^{VT}}{f_{21}^{VT}} & \dfrac{-\left|f^{VT}\right|}{f_{21}^{VT}} \end{vmatrix}, \qquad (1)$$

где $\left|f^{VT}\right| = f_{11}^{VT} f_{22}^{VT} - f_{12}^{VT} f_{21}^{VT}$.

Комплексный четырехполюсник (КЧ) характеризуется матрицей передачи

$$A = \begin{vmatrix} a & b \\ c & d \end{vmatrix}, \qquad (2)$$

где a, b, c, d – комплексные элементы классической матрицы передачи.

Для цепи прямой передачи элементы ненормированной классической матрицы передачи получаются путём перемножения матриц передачи (1) и (2):

$$a_{11} = \frac{a - cf_{22}^{VT}}{f_{21}^{VT}};\ a_{12} = \frac{b - df_{22}^{VT}}{f_{21}^{VT}};$$

$$a_{21} = \frac{af_{11}^{VT} - c\left|f^{VT}\right|}{f_{21}^{VT}};\ a_{22} = \frac{bf_{11}^{VT} - d\left|f^{VT}\right|}{f_{21}^{VT}}. \qquad (3)$$

Соответствующие элементы смешанной матрицы F этого звена (вторые слагаемые в (4)) и элементы смешанной матрицы F цепи ОС складываются:

$$f_{11} = f_{11}^{\text{ОС}} + \frac{a_{21}}{a_{11}};\ f_{12} = f_{12}^{\text{ОС}} + \frac{|a|}{a_{11}};$$

$$f_{21} = f_{21}^{\text{ОС}} + \frac{1}{a_{11}};\ f_{22} = f_{22}^{\text{ОС}} + \frac{-a_{12}}{a_{11}}, \qquad (4)$$

где $|a| = a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}$.

Ненормированные элементы матрицы передачи всего устройства:

$$a_o = \frac{1}{f_{21}};\ b_o = \frac{-f_{22}}{f_{21}};$$

$$c_o = \frac{f_{11}}{f_{21}};\ d_o = \frac{-|f|}{f_{21}}, \qquad (5)$$

где $|f| = f_{11}f_{22} - f_{12}f_{21}$.

С учётом условий нормировки [5] получим общую нормированную матрицу передачи всего устройства:

$$A_o = \begin{pmatrix} a_o\sqrt{\dfrac{z_0}{z_н}} & b_o\dfrac{1}{\sqrt{z_0 z_н}} \\ c_o\sqrt{z_0 z_н} & d_o\sqrt{\dfrac{z_н}{z_0}} \end{pmatrix}. \qquad (6)$$

Коэффициент передачи генератора в режиме усиления определяется путём использования взаимосвязей между элементами матрицы передачи и рассеяния [5]:

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{z_0 z_н}}{a_o z_н + b_o + c_o z_0 z_н + d_o z_0}. \qquad (7)$$

С учётом соотношения между коэффициентом передачи и физически реализуемой передаточной функцией $H = \frac{1}{2} S_{21} \sqrt{\frac{z_н}{z_0}}$ выражение (7) приводится к известному виду для коэффициента усиления усилителя с обратной связью [1]:

$$H = \frac{K}{1 - KB}, \qquad (8)$$

где

$$K = \frac{f_{21} z_н}{\left[\left(f_{11}^{OC} + \frac{a_{21}}{a_{11}}\right) z_н - |f|\right] z_0};$$

$$B = \frac{f_{22}^{OC} - \frac{a_{12}}{a_{11}} - z_н}{f_{21} z_н}.$$

Иммитансный критерий устойчивости [6] и критерий Найквиста [1] для стационарного режима генерации для первого варианта определяются как

$$z_0 + \frac{z_н - f_{22}^{OC} + \frac{a_{12}}{a_{11}}}{\left(f_{11}^{OC} + \frac{a_{21}}{a_{11}}\right) z_н - |f|} = 0;$$

$$1 - \frac{f_{22}^{OC} - \frac{a_{12}}{a_{11}} - z_н}{\left[\left(f_{11}^{OC} + \frac{a_{21}}{a_{11}}\right) z_н - |f|\right] z_0} = 0. \qquad (9)$$

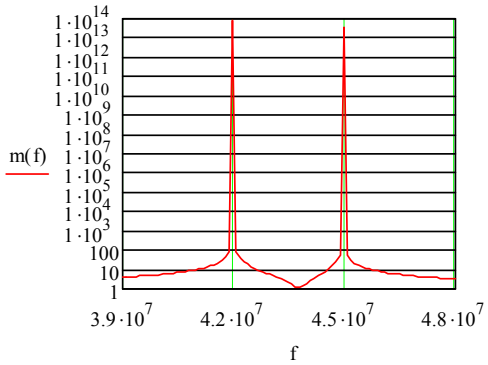
Из равенства нулю знаменателя коэффициента передачи в режиме усиления (9) можно найти ограничение на любую из используемых величин, например на z_0, $z_н$ или f_{22}^{OC}:

$$z_0 = \frac{f_{22}^{OC} - \frac{a_{12}}{a_{11}} - z_н}{\left(f_{11}^{OC} + \frac{a_{21}}{a_{11}}\right) z_н - |f|};$$

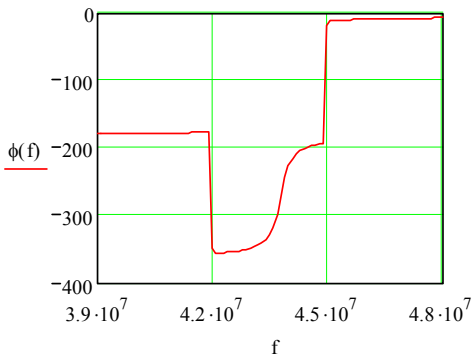
$$z_н = \frac{|f| z_0 + f_{22}^{OC} - \frac{a_{12}}{a_{11}}}{\left(f_{11}^{OC} + \frac{a_{21}}{a_{11}}\right) z_0 + 1};$$

$$f_{22}^{OC} = z_н + \frac{f_{12} f_{21} z_0}{1 + f_{11} z_0} + \frac{b - d f_{22}^{VT}}{a - c f_{22}^{VT}}. \qquad (10)$$

На рис. 2 – 4 показаны частотные характеристики и схема исследуемого первого варианта генератора (рис. 1) в режиме усиления.

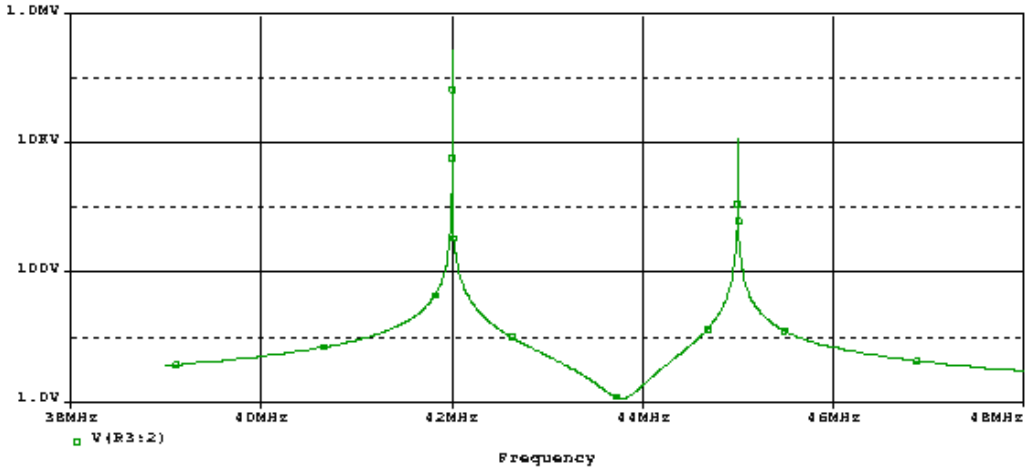


а)

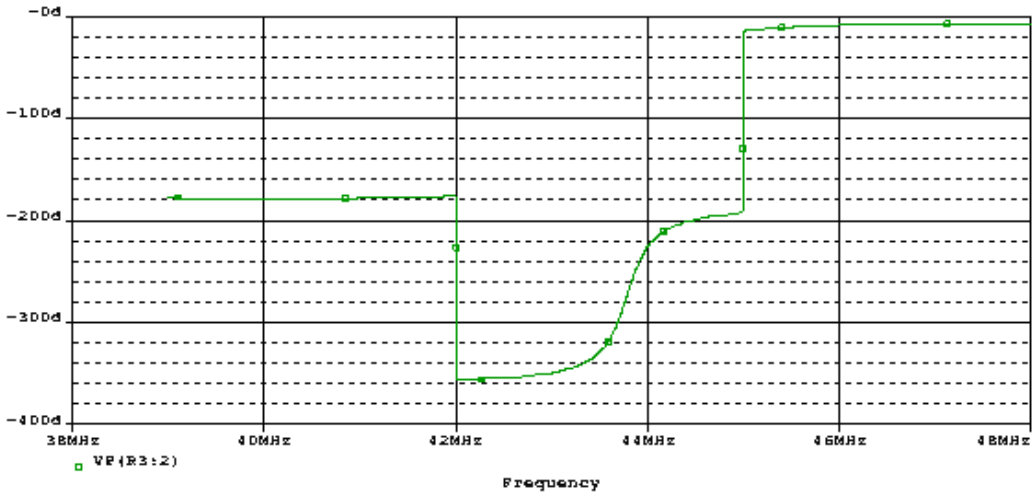


б)

Рис. 2. Расчетные характеристики первого варианта генератора в режиме усиления, полученные в системе MathCAD: а) АЧХ, б) ФЧХ



а)



б)

Рис. 3. Экспериментальные характеристики первого варианта генератора в режиме усиления, полученные в системе OrCAD: а) АЧХ, б) ФЧХ

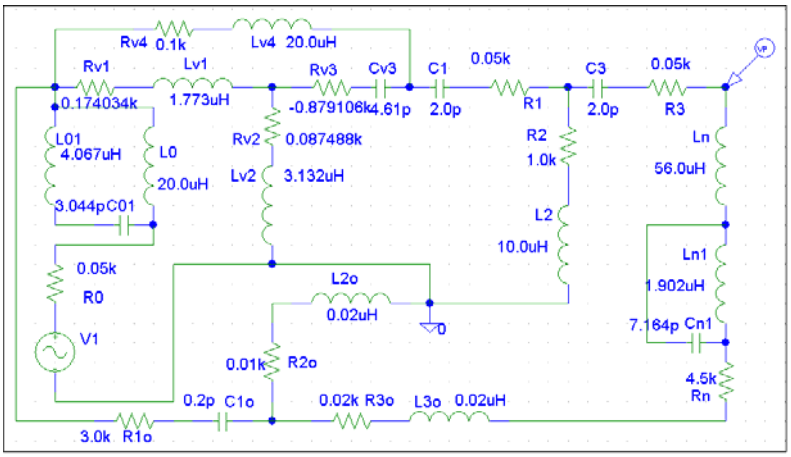


Рис. 4. Эквивалентная схема первого варианта генератора (рис. 1) в режиме усиления с цепью обратной связи в виде Т-образного соединения трёх комплексных двухполюсников с парами элементов R_{1o}, C_{1o}; R_{2o}, L_{2o}; R_{3o}, L_{3o}

Оптимальные характеристики сопротивления z_0 реализованы на элементах R_0, L_{01}, C_{01}, L_0, а сопротивления $z_{\text{н}}$ – на элементах R_n, L_{n1}, C_{n1}, L_n. Трёхполюсный нелинейный элемент замещён перекрытым Т-образным соединением четырёх комплексных двухполюсников, реализованных соответствующими парами элементов R_{v1}, L_{v1}; R_{v2}, L_{v2}; R_{v3}, C_{v3}; R_{v4}, L_{v4}.

Пусть цепь прямой передачи состоит из каскадно-соединённых между собой КЧ и VT и также подключена к цепи ОС по параллельно-последовательной схеме (рис. 5).

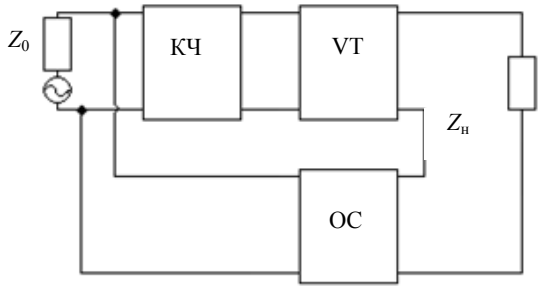


Рис. 5. Структурная схема 2-го варианта генератора и частотного модулятора в режиме усиления

Все этапы синтеза такие же, как и при синтезе предыдущего варианта генератора, за исключением формул для определения элементов матрицы передачи цепи прямой передачи, которые для данного случая получаются путём перемножения матриц передачи (2) и (1):

$$a_{11} = \frac{a + bf_{11}^{VT}}{f_{21}^{VT}};\ a_{12} = \frac{-\left(af_{22}^{VT} + b\left|f^{VT}\right|\right)}{f_{21}^{VT}};$$

$$a_{21} = \frac{c + df_{11}^{VT}}{f_{21}^{VT}};\ a_{22} = \frac{-\left(cf_{22}^{VT} + d\left|f^{VT}\right|\right)}{f_{21}^{VT}}. \quad (11)$$

Коэффициенты для передаточной функции (7) второго варианта в режиме усиления имеют вид

$$K = \frac{f_{21} z_{\text{н}}}{\left[\left(f_{11}^{\text{OC}} + \dfrac{c + df_{11}^{VT}}{a + bf_{11}^{VT}}\right) z_{\text{н}} - \left|f\right|\right] z_0};$$

$$B = \frac{f_{22}^{\text{OC}} + \dfrac{af_{22}^{VT} + b\left|f^{VT}\right|}{a + bf_{11}^{VT}} - z_{\text{н}}}{f_{21} z_{\text{н}}}. \quad (12)$$

Иммитансный критерий устойчивости и критерий Найквиста для стационарного режима генерации второго варианта определяются как

$$z_0 + \frac{z_н - f_{22}^{OC} - \dfrac{af_{22}^{VT} + b\left|f^{VT}\right|}{a + bf_{11}^{VT}}}{\left(f_{11}^{OC} + \dfrac{c + df_{11}^{VT}}{a + bf_{11}^{VT}}\right) z_н - \left|f\right|} = 0;$$

$$1 - \frac{f_{22}^{OC} + \dfrac{af_{22}^{VT} + b\left|f^{VT}\right|}{a + bf_{11}^{VT}} - z_н}{\left[\left(f_{11}^{OC} + \dfrac{c + df_{11}^{VT}}{a + bf_{11}^{VT}}\right) z_н - \left|f\right|\right] z_0} = 0. \quad (13)$$

Оптимальные зависимости сопротивлений источника сигнала в режиме усиления, нагрузки или одного из элементов смешанной матрицы F ОС от частоты имеют вид

$$z_0 = \frac{f_{22}^{\text{OC}} + \dfrac{af_{22}^{VT} + b\left|f^{VT}\right|}{a + bf_{11}^{VT}} - z_{\text{н}}}{\left(f_{11}^{OC} + \dfrac{c + df_{11}^{VT}}{a + bf_{11}^{VT}}\right) z - \left|f\right|};$$

$$z_{\text{н}} = \frac{\left|f\right| z_0 + f_{22}^{\text{OC}} + \dfrac{af_{22}^{VT} + b\left|f^{VT}\right|}{a + bf_{11}^{VT}}}{\left(f_{11}^{OC} + \dfrac{c + df_{11}^{VT}}{a + bf_{11}^{VT}}\right) z_0 + 1};$$

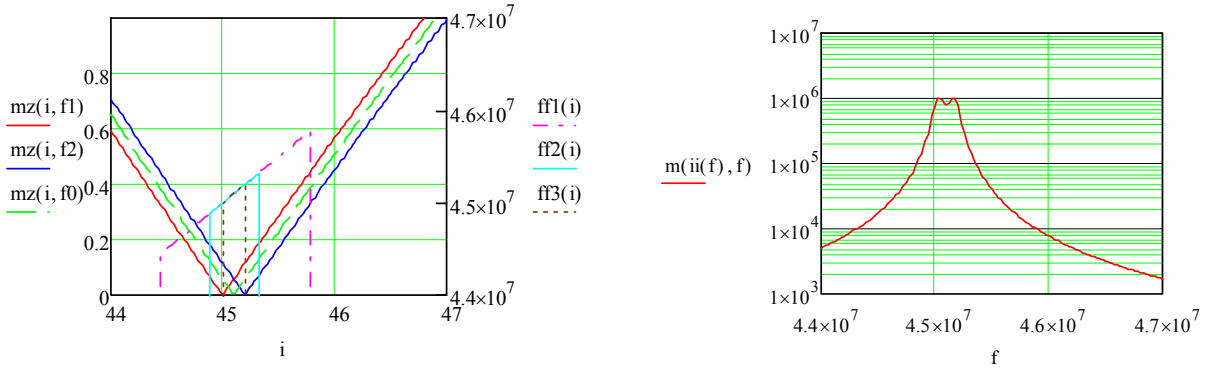
$$f_{11}^{\text{OC}} = -\frac{1}{z_0} - \frac{f_{12} f_{21}}{z_{\text{н}} - f_{22}} - \frac{c + df_{11}^{VT}}{a + bf_{11}^{VT}}. \quad (14)$$

Формируемые уравнения путём приравнивания нулю знаменателя передаточной функции в режиме усиления всех вариантов исследуемых генераторов можно решать относительно выбранной величины с любой детализацией явного учёта остальных величин, характеризующих нелинейный элемент, КЧ, нагрузку, источник сигнала в режиме усиления или ОС. Здесь приведены одни из наиболее простых форм записи решений. Частотные характеристики второго варианта генератора (рис. 5) подобны характеристикам первого варианта генератора (рис. 1).

Все результаты, полученные выше, применимы и при синтезе частотных модуляторов с учётом того, что в общем случае необходимо дополнительное использование численных методов [7] для оптимизации параметров, свободных от

ограничений типа (10), (14), при которых условия стационарного режима генерации сохраняются при изменении частоты в некоторой заданной полосе частот с учётом одновременного изменения амплитуды управляющего воздействия. В качестве критерия численной оптимизации выбирался критерий обеспечения максимального увеличения полосы частот последовательно генерируемых сигналов $\Delta f \to \max$, в пределах которой отклонение от нуля модуля $mz(j\omega)$ знаменателя коэффициента передачи $S_{21}(j\omega)$ или равного ему знаменателя передаточной функции $H(j\omega)$ в режиме усиления меньше заданной величины δ при заданном диапазоне изменения Δi амплитуды низкочастотного управляющего сигнала.

В процессе оптимизации параметров указанная полоса частот определялась при трёх значениях указанной величины: $\delta = 0.1$; $\delta = 0.01$; $\delta = 0.001$. Этим величинам соответствуют достигнутые полосы частот Δf, определяемые функциями $ff1(i)$; $ff2(i)$; $ff3(i)$ (рис. 6а).

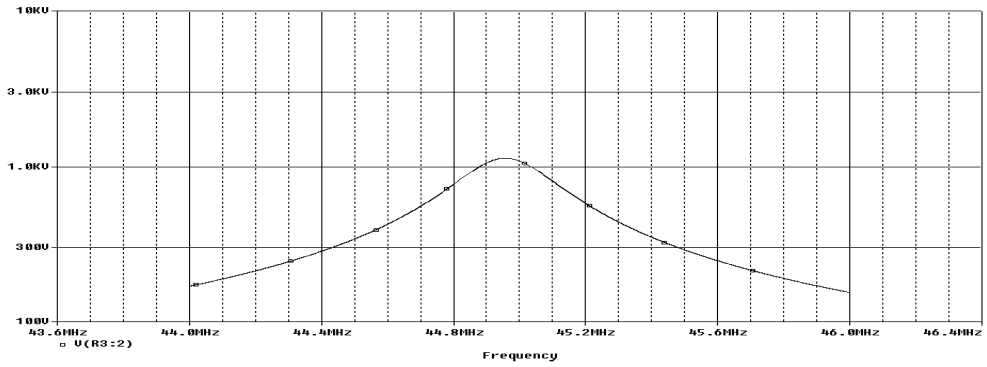


а) б)

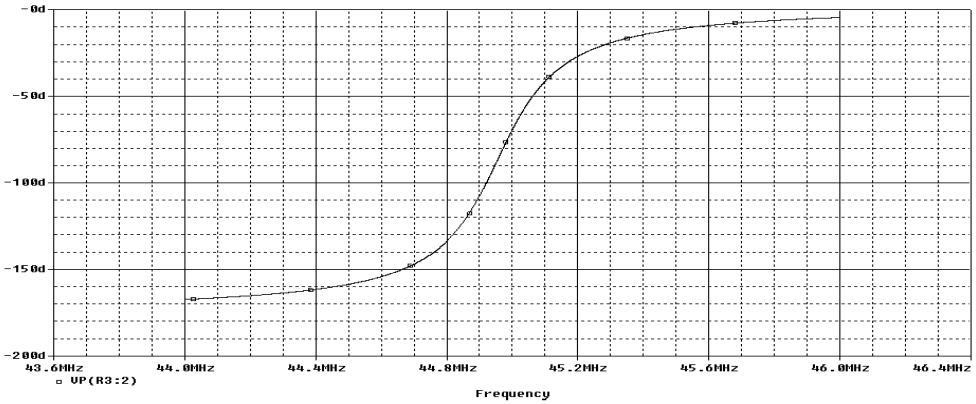
Рис. 6. Расчетные характеристики первого варианта частотного модулятора, полученные в системе MathCAD: а) зависимости модуля знаменателя передаточной функции от амплитуды управляющего сигнала на трёх заданных частотах; б) зависимости модуля передаточной функции в режиме усиления от частоты при одновременном изменении амплитуды управляющего сигнала

На этом же рисунке показаны зависимости модуля знаменателя передаточной функции первого варианта частотного модулятора от амплитуды управляющего сигнала на трёх заданных частотах: $f_1 = 45 \times 10^6$ Гц; $f_0 = 45.1 \times 10^6$ Гц; $f_2 = 45.2 \times 10^6$ Гц. Диагональная прямая линия – это заданная частотная модуляционная характеристика. Вертикальными прямыми ограничены полосы частот, в пределах которых обеспечиваются заданные отклонения модуля знаменателя передаточной функции от нуля.

На рис. 6б показаны зависимости модуля передаточной функции первого варианта частотного модулятора от частоты при одновременном изменении амплитуды управляющего сигнала. Экспериментально полученные частотные характеристики и эквивалентная схема первого варианта частотного модулятора в режиме усиления (рис. 1) представлены соответственно на рис. 7 и 8.



а)



б)

Рис. 7. Экспериментальные характеристики второго варианта частотного модулятора, полученные в системе OrCad: а) АЧХ, б) ФЧХ

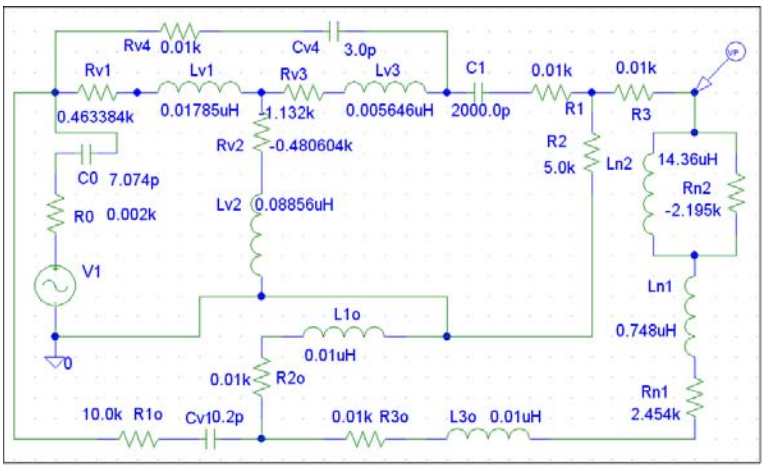


Рис. 8. Эквивалентная схема первого частотного модулятора (рис. 1)

Трёхполюсный нелинейный элемент замещён перекрытым Т-образным соединением четырёх комплексных двухполюсников, реализованных соответствующими парами элементов R_{v1}, L_{v1}; R_{v2}, L_{v2}; R_{v3}, L_{v3}; R_{v4}, C_{v4}. Нагрузка выполнена на элементах R_{n1}, L_{n1}; R_{n2}, L_{n2} (рис. 8). Комплексный четырёхполюсник реализован на элементах R_1, C_1; R_2; R_3. Обратная связь сформирована в виде Т-образного звена на элементах R_{1o}, C_{v1}; R_{2o}, L_{1o}; R_{3o}, L_{3o}.

Исследование частотных характеристик второго варианта частотного модулятора (рис. 5) проводилось на трёх заданных частотах: $f_1 = 145 \times 10^6$ Гц; $f_0 = 145.3 \times 10^6$ Гц; $f_2 = 145.6 \times 10^6$ Гц – при амплитуде управляющего сигнала $i_1 = 145$. Частотные характеристики второго варианта частотного модулятора подобны частотным характеристикам первого варианта.

Для первого модулятора при средней частоте $f_0 = 45.1$ МГц и заданной величине $\delta = 0.1$ девиация частоты составляет $\Delta f \approx 0.8$ МГц, при $\delta = 0.01$ $\Delta f \approx 0.3$ МГц, при $\delta = 0.001$ $\Delta f \approx 0.18$ МГц. Для второго модулятора при средней частоте $f_0 = 145.2$ МГц и заданной величине $\delta = 0.1$ девиация частоты составляет $\Delta f \approx 2.5$ МГц. При $\delta = 0.01$ $\Delta f \approx 0.8$ МГц, при $\delta = 0.001$ $\Delta f \approx 0.34$ МГц. Удвоенное последнее значение девиации можно считать величиной достигнутого квазилинейного участка частотной модуляционной характеристики. С увеличением средней частоты девиация увеличивается примерно в корень квадратный из отношения большей частоты к меньшей. Генераторы в режиме усиления являются высокодобротными устройствами, а частотные модуляторы – низкодобротными. Сравнение результатов математического

моделирования в системе MathCAD и схемотехнического моделирования в системе «OrCad» указывает на возможность использования разработанных моделей для проектирования исследуемых генераторов и частотных модуляторов с внешней параллельной по току обратной связью. Если для описания параметров VT и цепи ОС использовать матрицы Z, Y, H , то предложенный алгоритм синтеза можно применять для проектирования генераторов и частотных модуляторов с вариантами соединения VT и КЧ с цепью ОС по последовательной, параллельной, и последовательно-параллельной схемам соответственно. Каждый вариант имеет свои области физической реализуемости, которые дополняют области физической реализуемости других вариантов, поэтому изменение варианта включения VT относительно цепи ОС и КЧ позволяет реализовать условия генерации практически при любых исходных данных.

Литература

1. *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы / И.С. Гоноровский. – М.: Дрофа, 2006. – 720 с.

2. *Разевиг В.Д.* Применение программ P-CAD и Pspice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ / В.Д. Разевиг. – М.: Радио и связь, 1992. – Вып. 3. Моделирование аналоговых устройств. – 112 с.

3. *Златин И.Н.* Схемотехническое и системное проектирование радиоэлектронных устройств в OrCad 10.5 / И.Н. Златин. – М.: Горячая Линия-Телеком, 2008. – 352 с.

4. *Батушев В.А.* Электронные элементы военной техники связи / В.А. Батушев, В.Н. Вениаминов, А.И. Мирошниченко. – М.: Воениздат, 1984. – 424 с.

5. *Фельдштейн А.Л.* Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич. – М.: Связь, 1965. – 352 с.

6. *Куликовский А.А.* Устойчивость активных линеаризованных цепей с усилительными приборами нового типа / А.А. Куликовский. – М.–Л.: ГЭИ, 1962. – 192 с.

7. *Полак Э.* Численные методы оптимизации / Э. Полак. – М.: Мир, 1974. – 386 с.

Статья поступила в редакцию 31 августа 2012 г.

УДК 621.396: 621.396.96, 621.396.98

ОПТИМИЗАЦИЯ ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА В СИСТЕМЕ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ЗАДЕРЖКОЙ ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА

М.И. Другов, с.н.с., тел.: (473) 248-04-33
А.И. Сергиенко, в.н.с., тел.: (473) 272-53-24
ОАО «Концерн «Созвездие»

Выполнен синтез оптимальной по быстродействию системы слежения за задержкой сигнала (ССЗ) с астатизмом второго порядка. Получена структура и определены параметры оптимального устройства управления (УУ). Предложена простая для практической реализации астатическая ССЗ со знаковой дискриминационной характеристикой и обратной связью по скорости, время переходного процесса в которой близко к времени переходного процесса в системе, оптимальной по быстродействию.

***Ключевые слова**: система автоматического управления (САУ), система слежения за временной задержкой, принципы оптимального управления, линия переключения.*

TRANSIENT PROCESS OPTIMIZATION IN BROADBAND SIGNAL DELAY TRACKING SYSTEM

M.I. Drugov, senior research fellow, tel.: (473) 248-04-33
A.I. Sergienko, leading research fellow, tel.: (473) 272-53-24
JSC «Sozvezdie» Concern»

The synthesis of speed optimal time delay tracking system (TDTS) with second order astaticism is fulfilled. The structure and the parameters of the optimal control device are obtained. Simple for practical implementation TDTS-system with the sign discriminator curve and with the speed feedback the transient-process time in which is close to the transient time in speed optimal system is suggested.

***Key words**: automatic control system (ACS), time delay tracking system (TDTS), optimal control principles, switching line.*

Известно, что важным и определяющим фактором для обеспечения качественной связи в широкополосных системах [1, 2] является точная оценка и компенсация текущей временной задержки широкополосного сигнала (ШПС). Как правило, данную процедуру выполняют системы автоматического управления, которые должны удовлетворять жестким и противоречивым требованиям по точности оценки и скорости подстройки временной ошибки ШПС, что усложняет техническую реализацию САУ на практике.

В связи с этим актуальной задачей является разработка таких систем слежения за задержкой ШПС, которые, с одной стороны, обеспечивают высокую точность оценки и быстродействие процедуры слежения за задержкой ШПС, а с другой стороны, имеют приемлемую сложность при их практической реализации.

Целью настоящей работы является синтез оптимальной по быстродействию системы слежения за задержкой ШПС с астатизмом второго порядка и сравнительный анализ динамических характеристик полученной системы и системы слежения, ранее предложенной авторами.

Оптимальной системой автоматического регулирования [3, 4] называют такую систему, которая обеспечивает наилучшие показатели качества для заданных (реальных) условий функционирования при существующих ограничениях на параметры системы.

При синтезе оптимальной по быстродействию ССЗ структура объекта управления (ОУ), как правило, известна, поэтому задача синтеза состоит в определении структуры и параметров устройства управления (УУ), которое обеспечивает оптимальные переходные процессы при заданных начальных и конечных значениях переменных и ограничении на величину управляющего воздействия.

Принято различать три фундаментальных принципа управления в САУ: это принцип разомкнутого управления, принцип компенсации и принцип обратной связи [3].

В данном случае синтез ССЗ, оптимальной по быстродействию, выполнен с учетом принципа обратной связи. При этом коэффициент передачи ОУ синтезируемой ССЗ имеет вид

 ISSN 1995-7009

$K(p)=\left[K_\tau(1+mTp)\right]/Tp^2$, что обеспечивает в процессе управления астатизм второго порядка. В качестве входного сигнала рассматриваемой ССЗ используется широкополосный видеосигнал типа псевдослучайной последовательности (ПСП).

Оптимизация выполнена по критерию минимума времени переходного процесса.

Математическую модель ОУ рассматриваемой ССЗ представим системой дифференциальных уравнений (ДУ)

$$px_1=-K_\tau x_2/T+mK_\tau U,\quad px_2=U, \qquad (1)$$

где $p=d/dt$ – оператор дифференцирования; $x_1=\tau$ – ошибка временной задержки; $x_2=\dot\tau=d\tau/dt$; U – управляющее воздействие; $|U|\le U_m$ – область допустимых значений управляющего воздействия; U_m – максимальное значение управляющего воздействия; T – постоянная времени ФНЧ; m – коэффициент передачи пропорциональной части $(0\le m<1)$ ФНЧ; K_τ – коэффициент усиления фильтрующей цепи ФНЧ на нулевой частоте.

Для выполнения синтеза УУ из системы уравнений (1) исключим переменную t, разделив первое уравнение на второе. В результате получим дифференциальное уравнение в фазовой плоскости (x_1,x_2):

$$dx_1/dx_2=-\left(K_\tau/UT\right)x_2+mK_\tau. \qquad (2)$$

Это дифференциальное уравнение с разделяющимися переменными. Для различных начальных условий решение ДУ (2) (фазовые траектории) – семейство парабол. При $x_1(t=0)=x_{10}$ и $x_2(t=0)=x_{20}$ оно имеет вид

$$x_1-x_{10}=$$
$$=-\left(K_\tau/2TU\right)\left(x_2^2-x_{20}^2\right)+K_\tau m\left(x_2-x_{20}\right). \qquad (3)$$

Известно [4, 5], что для обеспечения максимального быстродействия УУ ССЗ с обратной связью должно иметь релейную характеристику, а управляющее напряжение U – принимать максимально возможное значение $\pm U_m$. Фазовая траектория, обеспечивающая минимальное время переходного процесса (максимальное быстродействие системы), проходит через начало координат и является линией переключения. Подставляя в (3) $x_{10}=x_{20}=0$, получаем уравнение линии переключения для $U=\pm U_m$, соответственно,

$$x_1=\mp K_\tau x_2^2/2U_mT+K_\tau mx_2. \qquad (4)$$

При этом закон коммутации сигнала управления реализуется следующим образом:

$$\bar U=+U_m, \text{ если}$$
$$x_1+\left(K_\tau/2U_mT\right)\cdot x_2^2\cdot sign\left(x_2\right)-K_\tau mx_2>0; \qquad (5)$$

$$\bar U=-U_m, \text{ если}$$
$$x_1+\left(K_\tau/2U_mT\right)\cdot x_2^2\cdot sign\left(x_2\right)-K_\tau mx_2<0. \qquad (6)$$

Из (5) и (6) получаем выражение для оптимального сигнала управления:

$$\bar U=U_m sign\Big[x_1+\left(K_\tau/2U_mT\right)\cdot x_2^2\times$$
$$\times sign\left(x_2\right)-K_\tau mx_2\Big]. \qquad (7)$$

В соответствии с выражением (7) на рис. 1 приведена структурная схема ССЗ, оптимальная по быстродействию.

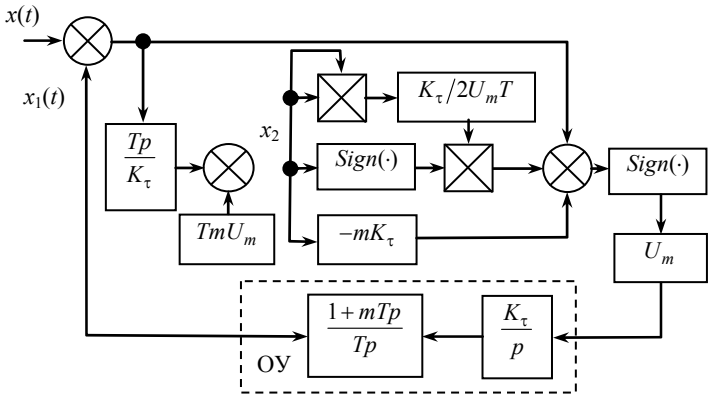


Рис. 1. Структурная схема ССЗ, оптимальная по быстродействию

В качестве обобщенной математической модели данной ССЗ используем стохастическое дифференциальное уравнение вида

$$\frac{d^2\tau}{dt^2}+\frac{\tau_m}{T}K_\tau U_m\left[sign\left(\tau+\frac{K_\tau}{2U_mT}\frac{d\tau}{dt}sign\left(\frac{d\tau}{dt}\right)-K_\tau m\frac{d\tau}{dt}+\xi(t)\right)\right]=0. \quad (8)$$

Здесь $\xi(t)$ – шум, приведенный к выходу дискриминатора.

С использованием обозначения $y=d\tau/dt=\dot{\tau}$ фазовые траектории, соответствующие уравнению (8), для различных начальных условий $y_0=\dot{\tau}_0$ и τ_0 имеют вид

$$\frac{y^2-y_0^2}{2}=-\frac{\tau_m K_\tau}{T}U_m\left(\tau-\tau_0\right)$$

при $\tau+\frac{K_\tau}{2U_mT}\frac{d\tau}{dt}sign\left(\frac{d\tau}{dt}\right)-K_\tau m\frac{d\tau}{dt}+\xi(t)\ge 0$,

$$\frac{y^2-y_0^2}{2}=\frac{\tau_m K_\tau}{T}U_m\left(\tau-\tau_0\right)$$

при $\tau+\frac{K_\tau}{2U_mT}\frac{d\tau}{dt}sign\left(\frac{d\tau}{dt}\right)-K_\tau m\frac{d\tau}{dt}+\xi(t)<0$.

Структура оптимальной по быстродействию ССЗ (рис. 1) сложна для практической реализации. В то же время динамические характеристики, достаточно близкие к оптимальным, можно получить более простыми средствами. Рассмотрим астатическую ССЗ с управляемым тактовым генератором (УТГ) и дискриминационной характеристикой типа $sign(\cdot)$, предложенную авторами в [6]. Структурная схема этой ССЗ представлена на рис. 2, а соответствующая ей дискриминационная характеристика (ДХ) – на рис. 3.

Структурная схема ССЗ (рис. 2) содержит УТГ 1, две группы по K корреляторов $2_1 \div 2_K$ и $3_1 \div 3_K$ (первая группа $2_1 \div 2_K$ предназначена для области задержек входного сигнала $[-K\tau_u, 0]$ и вторая группа $3_1 \div 3_K$ – для области задержек $[0, +K\tau_u]$), блок выбора максимума 4 первой группы корреляторов, блок выбора максимума 5 второй группы корреляторов, блок выбора глобального максимума из обеих групп корреляторов 8, регистр сдвига с обратными связями (генератор ПСП) 6, регистр сдвига 7, сумматоры 9, 10, 11, компараторы 12, 13, усилитель с переменным коэффициентом усиления 14, блок нормировки 15, формирователь управляющих сигналов 16, первый и второй ключи 17, 18, ФНЧ 19.

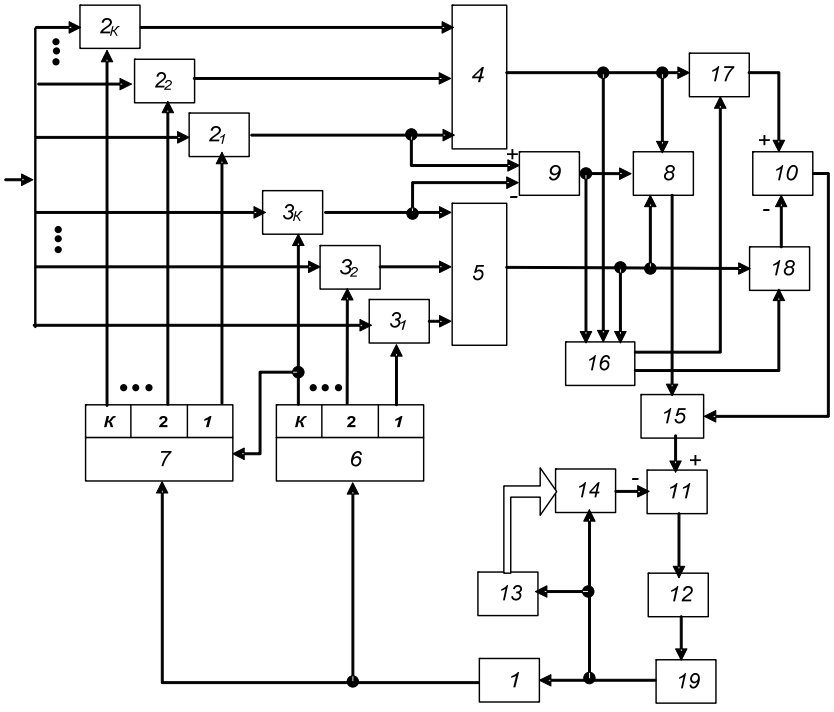


Рис. 2. Структурная схема астатической ССЗ с УТГ [6]

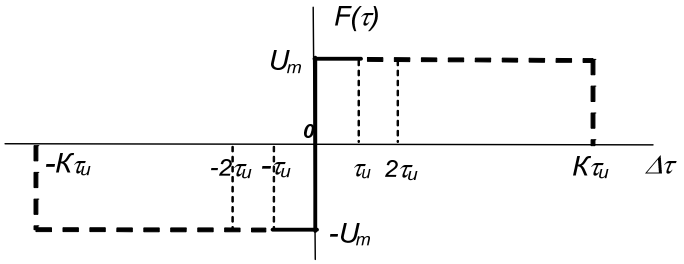


Рис. 3. Дискриминационная характеристика астатической ССЗ с УТГ

Данная ССЗ работает следующим образом. На сигнальные входы корреляторов первой $2_1 \div 2_K$ и второй $3_1 \div 3_K$ группы поступает входной псевдослучайный сигнал, а на опорные входы с выходов K разрядов каждого из регистров 6 и 7 поступают опорные сигналы. Опорные сигналы сдвинуты относительно друг друга на один чип τ_u (элементарный символ) ПСП. Пусть временная задержка входного сигнала находится в области задержек первой группы корреляторов. Тогда на выходах корреляторов $2_1 \div 2_K$ вырабатываются напряжения, пропорциональные величине взаимной корреляции входного и опорных сигналов, и на выходе одного из них наблюдается максимальный отклик. Это соответствует одинаковой или близкой временной задержке входного и опорного сигналов. В то же время на выходах второй группы корреляторов $3_1 \div 3_K$ наблюдаются либо помеховые отклики, либо взаимно-корреляционные отклики, обусловленные структурой входного сигнала. Далее максимальный отклик с выходов первой группы корреляторов $2_1 \div 2_K$ выделяется в блоке выбора максимума 4. На выходе второго блока выбора максимума 5 выделяется максимальный отклик из второй группы корреляторов. Напряжения с выходов первого и второго блоков 4 и 5 и выхода сумматора 9 поступают на формирователь управляющих сигналов 16 и третий блок выбора максимума 8. Дополнительно сигналы с выходов блоков 4 и 5 поступают соответственно на входы ключей 17 и 18. Сумматор 9 объединяет сигналы двух корреляторов обеих групп, ближайших к центру области неопределенности $[-K\tau_u, +K\tau_u]$, максимальный отклик в которых соответствует временной расстройке $|\tau| \le \tau_u / 2$. На выходе блока выбора максимума 8 формируется максимальное напряжение, соответствующее глобальному максимуму с выходов всех корреляторов обеих групп, которое поступает на блок нормировки 15. Формирователь управляющих сигналов 16 в зависимости от соотношений сигналов на его входе коммутирует ключи 17 и 18. В случае, когда $\tau > \tau_u / 2$, максимально возможный корреляционный отклик появляется на выходе блока выбора максимума первой группы корреляторов 4, и сигнал формирователя 16 открывает ключ 17 и закрывает ключ второй группы корреляторов 18. Если максимально возможный корреляционный отклик $\tau < -\tau_u / 2$ наблюдается во второй группе корреляторов, то формирователь 16 закрывает ключ 17 и открывает ключ 18. При этом выход ключа 17 соединен с суммирующим входом, а выход ключа 18 соединен с вычитающим входом сумматора 10. Выходной сигнал закрытого ключа равен нулю, а открытого – максимальному значению корреляционной функции из соответствующей группы корреляторов. Вследствие этого на выходе сумматора 10 наблюдается максимальный корреляционный отклик с учетом знака расстройки, равный по величине глобальному максимуму на выходе блока 8. Поэтому для расстроек $|\tau| > \tau_u / 2$ на выходе блока нормировки 15 формируется напряжение, равное ± 1. При временной расстройке внутри интервала $|\tau| \le \tau_u / 2$, максимально возможное напряжение корреляционного отклика будет наблюдаться на выходе сумматора 9, и формирователь 16 вырабатывает команду включения обоих ключей 17 и 18. В этом случае напряжение на выходе блока нормировки 15 изменяется по линейному закону от $+1$ до -1 и проходит через точку $\tau = 0$. Если в кольце обратной связи ССЗ используется ФНЧ 19 с коэффициентом передачи $K(p) = 1/Tp$ и УТГ 1 с коэффициентом передачи $K(p) = S/p$, где T – постоянная времени ФНЧ, S – крутизна характеристики управления УТГ, то на выходе ФНЧ 19 будет формироваться напряжение, пропорциональное производной (скорости изменения) временной расстройки. Полученное

напряжение масштабируется и вычитается из выходного напряжения блока 15 в сумматоре 11. Так вводится обратная связь по скорости. Уровень сигнала в обратной связи по скорости формируется усилителем с переменным коэффициентом усиления 14. Коэффициент усиления соответствует величине скорости изменения временной расстройки и определяется компаратором 13. Выходной сигнал сумматора 11 сравнивается с нулевым порогом в компараторе 12, на выходе которого формируется окончательная ДХ устройства, показанная на рис. 3. Этот сигнал, пропущенный через ФНЧ 19, соответствует оценке временной расстройки и используется для коррекции тактовой частоты управляемого тактового генератора 1. В результате задержки опорных сигналов регистров 6 и 7 корректируются так, чтобы напряжение на выходе фильтра стремилось к нулю. При любой временной расстройке в сторону опережения или запаздывания из области $[-K\tau_u, 0]$ или $[0, +K\tau_u]$ предложенная процедура возвращает систему в точку глобального устойчивого равновесия. Из рис. 3 следует, что при любой временной расстройке из интервала неопределенности $[-K\tau_u, +K\tau_u]$ восстанавливающая сила будет постоянной и максимальной, чем обеспечивается максимальное быстродействие и минимальное время переходного процесса в системе при компенсации больших расстроек.

Таким образом, данный подход обеспечивает слежение за временной задержкой сигнала по максимальному корреляционному отклику и имеет ряд преимуществ. Во-первых, он позволяет расширить полосу захвата системы путем расширения области анализа начальных расстроек до $[-K\tau_u, +K\tau_u]$. Во-вторых, обеспечивает высокую помехоустойчивость, определяемую полосой пропускания одного корреляционного канала. В-третьих, использование в данной ССЗ дополнительного кольца регулировки по скорости позволяет сократить время переходного процесса за счет увеличения затухания при переключении знака управляющего воздействия. Дополнительно подбором моментов срабатывания компаратора 13 и глубины обратной связи по скорости в системе [5 – 7] можно обеспечить скользящий режим и переходный процесс, близкий к оптимальному по быстродействию. При этом зависимость ошибки от уровня восстанавливающего воздействия устраняется введением операции нормировки в блоке 15. В-четвертых, аналогично [8], в системе [6] исключаются ложные захваты при режекции спектра ШПС блоком защиты (БЗ) или при многолучевом канале распространения.

В качестве математической модели [9, 10] данной ССЗ используем стохастическое дифференциальное уравнение вида

$$d^2\tau / dt^2 + \tau_m S / T \times \\ \times\left[sign\left(\tau + k \cdot d\tau / dt + \xi(t)\right)\right] = 0. \qquad (9)$$

Здесь T – постоянная времени ФНЧ (интегратора); S – крутизна характеристики управления УТГ; k – коэффициент усиления обратной связи по скорости; $\xi(t)$ – шум, приведенный к выходу дискриминатора.

Наиболее наглядно решение уравнения (9) можно представить на фазовой плоскости $(\tau, \dot{\tau})$. Для этого используем замену переменных $\dot{\tau} = y$ и исключим зависимость от времени. Тогда решение этого уравнения для детерминированного случая без обратной связи по скорости $(k = 0)$ представляет собой семейство циклических параболических траекторий, характерных для консервативных технически неработоспособных систем. Введение в эту ССЗ дополнительного кольца обратной связи по скорости $(k \neq 0)$ преобразует ее в устойчивую систему. Кроме того, существует значение k, при котором обеспечиваются условия существования скользящего режима и возможна реализация переходного процесса, близкого к переходному процессу в оптимальной по быстродействию системе. Фазовые траектории, соответствующие этой системе, имеют вид

$$\left(y^2 - y_0^2\right)/2 = -\left(\tau_m S / T\right)\cdot\left(\tau - \tau_0\right) \\ \text{при } \tau + k\dot{\tau} + \xi(t) \geq 0, \qquad (10)$$

$$\left(y^2 - y_0^2\right)/2 = \left(\tau_m S / T\right)\cdot\left(\tau - \tau_0\right) \\ \text{при } \tau + k\dot{\tau} + \xi(t) < 0. \qquad (11)$$

На рис. 4 показан фазовый портрет детерминированной ССЗ $(\xi(t) = 0)$ с обратной связью по скорости (кривая 1 – $k = 0,7$ и кривая 2 – $k = 3$). Для сравнения на рис. 4 дополнительно приведен фазовый портрет синтезируемой детерминированной ССЗ, оптимальной по быстро-

действию (кривая 3). На рис. 5 представлены соответствующие кривые переходного процесса $\tau(t)$ [11] как функции времени. Характеристики построены для начальных условий $y_0 = -5$, $\tau_0 = -5$ и значений параметров $m = 0{,}1$, $T = S = K_\tau = \tau_m = 1$.

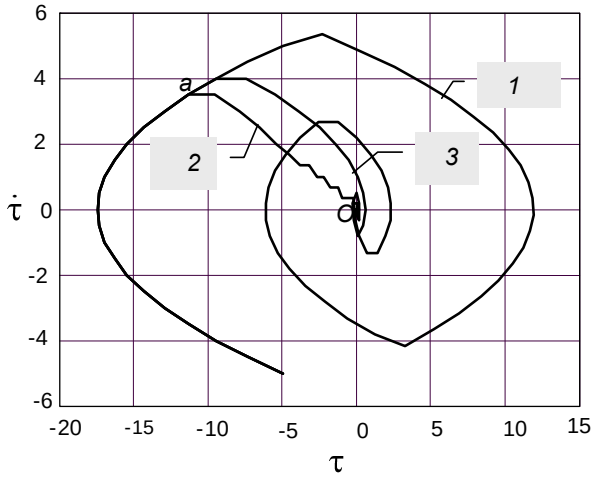


Рис. 4. Фазовый портрет детерминированной ССЗ с обратной связью по скорости

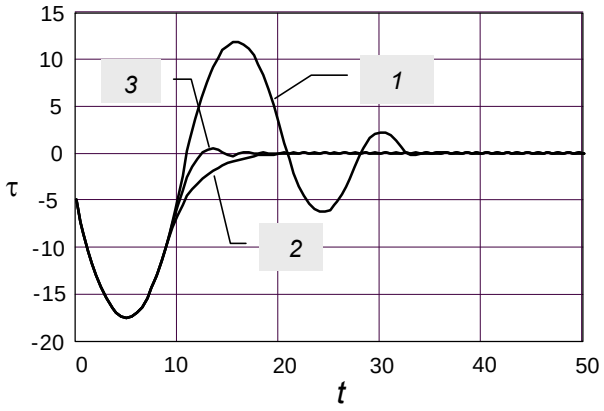


Рис. 5. Кривые переходного процесса детерминированной ССЗ с обратной связью по скорости

Из анализа фазового портрета на рис. 4 следует, что система с обратной связью по скорости при $k \neq 0$ устойчива. Характер переходного процесса либо колебательный затухающий (кривая 1), либо в предельном случае соответствует скользящему режиму (кривая 2), который осуществляется по траектории «$a \to 0$». Координаты точки начала скользящего режима определяют по положению точки касания линии переключения (ЛП) $\tau + k\dot{\tau} = 0$ с траекториями $y^2 = \pm(\tau_m S / T) \cdot \tau$.

Линия переключения «$a \to 0$» в фазовом пространстве – практически линейная функция. Интервалы времени переключения знака траекторий внутри области ЛП малы, поэтому переходный процесс в среднем определяется только ее характеристиками. Таким образом, траектория перехода системы в состояние равновесия (синхронизма) – практически линейная функция и поэтому является кратчайшей.

Выводы

Из сравнения кривых переходного процесса (рис. 5) следует, что при соответствующем выборе коэффициента усиления обратной связи по скорости ($k = 3$) в предложенной авторами ССЗ возможно получить переходный процесс (кривая 2), практически совпадающий с переходным процессом в ССЗ, оптимальной по быстродействию (кривая 3). С другой стороны, реализация структуры ССЗ, оптимальной по быстродействию

(рис. 1), имеет более сложное решение, чем ССЗ с дискриминационной характеристикой типа $sign(\cdot)$ и обратной связью по скорости (рис. 2).

Как правило, отношение сигнал–шум на выходе дискриминатора ССЗ имеет достаточно большое значение. В этом случае для анализа динамических характеристик стохастических ССЗ шумовую составляющую $\xi(t)$ в математических моделях систем (8), (9) можно считать близкой к нулю $(\xi(t) \approx 0)$ и в качестве оценок использовать характеристики, полученные для детерминированного случая. К сожалению, оценка статистической динамики рассмотренных систем для произвольных отношений сигнал–шум в настоящей работе не выполнена. Это связано с тем, что для решения рассматриваемых задач в настоящее время недостаточно математических инструментов, и требуется отдельное дополнительное исследование.

Литература

1. *Диксон Р.К.* Широкополосные системы / Р.К. Диксон ; пер. с англ. под ред. В.В. Маркова. – М. : Связь, 1979. – 302 с.

2. Методы классической и современной теории автоматического управления: учебник в 3 т. / под ред. Н.Д. Егупова. – М. : Изд. МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2000. – Т. 1: Анализ и статистическая динамика систем автоматического управления. – 748 с.

3. *Первачев С.В.* Радиоавтоматика / С.В. Первачев. – М. : – Радио и связь, 1982. – 296 с.

4. *Чураков Е.П.* Оптимальные и адаптивные системы / Е.П. Чураков. – М. : Энергоиздат, 1987. – 256 с.

5. *Попов Е.П.* Теория нелинейных систем автоматического регулирования и управления / Е.П. Попов. – М. : Наука, 1988. – 256 с.

6. А.с. 1716614 СССР, МПК H04L7/02. Устройство слежения за задержкой псевдослучайного сигнала / М.И. Другов, А.И. Сергиенко, Н.И. Щукин, В.И. Журавлев, В.М. Тарасов / ВНИИС. – № 4832484/09 ; заявлено 25.05.1990 ; опубл. 29.02.1992, Бюл. №8. – 7 с.

7. *Бутенин Н.В.* Введение в теорию нелинейных колебаний / Н.В. Бутенин, Ю.И. Неймарк, Н.А. Фуфаев. – М. : Наука, 1987. – 384 с.

8. А.с. 1626428 СССР, МПК H04L7/02, H04B1/10. Дискриминатор для синхронизации по задержке псевдослучайного сигнала / В.И. Журавлев, Н.И. Щукин, М.И. Другов, А.И. Сергиенко / ВНИИС. – № 4673674/09 ; заявлено 04.04.1989 ; опубл. 07.02.1991, Бюл. № 5. – 7 с.

9. *Другов М.И.* Математическая модель системы слежения за задержкой широкополосного сигнала, работающей в условиях эффекта Доплера / М.И. Другов, А.И. Сергиенко, М.П. Цуканов // Техника средств связи : тез. докл. науч.-техн. конф. молодых специалистов, 15 мая 1990 г. / Центральный отраслевой орган научно-технической информации «ЭКОС». – Воронеж, 1990. – С. 11 – 12.

10. *Другов М.И.* Динамика системы слежения за задержкой сигнала с обратной связью по скорости / М.И. Другов, А.И. Сергиенко, М.П. Цуканов // Техника средств связи : тез. докл. науч.-техн. конф. молодых специалистов, 15 мая 1990 г. / Центральный отраслевой орган научно-технической информации «ЭКОС». – Воронеж, 1990. – С. 12 – 13.

11. *Мороз А.И.* Курс теории систем : Учебное пособие для вузов по специальности «прикл. математика» / А.И. Мороз. – М. : Высш. шк., 1987. – 304 с.

Статья поступила в редакцию 3 августа 2012 г.

УДК 621.396.662

АДАПТИВНАЯ КОМПЕНСАЦИЯ ПОМЕХ ДРОБНОСТИ В СИНТЕЗАТОРАХ С ДЕЛЬТА-СИГМА МОДУЛЯТОРАМИ

С.К. Романов, в.н.с., e-mail: skromanov@rambler.ru
Н.М. Тихомиров, нач. НТУ, e-mail: tikhomir@sozvezdie.su
А.И. Лукинова, нач. сектора, e-mail: lukinovaai@mail.ru
В.Н. Тихомиров, конструктор, e-mail: tikhomir@sozvezdie.su
ОАО «Концерн «Созвездие»

Предложена методика определения времени переходного процесса адаптивной компенсации помех дробности, генерируемых дельта-сигма модуляторами в дробных делителях частоты с переменным коэффициентом деления, в импульсной системе ФАПЧ синтезатора частот. Показано, что автоматическая компенсация помех дробности осуществляется с помощью специального дополнительного устройства адаптации, подключаемого на вход фильтра нижних частот импульсной системы ФАПЧ.

***Ключевые слова**: синтезатор частот, помехи дробности, дельта-сигма модулятор, переходной процесс, адаптация, компенсация помех дробности.*

THE ADAPTIVE COMPENSATION OF FRACTIONAL DISTURBANCES IN FREQUENCY SYNTHESIZERS WITH DELTA-SIGMA MODULATORS

S.K. Romanov, leading research fellow, e-mail: skromanov@rambler.ru
N.M. Tikhomirov, head of Scientific and Technical Board, e-mail: tikhomir@sozvezdie.su
A.I. Lukinova, head of sector, e-mail: lukinovaai@mail.ru
V.N. Tikhomirov, design engineer, e-mail: tikhomir@sozvezdie.su
JSC «Sozvezdie» Concern»

The definition technique of the fraction interferences adaptive compensation transient time generated by the delta-sigma modulators in the frequency fractional dividers with the variable-ratio divider in PLL system is proposed. The fraction interference automatic compensation is realized with the help of extra special adaptation device connected to the input of the PLL's low-pass filter.

***Key words:** frequency synthesizer, fraction interference, delta-sigma modulator, transient process, adaptation, fraction interference compensation.*

В последнее время в большинстве синтезаторов частот (СЧ) с импульсной фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ) используются делители частоты с дробным переменным коэффициентом деления (ДДПКД). Достоинства СЧ с дробным делением известны разработчикам радиоаппаратуры [1, 2], однако применение ДДПКД приводит к появлению в выходном сигнале СЧ помех дробности (ПД). Для уменьшения уровня ПД в низкочастотной части спектра выходного сигнала СЧ в схеме ДДПКД используются дельта-сигма модуляторы (ДСМ) в разных модификациях (далее – $\text{СЧ}_{\text{ДСМ}}$). Расчеты ПД по линейной модели $\text{СЧ}_{\text{ДСМ}}$ [3] показывают эффективность применения ДСМ, но в области высоких частот для широкополосных синтезаторов уровень ПД имеет недопустимо большое значение. Для предотвращения этого нежелательного явления существуют специальные ненастраиваемые [4–10] и автоматически настраиваемые (с адаптацией) [11–14] устройства компенсации ПД.

В настоящей работе рассматриваются $\text{СЧ}_{\text{ДСМ}}$ с адаптивными устройствами и основное внимание уделено определению длительности переходного процесса адаптивной компенсации ПД ($\text{П}_{\text{прКПД}}$) как недостаточно исследованному в цитируемой выше литературе вопросу. На рис. 1 приведена структурная схема синтезатора $\text{СЧ}_{\text{ДСМ}}$ с исследуемой адаптивной импульсной системой ФАПЧ (АФАПЧ). С выхода импульсного частотно-фазового детектора (ЧФД) (на входы ЧФД подаются опорный сигнал $e_0(t)$ и сигнал обратной связи $e_c(t)$, где t – текущее время) на вход фильтра нижних частот (ФНЧ) с передаточной функцией $G(s)$ через сумматор СУМ_1 поступает сигнал $i_{\text{Д}}(t)$. Сигнал $i_{\text{Д}}(t)$

имеет импульсный характер, и его вид зависит от типа используемого ЧФД (рассматривается ЧФД с зарядовой накачкой) и очередности поступления фронтов импульсных сигналов $e_0(t)$ и $e_c(t)$ в моменты времени nT_0 и t_n соответственно [15], где T_0 – период сигнала $e_0(t)$, n – номера импульсов $e_0(t)$.

Напряжение $e_\text{ф}(t)$ с выхода ФНЧ подается на управляемый генератор (УГ) и ДДПКД (коэффициент деления N_n), которые моделируются с помощью звеньев: усилительного звена (У) с коэффициентом передачи $2\pi S_\text{УГ}$; сумматора СУМ_2, на который поступает сигнал УГ с начальной частотой $\omega_\text{Н}$; интегрирующего звена со сбросом ($\text{И}_\text{с}$) с коэффициентом передачи $1/s$; релейного элемента (РЭ) с порогом $2\pi N_n$. Сброс в нуль $\text{И}_\text{с}$ осуществляется в моменты времени t_n срабатывания РЭ ($n = 1, 2, 3...$ – номера импульсов $e_c(t_n)$ сигнала ДДПКД). Коэффициент деления N_n имеет целочисленную N_0 и дробную ΔN_n (формируется ДСМ под действием числа a) составляющие, которые в сумме дают $N_n = N_0 + \Delta N_n$.

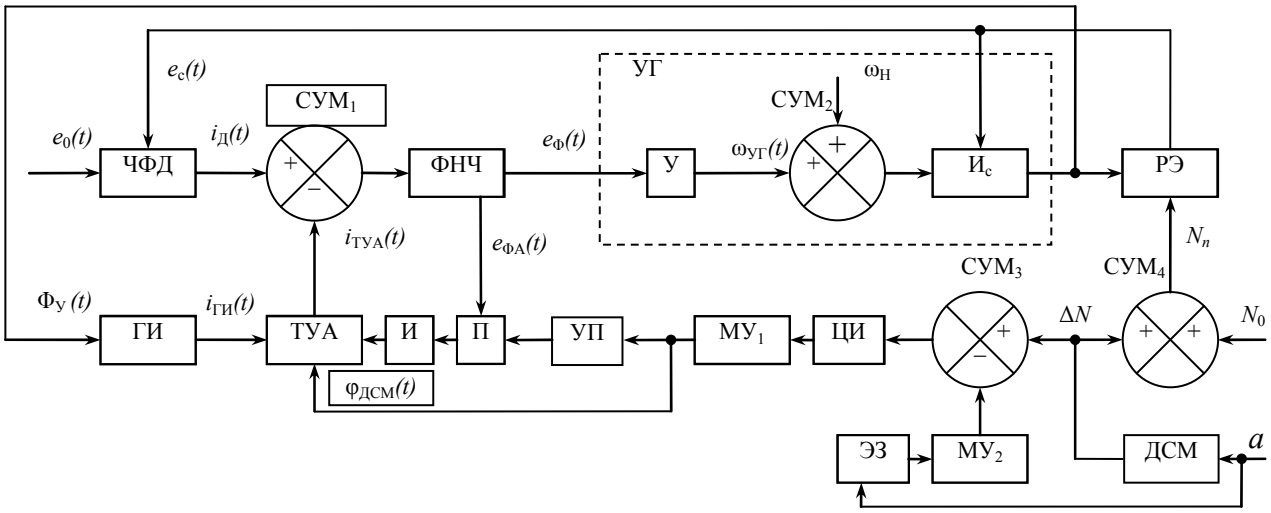


Рис. 1. Структурная схема $\text{СЧ}_\text{ДСМ}$ с импульсной адаптивной системой ФАПЧ

К традиционным элементам $\text{СЧ}_\text{ДСМ}$ в схему на рис. 1 добавлена адаптивная цепь компенсации ПД, которая содержит токовый управляемый аттенюатор (ТУА). Токовый сигнал $i_\text{ТУА}(t) = U_\text{int}(t) \times \times S_\text{ТУА}\varphi_\text{ДСМ}(t)[1(t-t_n) - 1(t-t_n-\tau_\text{ТУА}n)]$ имеет импульсную форму ($S_\text{ТУА}$ – крутизна характеристики управления ТУА). Его амплитуда $U_\text{int}(t)S_\text{ТУА}\varphi_\text{ДСМ}(t)$ управляется сигналом $U_\text{int}(t)$ с выхода интегратора (И) с передаточной функцией G_int/s, а длительность $\tau_\text{ТУА}n$ формируется генератором импульсов (ГИ). Сигнал $i_\text{ГИ}(t)$ на выходе ГИ определяется сигналом УГ. Введен перемножитель сигналов (П) с выходов ФНЧ $e_\text{фа}(t_n)$ и устройства преобразования (УП). УП преобразует выходной сигнал масштабирующего усилителя (МУ_1) как $F(x) = x$ или $F(x) = sign(x)$. На МУ_1 с коэффициентом усиления $2\pi/N_0$ подается сигнал с цифрового интегратора (ЦИ) с передаточной функцией $z^{-1}/(1-z^{-1})$, где z^{-1} – передаточная функция элемента задержки (ЭЗ) на время T_0. Добавлен СУМ_1, в котором суммируются сигналы с ЧФД и ТУА, а также СУМ_3, в котором из сигнала дробности a, прошедшего через масштабирующий усилитель МУ_2 с передаточной функцией $1/m$ (m – емкости накопителей ДСМ [3]) и ЭЗ с передаточной функцией z^{-l} (l определяется типом ДСМ), вычитается сигнал ΔN_n.

Наилучшая компенсация ПД обеспечивается равенством в среднем импульсов токов $i_\text{Д}(t)$ и $i_\text{ТУА}(t)$ ЧФД (с широтно-импульсной

модуляцией) и ТУА (с амплитудно-импульсной модуляцией) соответственно на интервале времени от t_n до t_{n+1}, то есть $\int_{t_n}^{t_{n+1}} i_{\text{Д}}(t)dt \approx \int_{t_n}^{t_{n+1}} i_{\text{ТУА}}(t)dt$, где $i_{\text{Д}}(t)$ – ток ЧФД (рис. 2). На рис. 2 изображены четыре случая (a, b, c, d) формирования тока $i_{\text{Д}}(t)$ в зависимости от того, опережают ли (отстают) импульсы сигнала обратной связи $e_c(t_n)$ во времени опорные импульсы $e_0(t)$. Например, для случая c $i_{\text{Д}}(t) = = -i_{\text{М}}[1(t-t_n)-1(t-t_n-\tau_n)]$) $i_{\text{М}}$ – амплитуда импульсов тока ЧФД, τ_n – длительность импульсов зарядового тока ЧФД, $\varphi_{\text{ДСМ}}(t) = \varphi_{\text{ДСМ}}(t_n) \times [1(t-t_n)-1(t_{n+1})]$ – сигнал на выходе МУ_1, где

$$\varphi_{\text{ДСМ}}(t_{n+1}) = \varphi_{\text{ДСМ}}(t_n) + \frac{2\pi}{N_0}\left(\Delta N_n - \frac{a}{m}\right),$$

а

$$\varphi_{\text{ДСМ}}(t_n) = \frac{2\pi}{N_0}\sum_{k=1}^{n-1}\left(\Delta N_k - \frac{a}{m}\right).$$

На рис. 3 для случая c условно показаны сигналы $i_{\text{д}}(t)$, $i_{\text{ТУА}}(t)$ и $\varphi_{\text{ДСМ}}(t)$ в адаптивной системе ФАПЧ. По оси x отложено время t в секундах, по оси y – токи $i_{\text{Д}}(t)$, $i_{\text{ТУА}}(t)$ в амперах и $\varphi_{\text{ДСМ}}(t)$ в радианах. Исходя из анализа рис. 1, 3 и [4] условие компенсации ПД в предположении, что за время $\tau_{\text{ТУА}n}$ ток $i_{\text{ТУА}}(t)$ меняется «мало», можно записать в виде

$$i_{\text{ТУА}}(t_n) = \frac{i_{\text{М}}}{2\pi} \cdot \frac{T_0}{\tau_{\text{ТУА}n}} \cdot \varphi_{\text{ДСМ}}(t_n). \qquad (1)$$

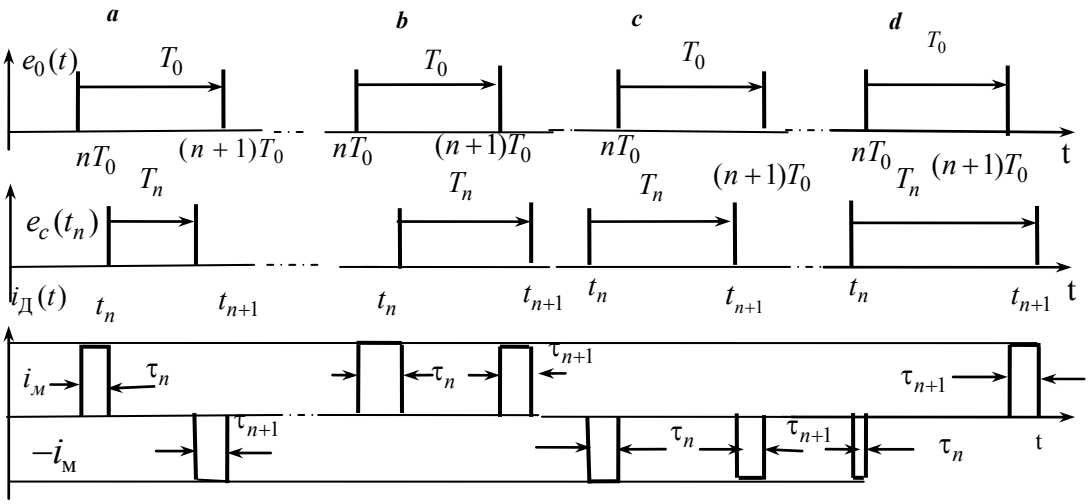


Рис. 2. Эпюры сигналов $e_0(t)$, $e_c(t)$, $i_d(t)$ в ЧФД

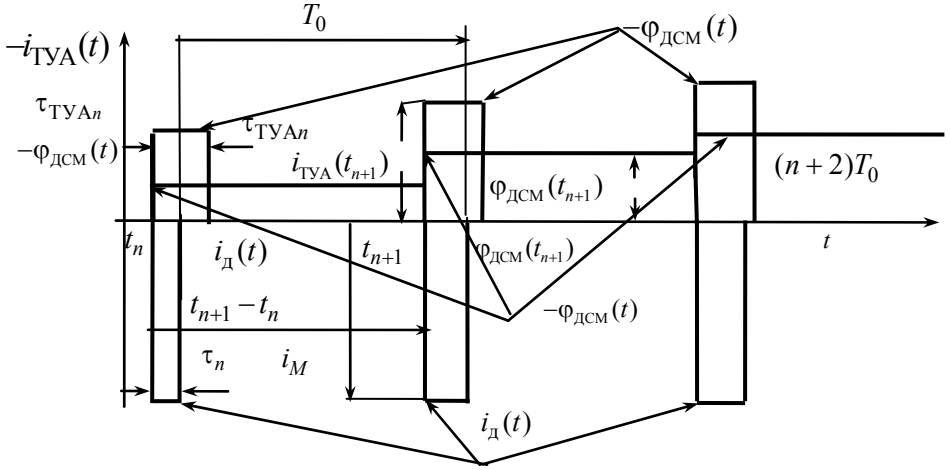


Рис. 3. Эпюры сигналов $i_{\text{Д}}(t)$, $i_{\text{ТУА}}(t)$, $\varphi_{\text{ДСМ}}(t)$ в системе АФАПЧ

Обычно выбирают $\tau_{\text{ТУА}n} = m_{\text{УГ}}\tau_{\text{УГ}}$, где $m_{\text{УГ}} = (4 \div 8)$ и $\tau_{\text{УГ}} \approx T_0 / N_0 \approx (t_{n+1} - t_n) / N_0$ – период колебаний сигнала УГ. Точное выполнение соотношения (1) возможно только при использовании адаптивной системы настройки на минимум уровня ПД на выходе ФНЧ. Так как в [11 – 14] не дается рекомендаций по нахождению параметра G_{int} интегратора и зависимостей времени адаптации от G_{int} собственно системы ФАПЧ, то целью настоящей работы является устранение пробелов в данном вопросе. Для решения поставленной задачи введем допущения:

1 допущение – $\tau_n << T_0$: это соотношение обеспечивается в реальном устройстве при исследовании воздействий помех ДСМ и позволяет перейти от нелинейной к линейной ФАПЧ;

2 допущение – $\tau_n \le \tau_{\text{ТУА}n}$: эта ситуация также, как правило, обеспечивается в реальных адаптивных ФАПЧ.

С учетом этих допущений и [15] перейдем к анализу импульсно-непрерывной адаптивной системы АФАПЧ синтезатора $\text{СЧ}_{\text{ДСМ}}$, представленной на рис. 1.

При анализе АФАПЧ, наряду с общими соотношениями, будем ориентироваться, в качестве примера, на использование в схеме $\text{СЧ}_{\text{ДСМ}}$ традиционного $\text{ФНЧ}_{\text{Т}}$, схема которого представлена на рис. 4. В отличие от цитируемой выше литературы сигнал управления $e_{\text{фа}}(t)$, снимаемый с $\text{ФНЧ}_{\text{Т}}$ для управления процессом адаптации, определяется как разность напряжений на конденсаторах C_1 и C_2, то есть $e_{\text{фа}}(t) = U_{C_1}(t) - U_{C_2}(t)$, что позволяет избежать проблем, связанных с влиянием на процесс адаптации постоянной составляющей на выходе $\text{ФНЧ}_{\text{Т}}$.

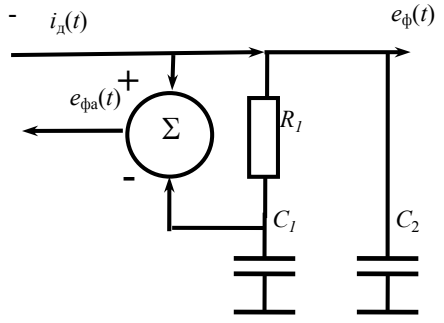


Рис. 4. Схема $\text{ФНЧ}_{\text{Т}}$ для системы АФАПЧ

Для получения математической модели АФАПЧ будем использовать интегро-дифференциальные уравнения, описывающие ее в пространстве состояний, вида

$$\left.\begin{aligned} &\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\{i_{\text{Д}}(t) - i_{\text{ТУА}}(t)\}, \\ &\dot{U}_{\text{int}}(t) = G_{\text{int}} F(\varphi_{\text{ДСМ}}(t_n)) e_{\text{фа}}(t), \\ &\int_{t_n}^{t_{n+1}} [\omega_{\text{н}} + 2\pi S_{\text{УГ}} e_{\text{ф}}(t)] dt = 2\pi N_n, \end{aligned}\right\} \qquad (2)$$

где $\mathbf{X}$ – вектор состояний длиной k (обычно это напряжения на конденсаторах, токи в индуктивностях ФНЧ), $\mathbf{A}$ – квадратная матрица состояния, $\mathbf{B}$ – вектор управления, $U_{\text{int}}(t)$ – напряжение на выходе интегратора И, $e_{\text{ф}}(t) = \mathbf{C}_{\text{ф}}\mathbf{X}$, $e_{\text{фа}}(t) = \mathbf{C}_{\text{фа}}\mathbf{X}$, $\mathbf{C}_{\text{ф}}$ – вектор-строка для вычисления выходной координаты $\text{ФНЧ}_{\text{Т}}$ $e_{\text{ф}}(t)$, $\mathbf{C}_{\text{фа}}$ – вектор-строка для вычисления выходной координаты $\text{ФНЧ}_{\text{Т}}$ $e_{\text{фа}}(t)$. Для рис. 4 $\mathbf{X} = \left[U_{C1}(t); U_{C2}(t)\right]$, $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -1/T_3 & 1/T_3 \\ 1/T_1 & -1/T_1 \end{bmatrix}$, где $T_1 = R_1 C_2$, $T_3 = R_1 C_1$, $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1/C_1 \\ 0 \end{bmatrix}$, $\mathbf{C}_{\text{фа}} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \end{bmatrix}$, $\mathbf{C}_{\text{ф}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$.

Для проведения дальнейших выкладок удобно перейти от (2) к уравнениям состояний АФАПЧ, расширенный вектор состояний которых имеет вид $\mathbf{X}_\Sigma = \left[\mathbf{X}; \tilde{U}_{\text{int}}(t)\right]$, где

$$\tilde{U}_{\text{int}}(t) = \\ = U_{\text{int}}(t) S_{\text{ТУА}} \frac{2\pi}{i_{\text{М}}} \cdot \frac{\tau_{\text{ТУА}n}}{T_0}.$$

Тогда систему уравнений (2) для ее интегрирования на интервале времени от t_n до t_{n+1} запишем в виде

$$\left.\begin{aligned} &\dot{\mathbf{X}}_\Sigma = \mathbf{A}_\Sigma \mathbf{X}_\Sigma + \mathbf{B}_\Sigma i_{\text{Д}}(t), \\ &\int_{t_n}^{t_{n+1}} [\omega_{\text{н}} + 2\pi S_{\text{УГ}} \text{e}_{\text{ф}}(\text{t})] dt = 2\pi N_n, \end{aligned}\right\} \qquad (3)$$

где $\mathbf{A}_\Sigma[nT_0] = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B}\varphi_2(t) \\ K_{\text{int}} F(\varphi_{\text{дсм}}(t_n)) \mathbf{C}_{\text{фа}} & 0 \end{bmatrix}$ – блочная матрица размером $(k+1) \times (k+1)$,

$$\varphi_2(t) = \\ = -\frac{i_{\text{М}}}{2\pi} \frac{T_0}{\tau_{\text{ТУА}n}} \varphi_{\text{ДСМ}}(t_n) [1(t - t_n) - 1(t - t_n - \tau_{\text{ТУА}n}],$$

$K_{\text{int}} = G_{\text{int}} S_{\text{ТУА}} \frac{2\pi}{i_{\text{М}}} \cdot \frac{\tau_{\text{ТУА}n}}{T_0}$, $\mathbf{B}_\Sigma = [\mathbf{B}; 0;]$ – блочный вектор управления размером $(k+1)$ для $\text{ФНЧ}_\text{Т}$,

$$\mathbf{A}_\Sigma[t] = \begin{bmatrix} -1/T_3 & 1/T_3 & \varphi_2(t)/C_1 \\ 1/T_1 & -1/T_1 & 0 \\ K_{\text{int}} F(\varphi_{\text{ДСМ}}(t_n)) & -K_{\text{int}} F(\varphi_{\text{ДСМ}}(t_n)) & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_\Sigma = \begin{bmatrix} 1/C_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Система уравнений (3) представляет собой систему нелинейных уравнений с периодическими коэффициентами, так как $\mathbf{A}_\Sigma(t_n) = \mathbf{A}_\Sigma(t_n + T_{\text{ДСМ}})$, $\varphi_2(t_n) = \varphi_2(t_n + T_{\text{ДСМ}})$, $N_n = N_{n+T_{\text{дсм}}/T_0}$, где $T_{\text{ДСМ}}$ – период ДСМ-последовательности, который в зависимости от типа ДСМ, порядка, емкости накопителей и числа a, подаваемого на вход первого накопителя ДСМ, может составлять значение до 2^{32} и более. Решение подобных уравнений неизвестно. Задачу можно упростить, если интервал времени от t_n до t_{n+1} разбить на два субинтервала $\tau_1 = \tau_{\text{ТУА}n}$ и $\tau_2 = T_0 - \tau_{\text{ТУА}n}$ (рис. 2 и 3), на которых матрица $\mathbf{A}_\Sigma$ и функция $\varphi_2(t)$ постоянны, и воспользоваться представленными выше допущениями 1 и 2.

Обозначим матрицы $\mathbf{A}_\Sigma$ на этих субинтервалах соответствующими индексами $\mathbf{A}_{\Sigma 1}$, $\mathbf{A}_{\Sigma 2}$, где $\mathbf{A}_{\Sigma 1}(t_n) = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B}\varphi_2(t_n) \\ K_{\text{int}} F(\varphi_{\text{ДСМ}}(t_n))\mathbf{C}_{\text{фа}} & 0 \end{bmatrix}$ – блочная матрица размером $(k+1)\times(k+1)$,

$\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n) = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & 0 \\ K_{\text{int}} F(\varphi_{\text{ДСМ}}(t_n))\mathbf{C}_{\text{фа}} & 0 \end{bmatrix}$ – блочная матрица размером $(k+1)\times(k+1)$, а для $\text{ФНЧ}_\text{Т}$

$$\mathbf{A}_{\Sigma 1}(t_n) = \begin{bmatrix} -1/T_3 & 1/T_3 & \varphi_2(t_n)/C_1 \\ 1/T_1 & -1/T_1 & 0 \\ K_{\text{int}} F(\varphi_{\text{ДСМ}}(t_n)) & -K_{\text{int}} F(\varphi_{\text{ДСМ}}(t_n)) & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n) = \begin{bmatrix} -1/T_3 & 1/T_3 & 0 \\ 1/T_1 & -1/T_1 & 0 \\ K_{\text{int}} F(\varphi_{\text{ДСМ}}(t_n)) & -K_{\text{int}} F(\varphi_{\text{ДСМ}}(t_n)) & 0 \end{bmatrix}.$$

Проведем более подробный анализ $\Pi_{\text{прКПД}}$ для случая адаптации c (рис. 2). Отметим, что другие случаи анализируются аналогично. С учетом введенных матриц и векторов и того, что матрица $\mathbf{A}_{\Sigma 1}[nT_0]$ особенная (одно из ее собственных значений равно нулю), решение (3) (для варианта работы ЧФД, обозначенного как случай c на рис. 2, когда $T_n = t_{n+1} - t_n = T_0 + \tau_n - \tau_{n+1}$ и $i_{\text{д}}(t) = -i_M[1(t-t_n) - 1(t-t_n-\tau_n])$, запишем в виде рекуррентных соотношений $\mathbf{X}_\Sigma(t_{n+1}) = \mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n)(T_n - \tau_{\text{ТУА}n})}\mathbf{X}_\Sigma(t_n + \tau_{\text{ТУА}n})$, где

$$\mathbf{X}_\Sigma(t_n + \tau_{\text{ТУА}n}) = \mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 1}(t_n)(\tau_{\text{ТУА}n} - \tau_n)} \left\{ \mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 1}(t_n)\tau_n}\mathbf{X}_\Sigma(t_n) - \frac{\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 1}(t_n)\tau_n} - \mathbf{I}}{\mathbf{A}_{\Sigma 1}}\mathbf{B}_\Sigma i_{\text{М}} \right\} =$$

$$= \mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 1}(t_n)(\tau_{\text{ТУАn}} - \tau_n)} \left\{ \mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 1}(t_n)\tau_n}\mathbf{X}_\Sigma(t_n) - \tau_n[\mathbf{I} + \mathbf{A}_{\Sigma 1}(t_n)\frac{\tau_n}{2} + \mathbf{A}^2_{\Sigma 1}(t_n)\frac{\tau_n^2}{3!} + ...]\mathbf{B}_\Sigma i_{\text{М}} \right\}, \quad (4)$$

а τ_{n+1} найдем путем решения трансцендентного уравнения

$$2\pi S_{\text{УГ}} \cdot \mathbf{C}_{\Sigma\phi} \cdot \{(\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 1}(t_n)\tau_{\text{ТУА}n}} - \mathbf{I})\mathbf{A}^{-1}_{\Sigma 1}(t_n)\mathbf{X}_\Sigma(t_n) + [i_{\text{М}}\tau_n\mathbf{A}^{-1}_{\Sigma 1}(t_n) +$$

$$+ i_{\text{М}}(\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 1}(t_n)(\tau_{\text{ТУА}n} - \tau_n)} - \mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 1}(t_n)\tau_{\text{ТУА}n}})\mathbf{A}^{-2}_{\Sigma 1}]\mathbf{B}_\Sigma + (\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n)(T_n - \tau_{\text{ТУА}n})} - \mathbf{I})\mathbf{A}^{-1}_{\Sigma 2}(t_n)\mathbf{X}_\Sigma(t_n + \tau_{\text{ТУА}n})\} +$$

$$+ (2\pi N_0 / T_0 + \Delta\omega_{\text{Н}})T_n = 2\pi N_n, \quad (5)$$

где $\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma i}(t_n)\tau_i}$ – переходные матрицы на соответствующих субинтервалах времени τ_i, $\mathbf{X}_\Sigma(t_n)$ – вектор состояний АФАПЧ в момент времени t_n, $\mathbf{C}_{\Sigma\phi} = [\mathbf{C}_\phi, 0]$, $\Delta\omega_\text{Н} = \omega_\text{Н} - 2\pi N_0 / T_0$, $\mathbf{I}$ – единичная диагональная матрица, в ряде разложения $\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 1}(t_n)\tau_n}$ при условии $\tau_n << T_0$ можно ограничиться несколькими первыми членами.

Упростим уравнение (5) для определения T_n и τ_{n+1} с учетом $\tau_n << T_0$ и $\tau_{\text{ТУА}n} << T_0$:

$$2\pi S_\text{УГ}\cdot\mathbf{C}_{\Sigma\phi}\cdot\{\tau_{\text{ТУА}n}\mathbf{X}_\Sigma(t_n)+\frac{i_\text{М}}{2}[(\tau_{\text{ТУА}n}-\tau_n)^2-\tau_{\text{ТУА}n}^2]\mathbf{B}_\Sigma+[\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n)T_0}(\tau_n-\tau_{n+1}-\tau_{\text{ТУА}n})+$$

$$+T_0(\mathbf{I}+\frac{\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n)T_0}{2}+\frac{(\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n)T_0)^2}{3!}+...)]\mathbf{X}_\Sigma(t_n+\tau_{\text{ТУА}n})\}=2\pi\Delta N_n-\frac{2\pi N_0}{T_0}(\tau_n-\tau_{n+1})-\Delta\omega_\text{Н}(T_0+\tau_n-\tau_{n+1}).$$

Из этого уравнения найдем

$$\tau_{n+1}=\tau_n+\frac{S_\text{УГ}\cdot\mathbf{C}_{\Sigma\phi}\cdot\{\tau_{\text{ТУА}n}\mathbf{X}_\Sigma(t_n)-(\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n)T_0}\tau_{\text{ТУА}n}-T_0\mathbf{A}_{\Sigma 3}(t_n))\mathbf{X}_\Sigma(t_n+\tau_{\text{ТУА}n})\}-\Delta N_n+\frac{\Delta\omega_\text{Н}T_0}{2\pi}}{\frac{N_0}{T_0}+S_\text{УГ}\cdot\mathbf{C}_{\Sigma\phi}\cdot\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n)T_0}\mathbf{X}_\Sigma(t_n+\tau_{\text{ТУА}n})+\frac{\Delta\omega_\text{Н}}{2\pi}},$$

где $\mathbf{A}_{\Sigma 3}(t_n)=(\mathbf{I}+\frac{\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n)T_0}{2}+\frac{(\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n)T_0)^2}{3!}+...)$.

Решение (3) (для варианта работы ЧФД, обозначенного на рис. 2 как случай *b*, когда $T_n=t_{n+1}-t_n=T_0-\tau_n+\tau_{n+1}$ и $i_\text{Д}(t)=i_\text{М}\times$ $\times[1(t-t_n-\tau_{n+1})-1(t-t_n)]$) запишем в виде рекуррентных соотношений

$$\mathbf{X}_\Sigma(t_{n+1})=\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n)(T_n-\tau_{\text{ТУА}n})}\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 1}(t_n)\tau_{\text{ТУА}n}}\mathbf{X}_\Sigma(t_n)+$$

$$+\frac{\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n)\tau_{n+1}}-\mathbf{I}}{\mathbf{A}_{\Sigma 2}}\mathbf{B}_\Sigma i_\text{М}=$$

$$=\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n)(T_n-\tau_{\text{ТУА}n})}\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 1}(t_n)\tau_{\text{ТУА}n}}\mathbf{X}_\Sigma(t_n)+$$

$$+\tau_{n+1}[\mathbf{I}+\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n)\frac{\tau_{n+1}}{2}+\mathbf{A}_{\Sigma 2}^2(t_n)\frac{\tau_{n+1}^2}{3!}+...]\mathbf{B}_\Sigma i_\text{М}, \quad (4a)$$

а τ_{n+1} найдем путем решения трансцендентного уравнения

$$2\pi S_\text{УГ}\cdot\mathbf{C}_{\Sigma\phi}\cdot\{(\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 1}(t_n)\tau_{\text{ТУА}n}}-\mathbf{I})\mathbf{A}_{\Sigma 1}^{-1}(t_n)\mathbf{X}_\Sigma(t_n)+$$

$$+(\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n)(T_n-\tau_{\text{ТУА}n})}-\mathbf{I})\times$$

$$\times\mathbf{A}_{\Sigma 2}^{-1}(t_n)\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 1}(t_n)\tau_{\text{ТУА}n}}\mathbf{X}_\Sigma(t_n)+$$

$$+[-i_\text{М}\tau_{n+1}\mathbf{A}_{\Sigma 2}^{-1}(t_n)+i_\text{М}(\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n)\tau_{n+1}}-\mathbf{I})\mathbf{A}_{\Sigma 1}^{-2}]\mathbf{B}_\Sigma\}+$$

$$+(2\pi N_0/T_0+\Delta\omega_\text{Н})T_n=2\pi N_n. \quad (5a)$$

Аналогично упростим уравнение (5a) для определения T_n и τ_{n+1} с учетом $\tau_n \square T_0$ и $\tau_{\text{ТУА}n} \square T_0$:

$$2\pi S_\text{УГ}\cdot\mathbf{C}_{\Sigma\phi}\cdot\{\tau_{\text{ТУА}n}\mathbf{X}_\Sigma(t_n)+\frac{i_\text{М}}{2}\tau_{n+1}^2\mathbf{B}_\Sigma+$$

$$+[\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n)T_0}(-\tau_n+\tau_{n+1}-\tau_{\text{ТУА}n})+T_0(\mathbf{I}+\frac{\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n)T_0}{2}+$$

$$+\frac{(\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n)T_0)^2}{3!}+...)]\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n)\tau_{\text{ТУА}n}}\mathbf{X}_\Sigma(t_n)\}=2\pi\Delta N_n-$$

$$-\frac{2\pi N_0}{T_0}(-\tau_n+\tau_{n+1})-\Delta\omega_\text{Н}(T_0-\tau_n+\tau_{n+1}).$$

Из этого уравнения найдем

$$\tau_{n+1}=\tau_n+\frac{S_\text{УГ}\cdot\mathbf{C}_{\Sigma\phi}\cdot\{\tau_{\text{ТУА}n}\mathbf{X}_\Sigma(t_n)-(\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n)T_0}\tau_{\text{ТУА}n}-T_0\mathbf{A}_{\Sigma 3}(t_n))\mathbf{X}_\Sigma(t_n+\tau_{\text{ТУА}n})\}-\Delta N_n+\frac{\Delta\omega_\text{Н}T_0}{2\pi}}{\frac{N_0}{T_0}+S_\text{УГ}\cdot\mathbf{C}_{\Sigma\phi}\cdot\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n)T_0}\mathbf{X}_\Sigma(t_n+\tau_{\text{ТУА}n})+\frac{\Delta\omega_\text{Н}}{2\pi}}.$$

На рис. 5 приведен пример расчета $\Pi_{\text{прКПД}}$ по (4), (5): установление координаты $\Delta U_{\text{int}}(t) = U_{\text{int}}(t) - 1$ (кривая 1) и её зависимости от времени под действием $\varphi_{\text{ДСМ}}(t)$ (кривая 2) (аналогичные расчеты по (4а), (5а) очень близки), начальное значение вектора $\mathbf{X}$ принималось нулевым, а $\Delta U_{\text{int}}(0) = 0.1$. Последовательность $\varphi_{\text{ДСМ}}(t)$ формировалась ДСМ третьего порядка типа MASH111, значения емкостей накопителей $m = 2^{16}$, число на входе первого накопителя $a = 1$, $\tau_{\text{ТУА}n} = 4T_{\text{УГ}}$, период опорного сигнала $T_0 = 10^{-7}$ с, а $F(x) = x$, ФНЧ$_{\text{Т}}$.

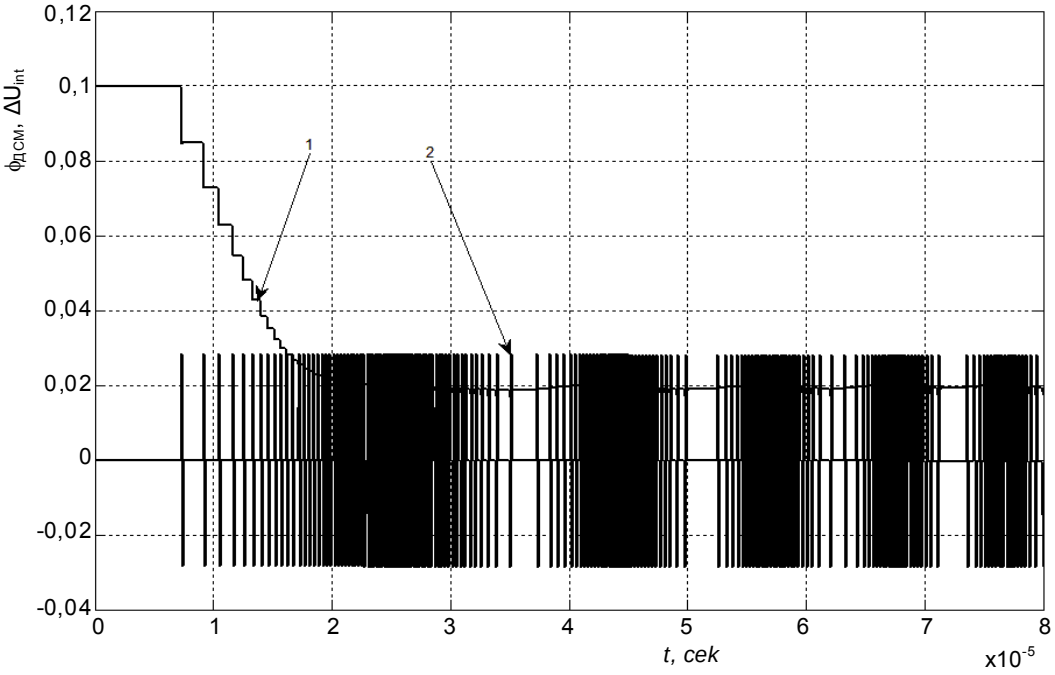


Рис. 5. Переходной процесс $\Pi_{\text{прКПД}}$ в системе АФАПЧ СЧ$_{\text{ДСМ}}$

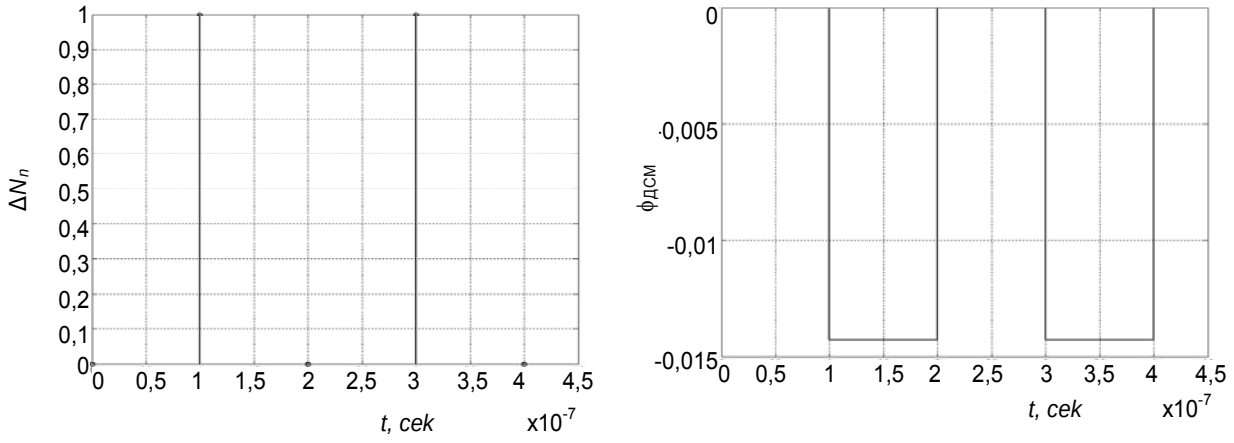
Из анализа рис. 5 следует, что $\Delta U_{\text{int}}(t)$ в стационарном состоянии стремится к некоторому отличному от нуля с небольшими флуктуациями «малому» постоянному значению, вокруг которого наблюдается неидеальная компенсация помех ДСМ. Дополнительные исследования с использованием (4), (5) показали, что с уменьшением значения $\tau_{\text{ТУА}n}$ происходит снижение постоянной составляющей $\Delta U_{\text{int}}(t)$ при $t \to \infty$. Необходимо отметить, что решение уравнений (4), (5) требует довольно больших вычислительных ресурсов при больших значениях $T_{\text{ДСМ}}$.

Таким образом, при полностью известных параметрах АФАПЧ выражения (4), (5) и (4а), (5а) позволяют определить время $\Pi_{\text{прКПД}}$, при котором отклонения состояния системы от стационарного значения достигают некоторого «малого» значения, задаваемого при проектировании системы. Решение задачи определения времени и сам процесс адаптации можно упростить, если использовать во время адаптации наиболее простые сигналы $\varphi_{\text{ДСМ}}(t)$, генерируемые ДСМ.

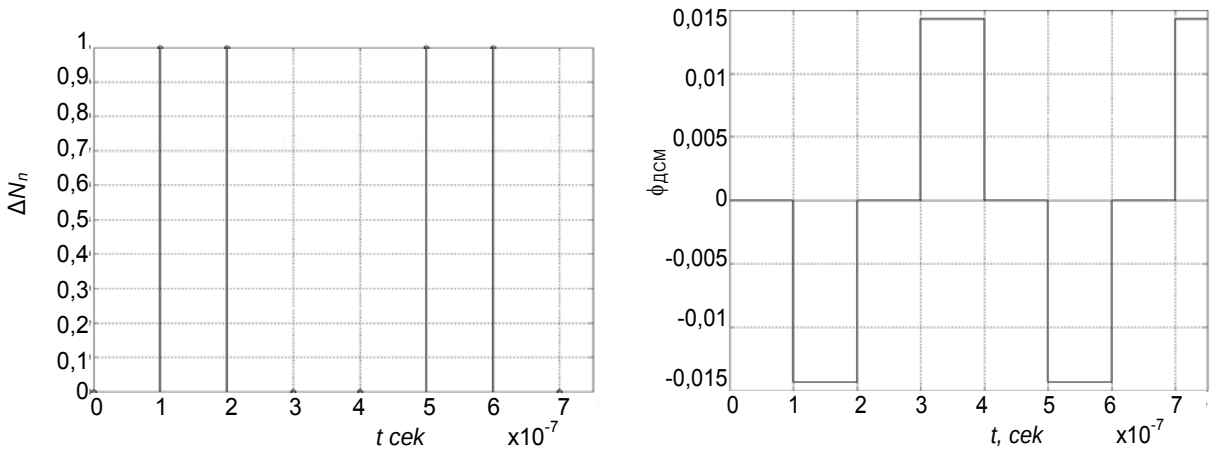
Проанализировав сигналы, генерируемые ДСМ широко используемых структур MASH1, MASH11 и MASH111, мы пришли к выводу, что наиболее простые сигналы $\varphi_{\text{ДСМ}}(t)$ и ΔN_n (назовем их «тестовыми») формируются при значениях сигнала на входе ДСМ $a = m/2$.

Эти сигналы, формируемые ДСМ, при тактировании короткими импульсами с периодом $T_0 = 10^{-7}$ с представлены на рис. 6. Зависимость ΔN_n показана в виде stem-графиков (stem-графическая команда MATLAB). На рис. 6а для MASH1 $\varphi_{\text{ДСМ}}(t)$ принимает два значения: 0 и $-\varphi_{\text{М}} = -\pi / N_0$. На рис. 6б для MASH11 $\varphi_{\text{ДСМ}}(t)$ для MASH111 $\varphi_{\text{ДСМ}}(t)$ принимает три значения: 0, $-\varphi_{\text{М}} = -\pi / N_0$ и $2\varphi_{\text{М}} = 2\pi / N_0$. Обозначим на

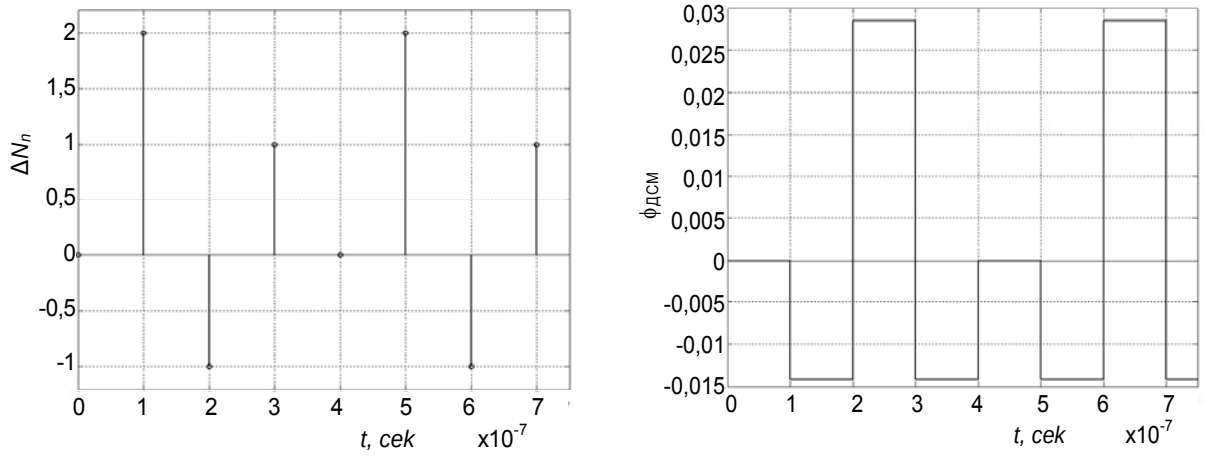
рис. 6 а–в сигналы $\varphi_{ДСМ}(t)$, генерируемые MASH1, MASH11 и MASH111, как $\varphi_{MASH1}(t)$, $\varphi_{MASH11}(t)$ и $\varphi_{MASH11l}(t)$ соответственно. Как видно из рис. 6а и 6б, периоды ΔN_n функций $\varphi_{MASH1}(t)$, $\varphi_{MASH11}(t)$ и $\varphi_{MASH111}(t)$ составляют $2T_0$, $4T_0$ и $4T_0$ соответственно.



а)



б)



в)

Рис. 6. Сигналы ΔN_n и $\varphi_{ДСМ}(t)$ ДСМ $_{MASH1}$ (а), ДСМ$_{MASH11}$ (б) и ДСМ $_{MASH111}$ (в) для $a = m/2$

Используя выражения (4), (5) и рис. 6а, для $\varphi_{\text{MASH1}}(t)$ при $\varphi_2(t_n)=\varphi_{\text{ДСМ}}(t_n)=\Delta N_n=0$, $\varphi_{\text{ДСМ}}(t_{n+1})=-\varphi_{\text{М}}=-\pi/N_0$, $\Delta N_{n+1}=1$, $\varphi_2(t_{n+1})=\varphi_{2\text{М}}=i_{\text{М}}\pi/m_{\text{УГ}}$ получим на интервале времени от t_n до t_{n+2} рекуррентные соотношения вида

$$
\left.\begin{aligned}
&\mathbf{X}_\Sigma(t_n+\tau_{\text{ТУА}n})=\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma1}(t_n)(\tau_{\text{ТУА}n}-\tau_n)}\{\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma1}(t_n)\tau_n}\mathbf{X}_\Sigma(t_n)-\tau_n\mathbf{B}_\Sigma i_{\text{М}}\},\\
&\tau_{n+1}=\tau_n+\frac{S_{\text{УГ}}\cdot\mathbf{C}_{\Sigma\text{ф}}\cdot\{\tau_{\text{ТУА}n}\mathbf{X}_\Sigma(t_n)-(\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma2}(t_n)T_0}\tau_{\text{ТУА}n}-T_0\mathbf{A}_{\Sigma3}(t_n))\mathbf{X}_\Sigma(t_n+\tau_{\text{ТУА}n})\}+0.5}{\frac{N_0}{T_0}+S_{\text{УГ}}\cdot\mathbf{C}_{\Sigma\text{ф}}\cdot\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma2}(t_n)T_0}\mathbf{X}_\Sigma(t_n+\tau_{\text{ТУА}n})+\frac{0.5}{T_0}},\\
&T_n=T_0+\tau_n-\tau_{n+1},\mathbf{A}_{\Sigma3}(t_n)=(\mathbf{I}+\frac{\mathbf{A}_{\Sigma2}(t_n)T_0}{2}+\frac{(\mathbf{A}_{\Sigma2}(t_n)T_0)^2}{3!}+...),\\
&\mathbf{X}_\Sigma(t_{n+1})=\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma2}(t_{n+1})(T_n-\tau_{\text{ТУА}n})}\mathbf{X}_\Sigma(t_n+\tau_{\text{ТУА}n}),\\
&\mathbf{X}_\Sigma(t_{n+1}+\tau_{\text{ТУА}n})=\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma1}(t_{n+1})(\tau_{\text{ТУА}n}-\tau_{n+1})}\{\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma1}(t_{n+1})\tau_{n+1}}\mathbf{X}_\Sigma(t_{n+1})-\tau_{n+1}\mathbf{B}_\Sigma i_{\text{М}}\},\\
&\tau_{n+2}=\tau_{n+1}+\frac{S_{\text{УГ}}\cdot\mathbf{C}_{\Sigma\text{ф}}\cdot\{\tau_{\text{ТУА}n}\mathbf{X}_\Sigma(t_{n+1})-(\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma2}(t_{n+1})T_0}\tau_{\text{ТУА}n}-T_0\mathbf{A}_{\Sigma3}(t_{n+1}))\mathbf{X}_\Sigma(t_{n+1}+\tau_{\text{ТУА}n})\}-0.5}{\frac{N_0}{T_0}+S_{\text{УГ}}\cdot\mathbf{C}_{\Sigma\text{ф}}\cdot\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma2}(t_{n+1})T_0}\mathbf{X}_\Sigma(t_{n+1}+\tau_{\text{ТУА}n})+\frac{0.5}{T_0}},\\
&T_{n+1}=T_0+\tau_{n+1}-\tau_{n+2},\ \mathbf{A}_{\Sigma3}(t_{n+1})=(\mathbf{I}+\frac{\mathbf{A}_{\Sigma2}(t_{n+1})T_0}{2}+\frac{(\mathbf{A}_{\Sigma2}(t_{n+1})T_0)^2}{3!}+...),\\
&\mathbf{X}_\Sigma(t_{n+2})=\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma2}(t_{n+1})(T_{n+1}-\tau_{\text{ТУА}n})}\mathbf{X}_\Sigma(t_{n+1}+\tau_{\text{ТУА}n}),
\end{aligned}\right\}\quad(6)
$$

где $\mathbf{A}_{\Sigma1}(t_n)=\begin{bmatrix}\mathbf{A}&0\\0\cdot\mathbf{C}_{\text{фа}}&0\end{bmatrix}$, $\mathbf{A}_{\Sigma2}(t_n)=\mathbf{A}_{\Sigma1}(t_n)$; для ФНЧ$_{\text{Т}}$ $\mathbf{A}_{\Sigma1}(t_n)=\begin{bmatrix}-1/T_3&1/T_3&0\\1/T_1&-1/T_1&0\\0&0&0\end{bmatrix}$,

$$
\mathbf{A}_{\Sigma1}(t_{n+1})=\begin{bmatrix}\mathbf{A}&\mathbf{B}i_{\text{М}}/2m_{\text{УГ}}\\K_{\text{int}}F(-\pi/N_0)\mathbf{C}_{\text{фа}}&0\end{bmatrix},\quad
\mathbf{A}_{\Sigma2}(t_{n+1})=\begin{bmatrix}\mathbf{A}&0\\K_{\text{int}}F(-\pi/N_0)\mathbf{C}_{\text{фа}}&0\end{bmatrix},
$$

$$
\mathbf{A}_{\Sigma1}(t_{n+1})=\begin{bmatrix}-1/T_3&1/T_3&i_{\text{М}}/2m_{\text{УГ}}C_1\\1/T_1&-1/T_1&0\\K_{\text{int}}F(-\pi/N_0)&-K_{\text{int}}F(-\pi/N_0)&0\end{bmatrix},
$$

$$
\mathbf{A}_{\Sigma2}(t_{n+1})=\begin{bmatrix}-1/T_3&1/T_3&0\\1/T_1&-1/T_1&0\\K_{\text{int}}F(-\pi/N_0)&-K_{\text{int}}F(-\pi/N_0)&0\end{bmatrix}.
$$

Используя выражения (4), (5) и рис. 6а, для $\varphi_{\text{MASH11}}(t)$ при $\varphi_2(t_n)=\varphi_{\text{ДСМ}}(t_n)=\Delta N_n=0$, $\varphi_{\text{ДСМ}}(t_{n+1})=-\varphi_{\text{М}}$, $\Delta N_{n+1}=1$, $\varphi_2(t_{n+1})=\varphi_{2\text{М}}$, $\varphi_{\text{ДСМ}}(t_{n+2})=0$, $\Delta N_{n+2}=1$, $\varphi_2(t_{n+2})=0$, $\varphi_{\text{ДСМ}}(t_{n+3})=\varphi_{\text{М}}$, $\Delta N_{n+3}=0$, $\varphi_2(t_{n+3})=-\varphi_{2\text{М}}$ и для $\varphi_{\text{MASH111}}(t)$, когда $\varphi_2(t_n)=\varphi_{\text{ДСМ}}(t_n)=\Delta N_n=0$, $\varphi_{\text{ДСМ}}(t_{n+1})=-\varphi_{\text{М}}$, $\Delta N_{n+1}=2$, $\varphi_2(t_{n+1})=\varphi_{2\text{М}}$, $\varphi_{\text{ДСМ}}(t_{n+2})=2\varphi_{\text{М}}$, $\Delta N_{n+2}=-1$, $\varphi_2(t_{n+2})=-2\varphi_{2\text{М}}$, $\varphi_{\text{ДСМ}}(t_{n+3})=-\varphi_{\text{М}}$, $\Delta N_{n+3}=1$, $\varphi_2(t_{n+3})=\varphi_{2\text{М}}$, на интервале времени от t_n до t_{n+4} можно получить аналогичные (6) рекуррентные соотношения (которые из-за их громоздкости здесь не приводятся).

Решение (6) требует значительно меньше затрат машинного времени, нежели решение (4), (5), а также позволяет детерминировать задачу адаптации, заменив практически «случайный»

процесс $\varphi_{\text{ДСМ}}(t_n)$ на детерминированный процесс $\varphi_{\text{MASH1}}(t)$, $\varphi_{\text{MASH11}}(t)$ и $\varphi_{\text{MASH111}}(t)$.

Далее приведем результаты исследований АФАПЧ четвертого порядка с $\text{ФНЧ}_\text{Т}$. Для параметрического синтеза элементов непосредственно АФАПЧ используется ряд критериев качества [15]. Применим достаточно популярный частотный критерий качества, гарантирующий устойчивость системы с определенным запасом. Это запас устойчивости по фазе $\varphi_{\text{зап}}$ фазочастотной характеристики на частоте среза ω_c амплитудно-частотной характеристики разомкнутой системы.

Выражения для параметрического синтеза элементов АФАПЧ в этом случае (задаем значения ω_0 и $\varphi_{\text{зап}}$) имеют вид [16]

$$\omega_\text{c} = \omega_o{}^2 T_1,$$

$$T_1 / T_2 = 1 + 2\tan^2(\varphi_{\text{зап}}) + \sqrt{[1 + 2\tan^2(\varphi_{\text{зап}})]^2 - 1},$$

$$T_1 = \left(T_1 / T_2\right)^{0.25/\omega_o},$$

где $\omega_0 = \sqrt{i_\text{M} S_{\text{УГ}} / (\text{C}_1 + \text{C}_2) N_0}$,

$$T_2 = R_1 C_1 C_2 / (C_1 + C_2),\ \ C_1 + C_2 = i_\text{M} S_{\text{УГ}} / \omega_0^2 N_0,$$

$$C_1 = (C_1 + C_2) T_2 / T,\ \ C_2 = (C_1 + C_2) - C_1,$$

$$R_1 = T_1 / C_2.$$

Введем некоторые нормированные параметры: DK_{int}, связывающий K_{int} с другими параметрами АФАПЧ, $DK_{\text{int}} = K_{\text{int}} \omega_0 T_0 / (N_0 S_{\text{УГ}})$, $\tilde{\omega}_0 = \omega_0 T_0$ – нормированная базовая частота АФАПЧ, а также t_α – время адаптации (под временем адаптации подразумеваем момент t, когда $\Delta U_{\text{int}}(t) - \Delta U_{\text{int CT}} < 0.001$, где $\Delta U_{\text{int CT}} = \lim\limits_{t\to\infty} \Delta U_{\text{int}}(t) = \mathbf{X}_{\Sigma\text{CT}}(k) - 1$ – стационарное значение $\Delta U_{\text{int}}(t)$ при всех остальных нулевых начальных координатах).

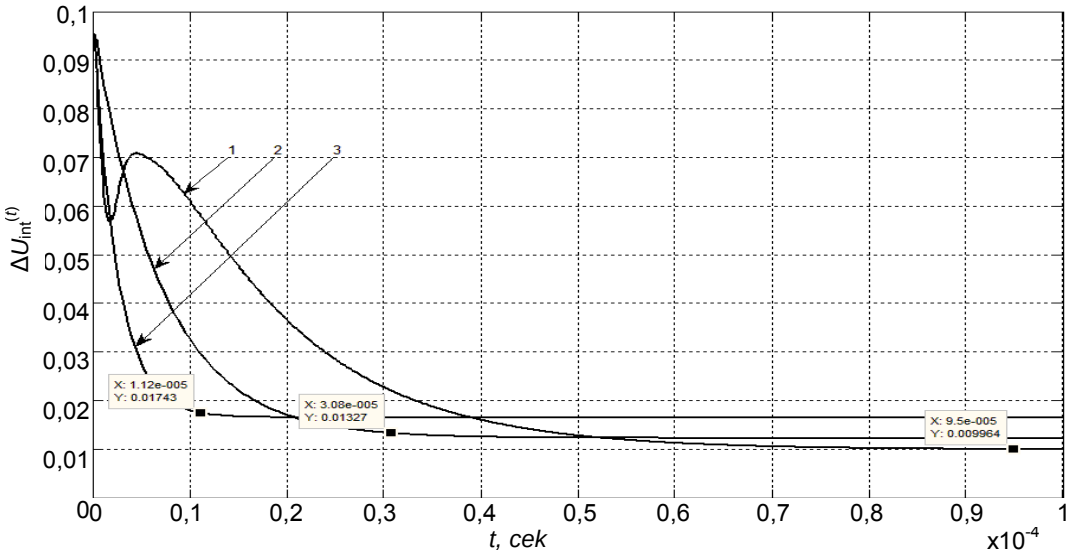


Рис. 7. $\Pi_{\text{прКПД}}$ в системе АФАПЧ $\text{СЧ}_{\text{ДСМ}}$ при воздействии тестовых сигналов

На рис. 7 приведен пример расчета $\Pi_{\text{прКПД}}$ (зависимости $\Delta U_{\text{int}}(t)$) в АФАПЧ $\text{СЧ}_{\text{ДСМ}}$ с использованием (6) и аналогичных уравнений для случаев использования тестовых сигналов $\varphi_{\text{MASH1}}(t)$, $\varphi_{\text{MASH11}}(t)$ и $\varphi_{\text{MASH111}}(t)$ (кривые 1, 2, 3) соответственно. Некоторые параметры устройства: система АФАПЧ для всех случаев синтезирована на запас устойчивости по фазе $\varphi_{\text{зап}} = 45^\text{o}$, $m_{\text{УГ}} = 4$, $T_0 = 10^{-7}$ с, $\Delta U_{\text{int}}(0) = 0.1$, $\tilde{\omega}_0 = 0.0628$, $N_0 = 220$, $DK_{\text{int}} = 0.091$, $F(x) = x$. На кривых 1, 2, 3 отмечены значения времени адаптации t_α (координата x). Из сравнения кривых 1, 2 и 3 видно, что наибольшим быстродействием обладает $\text{СЧ}_{\text{ДСМ}}$ с тестовым сигналом $\varphi_{\text{MASH111}}(t)$ (и превосходит по быстродействию $\text{СЧ}_{\text{ДСМ}}$ с тестовым сигналом $\varphi_{\text{MASH1}}(t)$ в 8 раз).

На рис. 8 приведены результаты расчетов границ устойчивости АФАПЧ $СЧ_{ДСМ}$ для тестовых сигналов $\varphi_{MASH11}(t)$ и $\varphi_{MASH111}(t)$ – это зависимости DK_{int} от $\tilde{\omega}_0$, соответствующие параметрам АФАПЧ, при которых одно или два собственных значения матриц $\mathbf{A}_{MASH11}$ или $\mathbf{A}_{MASH111}$ равны единице. Величины DK_{int}, которые меньше соответствующих кривых, обеспечивают устойчивость АФАПЧ в «малом». Зависимости на рис. 8 получены при дополнительных параметрах: $\varphi_{зап} = 30, 45, 60$; $m_{УГ} = 4$; $N_0 = 220$; $F(x) = x$. Сплошные линии соответствуют $\varphi_{зап} = 30^{o}$, пунктирные – $\varphi_{зап} = 45^{o}$, а штрихпунктирные – $\varphi_{зап} = 60^{o}$.

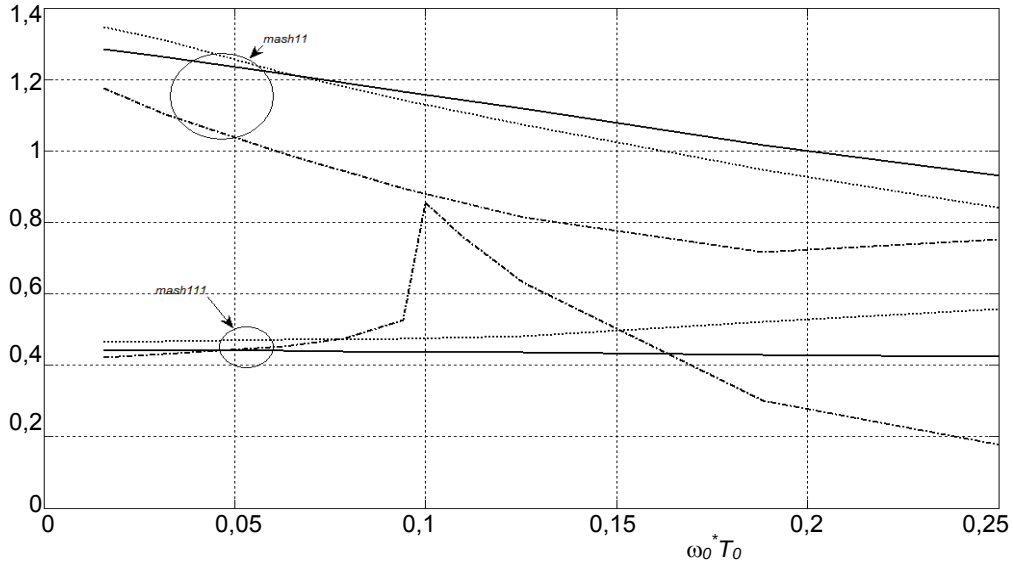


Рис. 8. Границы устойчивости АФАПЧ для тестовых сигналов $\varphi_{MASH11}(t)$ и $\varphi_{MASH111}(t)$

Из рис. 8 следует, что диапазон изменений значений DK_{int}, при которых АФАПЧ $СЧ_{дсм}$ устойчива, увеличивается с уменьшением порядка ДСМ. Для значений $\varphi_{зап} = 30, 45$ запас устойчивости $\varphi_{зап}$ слабо влияет на ход кривых $DK_{int}(\tilde{\omega}_0)$.

Выводы

В статье предложена методика определения длительности переходного процесса при адаптивной компенсации помех дробности, которая предполагает два этапа:

1) синтез непосредственно параметров АФАПЧ $СЧ_{ДСМ}$ с использованием каких-либо критериев качества;

2) нахождение времени адаптации с использованием введенных нормированных параметров АФАПЧ $СЧ_{ДСМ}$ и полученных формул, когда на время переходного процесса сигнал с выхода ДСМ заменяется на тестовый сигнал.

Приложение

Линейные разностные уравнения АФАПЧ

Считая, что в (4), (5) $\tau_n << T_0$, $\tau_{n+1} << T_0$, и $\Delta\omega_н / 2\pi = a / T_0 m$, получим систему разностных уравнений при использовании варианта *с* работы ЧФД:

$$\mathbf{X}_\Sigma(t_{n+1}) =$$

$$= \mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n)(T_0 - \tau_{TУAn})} \mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 1}(t_n)\tau_{TУAn}} \mathbf{X}_\Sigma(t_n) - \tau_n i_М \mathbf{B}_\Sigma,$$

$$\tau_{n+1} = \tau_n + \frac{2\pi S_{УГ} T_0}{N_{\Delta 0}} \cdot \mathbf{C}_{\Sigma ф} \cdot \{\tau_{TУAn}\mathbf{I} -$$

$$-[\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n)T_0} - T_0\mathbf{I}]\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 1}(t_n)\tau_{TУAn}}\}\mathbf{X}_\Sigma(t_n) -$$

$$-\tau_n i_М \frac{2\pi S_{УГ} T_0}{N_{\Delta 0}} \cdot \mathbf{C}_{\Sigma ф} \cdot \{\tau_{TУAn}\mathbf{I} - [\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n)T_0} -$$

$$-T_0\mathbf{I}]\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 1}(t_n)\tau_{\text{ТУА}n}}\}\mathbf{B}_\Sigma - \frac{T_0}{N_{\Delta 0}}(\Delta N_n - a/m),$$

где $N_{\Delta 0} = N_0 + a/m$.

Эту систему уравнений можно представить в матричном виде $\mathbf{X}_{\Sigma\tau}(t_{n+1}) = \mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_n)\mathbf{X}_{\Sigma\tau}(t_n) + \mathbf{B}_{\Sigma\tau}$, где $\mathbf{X}_{\Sigma\tau}(t_n) = [\mathbf{X}_\Sigma(t_n); \tau_n]$ – расширенный вектор состояний размером $k+1$.

$$\mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_n) = \begin{bmatrix} \mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n)(T_0-\tau_{\text{ТУА}n})}\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 1}(t_n)\tau_{\text{ТУА}n}} & -\tau_n i_\text{М}\mathbf{B}_\Sigma \\ \alpha(t_n) & i_\text{М}\alpha(t_n)\mathbf{B}_\Sigma \end{bmatrix} -$$

блочная матрица размером $(k+1)\times(k+1)$, где

$$\alpha(t_n) = \frac{2\pi S_{\text{УГ}} T_0}{N_{\Delta 0}} \cdot \mathbf{C}_{\Sigma\text{ф}} \cdot \{\tau_{\text{ТУА}n}\mathbf{I} - -[\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n)T_0} - T_0\mathbf{I}]\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 1}(t_n)\tau_{\text{ТУА}n}}\},$$

$\mathbf{B}_{\Sigma\tau} = [\mathbf{0}; -\frac{T_0}{N_{\Delta 0}}(\Delta N_n - a/m)]$ – вектор управления размером $k+1$, где $\mathbf{0}$ – нулевой вектор длиной k.

Аналогично считая, что в (4а), (5а) $\tau_n << T_0$, $\tau_{n+1} << T_0$ и $\Delta\omega_\text{н}/2\pi = a/T_0 m$, получим систему разностных уравнений при использовании варианта b работы ЧФД.

$$\mathbf{X}_\Sigma(t_{n+1}) = \mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 1}(t_n)\tau_{\text{ТУА}n}}\mathbf{X}_\Sigma(t_n) + \tau_{n+1} i_\text{М}\mathbf{B}_\Sigma,$$

$$\tau_{n+1} = \tau_n - \frac{2\pi S_{\text{УГ}} T_0}{N_{\Delta 0}} \cdot \mathbf{C}_{\Sigma\text{ф}} \cdot \{\tau_{\text{ТУА}n}\mathbf{I} - -[\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n)T_0}\tau_{\text{ТУА}n} - T_0\mathbf{I}]\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 1}(t_n)\tau_{\text{ТУА}n}}\}\mathbf{X}_\Sigma(t_n) + + \frac{T_0}{N_{\Delta 0}}(\Delta N_n - a/m);$$

Эту систему уравнений аналогично можно представить в матричном виде в неявной форме Коши как $\mathbf{E}\mathbf{X}_{\Sigma\tau}(t_{n+1}) = \mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_n)\mathbf{X}_{\Sigma\tau}(t_n) + \mathbf{B}_{\Sigma\tau}$ или в явной форме как $\mathbf{X}_{\Sigma\tau}(t_{n+1}) = \mathbf{E}^{-1}\mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_n)\mathbf{X}_{\Sigma\tau}(t_n) + \mathbf{E}^{-1}\mathbf{B}_{\Sigma\tau}$, если $\mathbf{E}^{-1}$ – не особая матрица, где $\mathbf{E} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & -i_\text{М}\mathbf{B}_\Sigma \\ \mathbf{N} & 1 \end{bmatrix}$ – блочная матрица размером $(k+1)\times(k+1)$, в которой $\mathbf{N}$ – нулевая строка длиной k, $\mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_n) = = \begin{bmatrix} \mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 2}(t_n)(T_0-\tau_{\text{ТУА}n})}\mathbf{e}^{\mathbf{A}_{\Sigma 1}(t_n)\tau_{\text{ТУА}n}} & \mathbf{0} \\ -\alpha(t_n) & 1 \end{bmatrix}$ – блочная матрица размером $(k+1)\times(k+1)$, $\mathbf{B}_{\Sigma\tau} = = [\mathbf{0}; \frac{T_0}{N_{\Delta 0}}(\Delta N_n - a/m)]$ – вектор управления размером $(k+1)$.

Так как периоды функций $\varphi_{\text{MASH1}}(t)$ и ΔN_n для модуляторов MASH1 составляют $2T_0$, а для модуляторов MASH11 и MASH111 – $4T_0$, то соответственно для MASH1 имеем при использовании варианта c работы ЧФД систему из двух разностных уравнений

$$\left.\begin{aligned} \mathbf{X}_{\Sigma\tau}(t_{n+1}) &= \mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_n)\mathbf{X}_{\Sigma\tau}(t_n) + \mathbf{B}_{\Sigma\tau}(t_n), \\ \mathbf{X}_{\Sigma\tau}(t_{n+2}) &= \mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_{n+1})\mathbf{X}_{\Sigma\tau}(t_{n+1}) + \mathbf{B}_{\Sigma\tau}(t_{n+1}), \end{aligned}\right\} \quad (\text{П1})$$

а для MASH11 и MASH111 имеем систему из четырех разностных уравнений

$$\left.\begin{aligned} \mathbf{X}_{\Sigma\tau}(t_{n+1}) &= \mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_n)\mathbf{X}_{\Sigma\tau}(t_n) + \mathbf{B}_{\Sigma\tau}(t_n), \\ \mathbf{X}_{\Sigma\tau}(t_{n+2}) &= \mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_{n+1})\mathbf{X}_{\Sigma\tau}(t_{n+1}) + \mathbf{B}_{\Sigma\tau}(t_{n+1}), \\ \mathbf{X}_{\Sigma\tau}(t_{n+3}) &= \mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_{n+2})\mathbf{X}_{\Sigma\tau}(t_{n+2}) + \mathbf{B}_{\Sigma\tau}(t_{n+2}), \\ \mathbf{X}_{\Sigma\tau}(t_{n+4}) &= \mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_{n+3})\mathbf{X}_{\Sigma\tau}(t_{n+3}) + \mathbf{B}_{\Sigma\tau}(t_{n+3}). \end{aligned}\right\} \quad (\text{П2})$$

При использовании варианта b работы ЧФД имеем аналогичную систему из разностных уравнений с заменой $\mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_n)$ и $\mathbf{B}_{\Sigma\tau}(t_n)$ на $\mathbf{E}^{-1}\mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_n)$ и $\mathbf{E}^{-1}\mathbf{B}_{\Sigma\tau}(t_n)$. Переменные элементы матриц и векторов определяются в соответствии с вышеизложенным материалом из таблицы, в которой $\varphi_\text{М} = \pi/N_0$, $\varphi_{2\text{М}} = i_\text{М}\pi/m_{\text{УГ}}$.

Таблица

t	MASH1			MASH11			MASH111		
	φ_{DSM}	φ_2	ΔN	φ_{DSM}	φ_2	ΔN	φ_{DSM}	φ_2	ΔN
t_n	0	0	0	0	0	0	0	0	0
t_{n+1}	$-\varphi_\text{М}$	$\varphi_{2\text{М}}$	1	$-\varphi_\text{М}$	$\varphi_{2\text{М}}$	1	$-\varphi_\text{М}$	$\varphi_{2\text{М}}$	2
t_{n+2}	0	0	0	0	0	1	$2\varphi_\text{М}$	$-2\varphi_{2\text{М}}$	–1
t_{n+3}	$-\varphi_\text{М}$	$\varphi_{2\text{М}}$	1	$\varphi_\text{М}$	$-\varphi_{2\text{М}}$	0	$-\varphi_\text{М}$	$\varphi_{2\text{М}}$	1

Стационарное значение вектора $\mathbf{X}_{\Sigma\tau\text{СТ}} = \lim\limits_{n\to\infty}\mathbf{X}_{\Sigma\tau}[nT_0]$ для n, кратных 2, определяется из (П1) при условии $\lim\limits_{n\to\infty}\mathbf{X}_{\Sigma\tau}[(n+2)T_0] = \lim\limits_{n\to\infty}\mathbf{X}_{\Sigma\tau}[nT_0]$ как $\mathbf{X}_{\Sigma\tau\text{СТ}} = \dfrac{\mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_{n+1})\mathbf{B}_{\Sigma\tau}(t_n) + \mathbf{B}_{\Sigma\tau}(t_{n+1})}{\mathbf{I} - \mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_{n+1})\mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_n)}$.

Стационарное значение вектора $\mathbf{X}_{\Sigma\tau\text{СТ}} = \lim\limits_{n\to\infty}\mathbf{X}_{\Sigma\tau}[nT_0]$ для n, кратных 4, определяется из (П2) при условии $\lim\limits_{n\to\infty}\mathbf{X}_{\Sigma\tau}[(n+4)T_0] = \lim\limits_{n\to\infty}\mathbf{X}_{\Sigma\tau}[nT_0]$ как

$$\mathbf{X}_{\Sigma\tau\text{СТ}} = \frac{\mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_{n+3})\mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_{n+2})\mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_{n+1})\mathbf{B}_{\Sigma\tau}(t_n) + \mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_{n+3})\mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_{n+2})\mathbf{B}_{\Sigma\tau}(t_{n+1}) + \mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_{n+3})\mathbf{B}_{\Sigma\tau}(t_{n+2}) + \mathbf{B}_{\Sigma\tau}(t_{n+3})}{\mathbf{I} - \mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_{n+3})\mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_{n+2})\mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_{n+1})\mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_n)}.$$

Обозначив вектор

$$\Delta\mathbf{X}_{\Sigma\tau}[nT_0] = \mathbf{X}_{\Sigma\tau}[nT_0] - \mathbf{X}_{\Sigma\tau\text{СТ}}$$

как вектор отклонений от стационарного значения, решения (П1) и (П2) на интервалах времени,кратных периодам функций $\varphi_{\text{MASH1}}(t)$, $\varphi_{\text{MASH11}}(t)$ и $\varphi_{\text{MASH111}}(t)$, запишем в виде

$$\Delta\mathbf{X}_{\Sigma\tau}[nT_{0i}] = \mathbf{A}^n_{\text{MASH}i}\Delta\mathbf{X}_{\Sigma\tau}[0], \qquad (\text{П3})$$

где T_{0i} – период функций $\varphi_{\text{MASH1}}(t)$, $\varphi_{\text{MASH11}}(t)$ и $\varphi_{\text{MASH111}}(t)$, i принимает значения 1, 11 и 111, а в соответствии с i $\mathbf{A}_{\text{MASH}i}$ принимает значения $\mathbf{A}_{\text{MASH1}} = \mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_{n+1})\mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_n)$, $\mathbf{A}_{\text{MASH11}} = \mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_{n+3})\mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_{n+2})\mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_{n+1})\mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_n)$ и $\mathbf{A}_{\text{MASH111}} = \mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_{n+3})\mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_{n+2})\mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_{n+1})\mathbf{A}_{\Sigma\tau}(t_n)$, где $\Delta\mathbf{X}_{\Sigma\tau}[0]$ – начальное значение вектора отклонений от стационарного значения. Решение (П3) требует значительно меньше затрат машинного времени, чем решение (4), (4а), а также позволяет детерминировать задачу адаптации, заменив практически «случайный» процесс $\varphi_{\text{ДСМ}}[nT_0]$ на детерминированный процесс $\varphi_{\text{MASH1}}(t)$, $\varphi_{\text{MASH11}}(t)$ и $\varphi_{\text{MASH111}}(t)$.

Литература:

1. *Варфоломеев Г.Ф.* Спектр помех дробности в системе фазовой АПЧ с дробным делителем частоты / Г.Ф. Варфоломеев // Техника средств связи. Сер. ТРС. – 1978. – Вып. 10. – С. 66 – 71.

2. Синтезаторы частот с модуляцией дробных коэффициентов деления в петле ФАПЧ. / В.И. Козлов [и др.] // Электросвязь. – 1988. – №9. – С. 48 – 50.

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. Пути уменьшения помех дробности в синтезаторах с системами ИФАПЧ, использующих дельта-сигма модуляторы в дробных делителях частоты. / С.К. Романов [и др.] // Теория и техника радиосвязи: науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2007. – Вып.1. – С. 70 – 77.

5. *Meninger S.E.* A fractional-N frequency synthesizer architecture utilizing a mismatch compensated PFD/DAC structure for reduced quatization-induced phase noise / S.E. Meninger // IEEE Trans. Circuits Syst. Analog Digit. Signal Process. – Nov. 2003. – Vol. 50, N 11. – Pp. 839 – 849.

6. *Meninger S.E.* A 1MHz bandwidth 3.6GHz 0.18um CMOS fractional-N synthesizer utilizing a hybrid PFD/DAC structure for reduced broadband phase noise / S.E. Meninger // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – April 2006. – Vol. 41, N . 4. – Pp. 966 – 980.

7. *Pamarti S* Phase-Noise Cancellation Design Tradeoffs in Delta-Sigma Fractional-N PLLs / S. Pamarti // IEEE Trans. Circuits Syst. Analog Digit. Signal Process. – Nov. 2003. – Vol. 50, N 11. – Pp. 829 – 839.

8. *Pamarti S* A wideband 2.4-ghz delta-sigma fractional-n pll with 1-mb/s in-loop modulation / S. Pamarti // IEEE J. Solid-State Circuits. – 2004. – Vol. 39, N 1. – Pp. 49 – 62.

9. *Wang K* Spurious-tone suppression techniques applied to a wide-bandwidth 2.4GHz fractional-N PLL / K. Wang // IEEE International Solid-State Circuits Conference. Digest of Technical Papers. – February 2008.

10. *Wang K.* Spurious Tone Suppression Techniques Applied to a Wide-Bandwidth 2.4 GHz Fractional-N PLL / K. Wang // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – Dec. 2008. – Vol. 43. – Pp. 2787 – 2797.

11. *Gupta M.* 1.8-ghz spur-cancelled fractional-frequency synthesizer with lms-based dac gain calibration / M. Gupta // IEEE J. Solid-State Circuits. – Dec. 2006. – Vol. 41, N 12. – Pp. 2842–2851.

12. *Swaminathan A.* A wide-bandwidth 2.4GHz ISM-band fractional-N PLL with adaptive phase-noise cancellation / A. Swaminathan // IEEE ISSCC Dig. Tech. Papers. – 2007. – Pp. 302 – 303.

13. *Swaminathan A*. A wide-bandwidth 2.4GHz ISM-band fractional-N PLL with adaptive phase-noise cancellation / A. Swaminathan // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – Dec. 2007. – Vol. 42, N 12. – Pp. 2639 – 2650.

14. *C.-M. Hsu* A Low-Noise Wide-BW 3.6-GHz Digital Fractional-N Frequency Synthesizer With a Noise-Shaping Time-to-Digital Converter and Quantization Noise Cancellation / C.-M. Hsu, M.Z. Straayer, M.H. Perrot // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – Dec. 2008. – Vol. 43, N 12. – Pp. 2776 – 2786.

15. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки / В.А. Левин [и др.]. – М.: Радио и связь, 1989. – 232 с.

16. Методика определения быстродействия синтезаторов частот с коммутацией токов накачки и постоянных времени фильтра нижних частот / С.К. Романов [и др.] // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2010. – №3(80). – С. 79 – 93.

Статья поступила в редакцию 12 сентября 2012 г.

УДК 539.216.2

ФОРМИРОВАНИЕ МЕТАЛЛИЧЕСКОГО ПОКРЫТИЯ НА ПОВЕРХНОСТИ КЕРАМИКИ С ОТКРЫТОЙ СКВОЗНОЙ ПОРИСТОСТЬЮ*

В.М. Иевлев, академик РАН, профессор, ВГУ, тел.: (473) 220-87-35
Е.К. Белоногов, профессор, ВГУ, тел.: (473) 246-76-33
Е.В. Шведов, профессор, ВГТУ, e-mail: karl12@yandex.ru
Д.Б. Омороков, инж., ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: saref@list.ru

Рассчитана кинетика формирования металлического покрытия на поверхности керамической подложки с открытой регулярной сквозной нанопористостью в условиях ненаправленного потока атомов, в частности, формируемого методом магнетронного распыления. Показана возможность и установлены закономерности закрытия пор в приповерхностной области.

***Ключевые слова**: композиционная мембрана, керамика, сквозная нанопористость, покрытие, глубина заполнения пор, магнетронное распыление.*

METALLIC COATING FORMING ON THE CERAMICS SURFACE WITH OPEN THROUGH POROSITY*

V.M. Ievlev, academician of the Russian Academy of Sciences, Voronezh State University, tel.: (473) 220-87-35
E.K.Belonogov, professor, Voronezh State University, tel.: (473) 246-76-33
E.V. Shvedov, professor, Voronezh State Engineering University, e-mail: karl12@yandex.ru
D.B. Omorokov, engineer, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: saref@list.ru

Metallic coating forming kinetics on the surface of ceramic substrate with open through nanoporosity in condition of undirected atom flow (particularly that is formed by the magnetron sputtering method) is calculated. The possibility of pore closing in the near-surface region is showed. Pore closing regularities in the near-surface region are also established.

***Key words**: composition membrane, ceramics, through nanoporosity, coating, depth of pore infill, surface with open porosity, magnetron sputtering.*

Введение

Пористые материалы широко применяются в электротехнических и радиотехнических устройствах для разделения токоведущих частей, имеющих разные потенциалы, для увеличения емкости конденсаторов, а также служат теплопроводящей средой в электрических машинах, аппаратах и т.п. Кроме того, несмотря на резкое увеличение эффективности вычислительной техники и технологий шумоподавления, решение вопросов защиты радиотехнических устройств остается в значительной мере конструкторской и материаловедческой задачей. Технические требования к радиоматериалам для этих целей очень высоки. Для обеспечения электромагнитной совместимости, повышения эффективности экранировки, снижения веса конструкции требуется разработка новых композиционных радиоматериалов, что является актуальной метариаловедческой задачей.

Процесс переноса вещества в пористых средах – важнейшая проблема материаловедения. Её решение позволит прогнозировать глубину проникновения конденсата в подложку. Эти данные необходимы при решении ряда прикладных задач, и прежде всего при создании композиционных мембран, обладающих значительно большей эффективной проницаемостью водорода по сравнению с традиционными мембранами, полученными методом прокатки [1]. Предлагаемые подходы к созданию мембраны глубокой очистки водорода включают вариант композиционной гетероструктуры в виде пленки мембранного металлического сплава на поверхности основы со сквозной пористостью. Успешное решение этой задачи связано с необходимостью полного закрытия при разумной толщине селективного слоя, поскольку от нее прямо зависит производительность мембраны и расход благородного металла (Pd). В частности, создание керамической основы с регулярной плотной системой сквозных пор нанометрового диаметра

*Работа выполнена в рамках проекта ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технического комплекса России на 2007–2013 гг.». ГК №16.513.11.3150.

* This work is carried out within the framework of the project of the federal special-purpose program «Research and development on priority lines of Russian scientific-technical complex development in 2007–2013».

возможно в процессе анодного оксидирования алюминиевой фольги [2]. Одним из возможных способов закрытия пор мембранным сплавом является магнетронное распыление Pd или сплавов на его основе с учетом ненаправленного потока атомов металла и свойственного этому методу сохранения элементного состава распыляемой мишени в конденсате.

Цель настоящей работы – анализ возможности закрытия пор в процессе конденсации металла на поверхность керамической подложки с открытой сквозной нанопористостью.

Эксперимент по нанесению металла на поверхность пористого оксида

В качестве иллюстрации принципиальной возможности формирования металлооксидного композита с градиентной структурой нанесением металла на пористую поверхность приведем рис. 1. На нем представлено РЭМ-изображение слоя TiO_2 после конденсации никеля. Без предварительного нагрева подложки вследствие конденсационно-стимулированной поверхностной диффузии происходит заполнение никелем пористой структуры, и формируется наноструктурированный композит $Ni – TiO_2$ с упорядоченным расположением нанокластеров никеля в оксидной матрице.

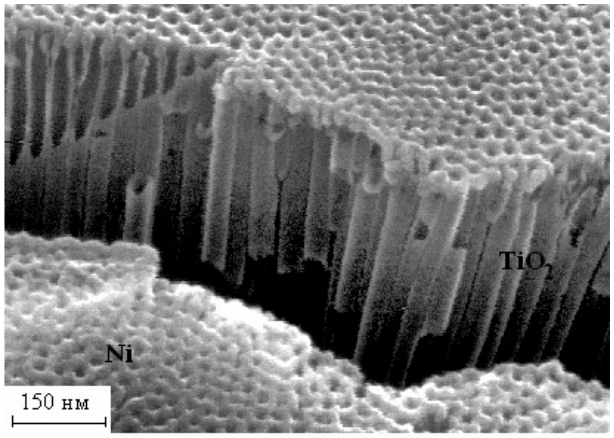


Рис. 1. РЭМ-изображение излома наноструктурированного композита $Ni–TiO_2$

Модель нанопористой конденсированной фазы на поверхности керамической поверхности со сквозной нанопористостью

Рассматривается стохастический процесс зарождения и роста сконденсированной фазы (рис. 2), который происходит из ненаправленного потока R_s. При этом заполнение пор происходит по баллистическому механизму. Рассматривается два случая роста конденсата – при отсутствии диффузии (такой рост реализуется на непрогретой подложке $T \approx 300$ ºК) и при наличии диффузии, например при температуре $T \approx 900$°К. При любом варианте роста конденсата возможно закрытие поры из-за ее «схлопывания», возникающего вследствие большей скорости роста фронта кристаллической фазы на внешней поверхности у границы с порой, чем на поверхности поры. Разница состоит в том, что в первом случае отдельных зародышей кристаллов не образуется, формируется сплошной слой, который имеет максимальную толщину у края поры. Во втором случае возможно преимущественное зародышеобразование на линейном дефекте, возникающем на границе поры и внешней поверхности.

Для нахождения фронта роста кристаллической фазы предлагается следующий алгоритм: расчет скорости конденсации в каждой точке боковой поверхности поры на любой глубине h (рис. 2); расчет количества атомов, попавших на боковую поверхность при разных h.

Для нахождения фронта конденсата на поверхности подложки необходимо определить момент закрытия поры и оценить глубину впадины, образующейся на месте пор. После этого следует найти количество атомов, попавших в пору, и сопоставить эту величину с количеством атомов, недостающих на поверхности подложки, из чего можно получить искомый фронт кристаллизации.

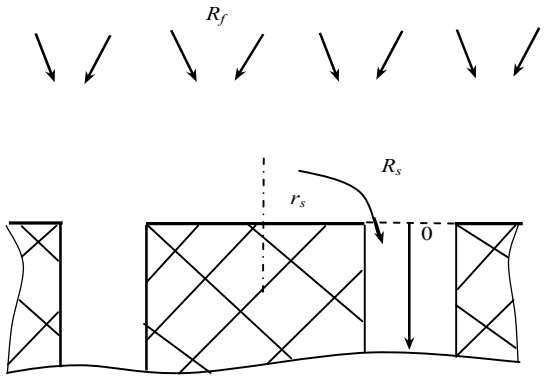


Рис. 2. Модель подложки, используемая для расчетов

Подложка представляется в виде совокупности кольцевых областей радиусом r_s, в центре которых находится пора радиусом r_p (рис. 3). Промежутком между областями пренебрегаем. Поры и активные центры, в качестве которых рассматриваются любые дефекты на подложке и на поверхности поры, при высоких температурах рассматриваются в качестве стоков диффундирующих к ним адсорбированных атомов (адатомов). Градиент их концентрации на границе поры при диффу-

зионном росте (R_s) возникает вследствие непрерывного движения адатомов вглубь поры и обеднения ими в области границы.

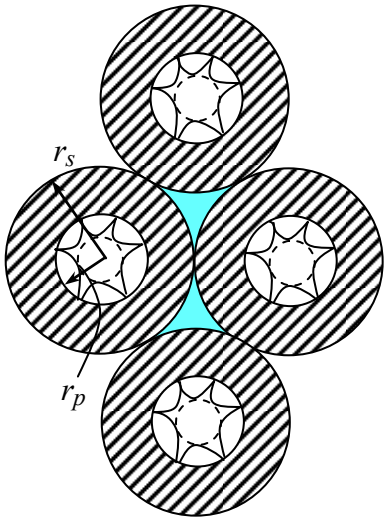


Рис. 3. Вид сверху на фрагмент модели подложки, содержащей четыре поры

Сплошной линией показан процесс «схлопывания» поры с образованием зародышей на границе поры при зарождении на дефектах, что характерно для высоких температур подложки, штриховой – бездефектное зарождение, характерное для низких температур.

Выберем в пространстве над некоторой порой область *PB* диаметром *F* (рис. 4), из каждой точки которой во всех направлениях распространяется поток атомов. В реальном эксперименте по магнетронному распылению (вакуум 10^{-3} Па) длина свободного пробега атомов составляет несколько сантиметров. Очевидно, в пору попадут только те атомы, угол между направлением полета которых и поверхностью подложки составляет не более α. Из областей, соседствующих с выбранной областью, атомы также могут попасть в рассматриваемую пору, но принимаем, что число атомов, попадающих из соседних областей, мало.

Из кольца шириной *dF* попадет на боковую поверхность поры площадью dS_{lf} поток атомов, равный

$$dR = \frac{Q_{dF} \cdot \frac{2(\alpha - d\alpha)}{180^\circ}}{dS_{lf} \cdot t} = \frac{q \cdot S_{dF} \cdot t \cdot \frac{2(\alpha - d\alpha)}{180^\circ}}{2\pi \cdot r_p \cdot (h + dh) \cdot t}, \quad (1)$$

где Q_{dF} – количество атомов, которые летят из кольца шириной *dF; q* – количество атомов, вылетающих из кольца, на единицу площади в секунду; S_{dF} – площадь кольца; r_p – радиус поры; *h* – участок поверхности поры, на который попадают все атомы из области *PB*, летящие под углом α к подложке; на этом участке скорость конденсации постоянна.

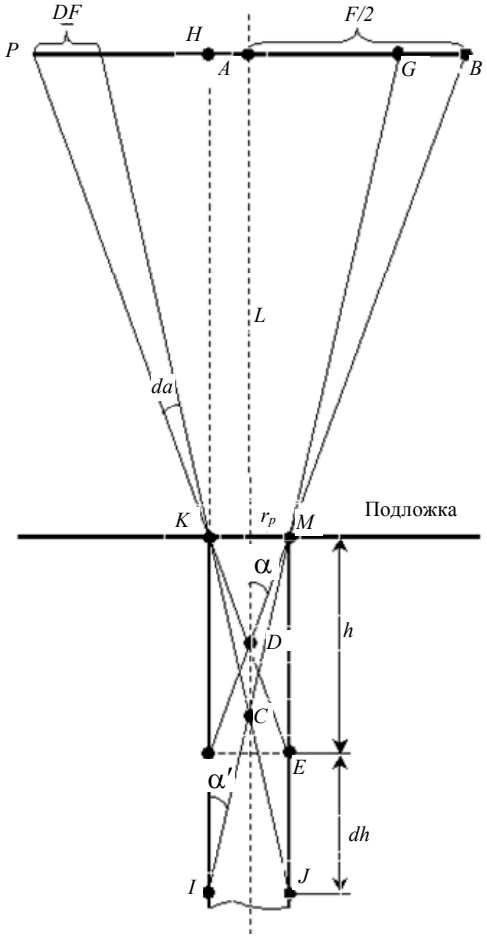


Рис. 4. Схематическое изображение ненаправленного потока атомов

Интегрируя (1) с учетом, что *F>>dF,* а также из геометрических соображений (рис. 4), получим

$$R = \frac{q \cdot F^3 \left(arctg\left(\frac{F}{2L + h} \right) \right.}{360 r_p \left(4 r_p L + 2 r_p h \right)} - \frac{arctg\left(\frac{1}{2LF + 8 r_p L + 4 r_p h} \right)}{360 r_p \left(4 r_p L + 2 r_p h \right)}. \quad (2)$$

Коэффициент *q* определяем из следующего условия: при *h* = 0 скорость конденсации *R* равна ее величине на гладком участке поверхности.

Толщину слоя конденсата p на боковой поверхности поры вычислим из условия равенства объема полученного слоя конденсата на выбранной глубине к объему, приходящемуся на один атом в ГЦК решетке (V_a) из числа попавших на единицу площади боковой поверхности поры. Для ГЦК металла

$$p = \frac{b^3}{4} Rt, \qquad (3)$$

где b – период решетки конденсата.

Найдем глубину заполнения поры. Под глубиной заполнения понимаем расстояние, на котором атомы полностью занимают поперечное сечение поры (рис. 5).

Для заполнения поры до глубины H необходимо число N атомов, равное V_p/V_a.

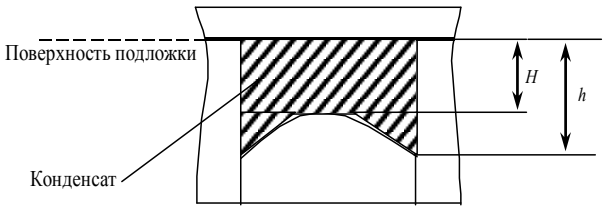


Рис. 5. Определение глубины заполнения поры

Очевидно,

$$H = \frac{Nb^3}{4\pi \cdot r_p^2}. \qquad (4)$$

Число атомов, вошедших в пору, равно

$$N = N_c + N_{dif}, \qquad (5)$$

где N_c – число атомов, попавших в пору непосредственно из паровой фазы при конденсации, которое уменьшается по мере закрытия поры; N_{dif} – число продиффундировавших в пору атомов.

При отсутствии диффузии

$$N_c = R_f S_{av} t = R_f \cdot \frac{\int_0^t \left(\pi \cdot r_p^2 - \frac{b^3}{4} R_f t \right) dt}{t} \cdot t. \qquad (6а)$$

При диффузионном росте

$$N_c = R_f S_{av} t = R_f \cdot \frac{\int_0^t \left(\pi \cdot r_p^2 - \frac{\sqrt{N_d}}{2\pi \cdot r_p} \pi \cdot r_z^2 \right) dt}{t} \cdot t, \qquad (6б)$$

где S_{av} – средняя площадь поперечного сечения за время конденсации t, через которое атомы поступают в пору из паровой фазы; N_d – поверхностная плотность дефектов на подложке; r_z – радиус зародыша внутри поры.

Член $\frac{\sqrt{N_d}}{2\pi \cdot r_p}$ учитывает число зародышей, образовавшихся на границе пора – подложа.

При T > 300 ºK

$$N_{dif} = N_r - N_s - N_f, \qquad (7)$$

где N_r – количество атомов, сконденсированных на поверхность подложки; N_s – количество атомов, захваченных дефектами; N_f – число свободных атомов на подложке; $N_r = R \cdot St$, где $S = \pi \cdot (r_s - r_p)^2$ – площадь кольцевой области вокруг поры радиусом r_s; $N_s = R \cdot \sigma \cdot \frac{N_d}{N_0} St$ (σ – число захвата зародышем (островком) адатомов; N_0 – плотность мест адсорбции).

Найдем число свободных атомов на подложке через среднее значение концентрации адатомов ($c(r,t)$) в кольцевой области вокруг поры. В полярной системе координат

$$N_f = \frac{\int_{r_p}^{r_s} c(r,t) \cdot r dr}{\left(r_s - r_p\right)^2} \cdot S \cdot \qquad (8)$$

Уравнение диффузии адатомов к порам в полярной системе координат с учетом атомов, захваченных островками на подложке, запишем в виде

$$\frac{\partial c}{\partial t} = D\left(\frac{\partial^2 c}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial T}{\partial r} \right) + R\left(1 - \sigma \cdot \frac{N_d}{N_0} \right)(1 - \alpha \cdot T), \qquad (9)$$

где D – коэффициент поверхностной диффузии.

Коэффициент поверхностной диффузии равен

$$D = \frac{1}{4} a^2 \nu \eta \exp\left(\frac{-E_d}{kT} \right), \qquad (10)$$

где ν – частота тепловых колебаний; E_d – энергия активации поверхностной диффузии; η – вероят- ность того, что новое место адсорбции диффундирующего адатома свободно. Так как число мест адсорбции значительно превышает число атомов на подложке, то практически η = 1.

Начальные и граничные условия для уравнения (9):

1) $c = 0$ при $t = 0$ (в начальный момент времени концентрация конденсированных атомов на подложке равна нулю);

2) $c = 0$ при $r = r_p$ (пора рассматривается в качестве стока);

3) c = const при $r = r_s$ (на внешней границе кольцевой области вокруг поры концентрация адатомов поддерживается постоянной в течение всего времени конденсации).

Решение уравнения (9) с учетом начальных и граничных условий запишется в виде

$$c(r,t) = \frac{1}{\ln\lambda}\left(\ln\frac{r}{r_p}\right) + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \exp\left(-\frac{D\mu_n^2 t}{R_1^2}\right)\psi_n(r). \quad (11)$$

Здесь $\psi_n(r) = Y_0(\mu_n)J_0\left(\mu_n\frac{r}{R_1}\right) - J_0\left(\mu_n\frac{r}{r_p}\right)$,

$\lambda = \frac{r_s}{r_p}$, ,

$$A_n = \frac{\pi^2\mu_n^2 J_0(\mu_n)}{2r_p^2\left(J_0^2\mu_n\right) - J_0^2(\lambda\mu_n)}\int_{r_p}^{r_s} r\cdot\psi_n(r)dr - \frac{\pi J_0(\mu_n)^2}{J_0^2(\lambda\mu_n)},$$

где $J_0(z)$, $Y_0(z)$ – функции Бесселя; μ_n – корни характеристического уравнения

$$J_0(\mu)Y_0(\lambda\mu) - J_0(\lambda\mu)Y_0(\mu) = 0. \quad (12)$$

Считаем пору закрытой в следующих случаях:

1) при отсутствии диффузии – когда $p = r_p$;

2) при диффузионном росте – когда радиус растущих островков достигает r_p. Его находят исходя из количества образующих островок атомов:

$$r_g = b\cdot\sqrt[3]{\frac{3R_s\cdot\sigma\cdot t}{8\pi\cdot N_0}}. \quad (13)$$

Величину σ определяют как среднее арифметическое между минимальным значением (~50) и максимальным, оцениваемое по среднему размеру островка на момент окончания конденсации. Величина E_d выбирается в соответствии с расчетами, приведенными в [3]. Величины r_p и r_s изменяются пропорционально, начиная с $r_p = 2r_s$, в остальных расчетах величина r_p увеличивается в два раза быстрее, чем r_s. Скорость конденсации R_f удовлетворяет следующему условию: при температуре окружающей среды ~300 ºК при конденсации в течение 3600 с толщина пленки на идеальной подложке-спутнике составляет 10 мкм. Согласно расчетам, $R_f = 8{,}7\cdot10^{15}$ см$^{-2}$с$^{-1}$.

Фронт кристаллизации без учета диффузии адатомов

На рис. 6 и 7 представлены графики зависимости толщины слоя конденсата от глубины (а) и сечение гетероструктуры конденсат – подложка в зоне поры (б) внутри поры, рассчитанные в рамках предложенной математической модели по формулам (2), (3) для радиусов пор 10 нм и 250 нм. В каждом случае на подложку сконденсировано такое одинаковое количество монослоев (далее – ML), что на гладкой поверхности образовалась пленка толщиной 5 мкм (~ $1{,}3\cdot10^7$ ML в течение 1800 с). Видно, что поры уже закрыты и на верхней поверхности пленки образовалась впадина. При отсутствии диффузии глубина заполнения пор невелика (0,3 мкм для мелких пор и не более 3,5 мкм для очень крупных). Следует отметить, что на графике зависимости величины p от величины h наблюдается горизонтальный участок, который показывает глубину заполнения поры H. Таким образом, морфология фронта роста конденсата при температурах, исключающих поверхностную диффузию адатомов, наследует рельеф ультрапористой поверхности подложки до толщины, на порядок превосходящей средний радиус пор.

Также интересна зависимость фронта кристаллизации от угла α, однозначно определяемого величинами L и F.

$L = 0$ означает, что в пору попадают атомы, движущиеся в любом направлении по отношению к подложке при магнетронном распылении. Однако чем больше угол α, тем меньше приращение толщины слоя на поверхности поры, поскольку при любой энергии существует преимущественное направление движения атомов.

При $L \to 0$ пора заполняется полностью на бóльшую глубину по сравнению со случаем L = 1 см, поскольку возрастает величина $h = r_p\cdot ctg\alpha$, но глубоко в поре металл практически отсутствует, в то время как при L = 1 см конденсат заполняет боковую поверхность более равномерно на большей глубине. При $L \to \infty$ заполнение поры стремится к нулю при любом h.

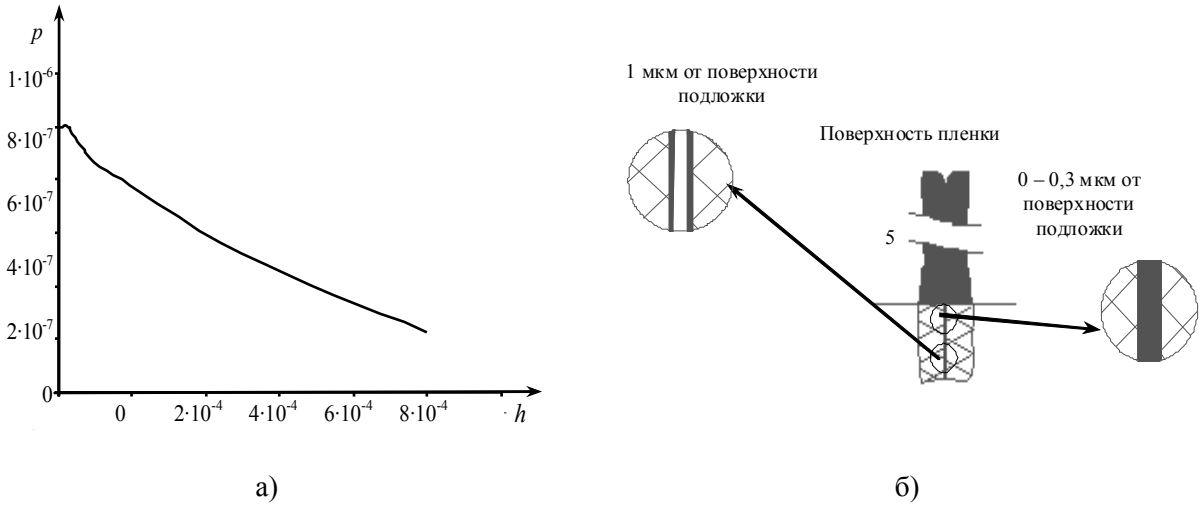


Рис. 6. Зависимость толщины p слоя кристаллической фазы от глубины поры h (а) и сечение гетероструктуры конденсат – подложка в зоне поры (б), рассчитанные без учета диффузии адатомов согласно предложенной математической модели. Серым цветом обозначен конденсат, перекрестной – диэлектрическая подложка. Глубина впадины на поверхности пленки составляет ~ 0,34 мкм. T = 293 ºК, t = 1800 с, r_p = 10 нм

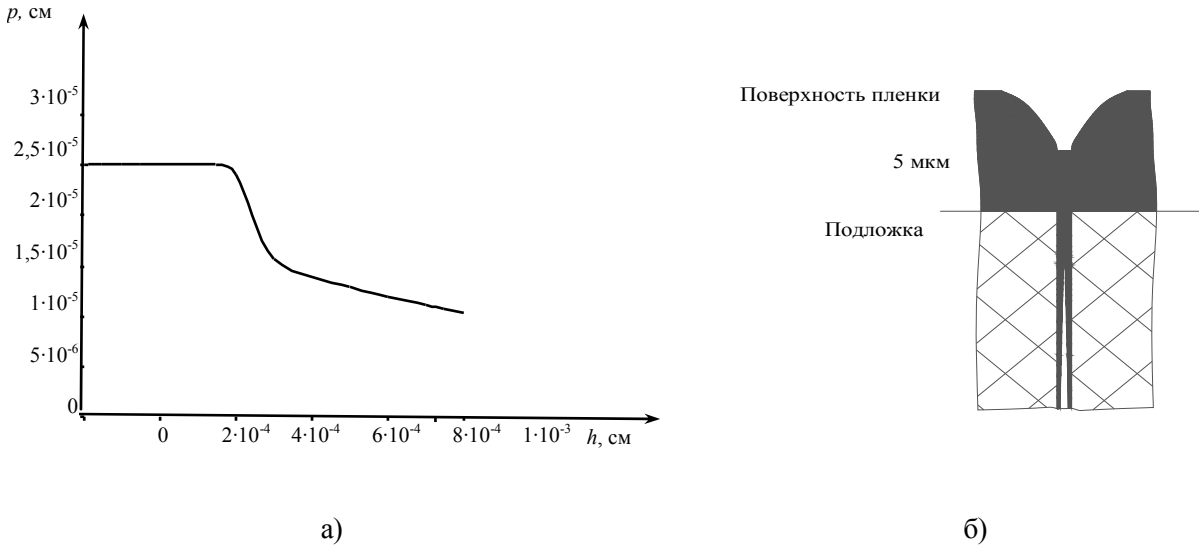
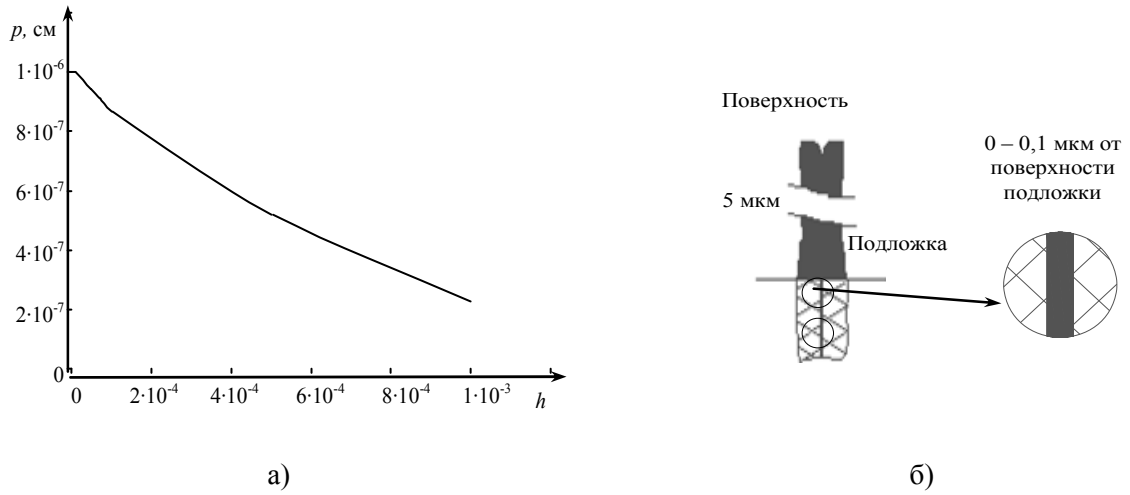


Рис. 7. Зависимость толщины p слоя кристаллической фазы от глубины поры h (а) и сечение гетероструктуры конденсат – подложка в зоне поры (б), рассчитанные без учета диффузии адатомов в рамках предложенной математической модели. Глубина впадины на поверхности пленки составляет ~ 2,5 мкм. T = 293ºК, t = 1800 с, $r_р$ = 250 нм

Фронт кристаллизации и глубина заполнения поры с учетом диффузии атомов

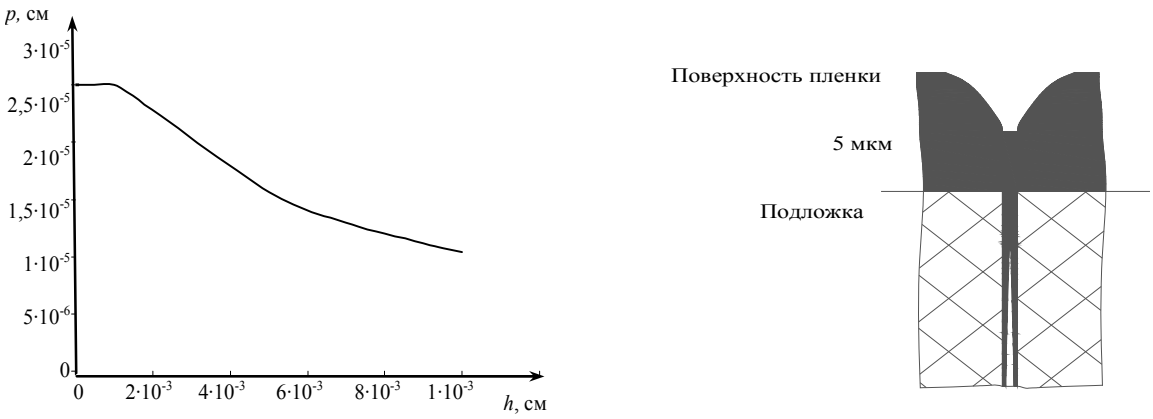
На рис. 8 и 9 представлены графики зависимости толщины конденсата от глубины поры и сечение гетероструктуры конденсат-подложка в зоне пор радиусом 20 и 500 нм соответственно с учетом диффузионной подвижности адатомов.

Видно, что фронт роста конденсата формирует собственный рельеф при толщине, составляющей половину порядка величины среднего радиуса пор. Несмотря на то, что диффузия адатомов в этом случае значительно больше, величина H при высокой температуре ниже, чем при низкой. Это связано с тем, что при диффузионном росте зародыши кристаллической фазы быстрее перекрывают доступ в пору.



а) б)

Рис. 8. Зависимость толщины слоя кристаллической фазы от глубины внутри поры (а) и фронт роста (б), рассчитанные с учетом диффузии адатомов согласно предложенной математической модели. T = 293 ºК, t = 1800 с, r_p = 10 нм



а) б)

Рис. 9. Зависимость толщины слоя кристаллической фазы от глубины внутри поры (а) и фронт роста (б), рассчитанные с учетом диффузии адатомов в рамках предложенной математической модели. T = 293 ºК, t = 1800 с, r_p = 250 нм

На рис. 10 изображены графики зависимости глубины заполнения поры H от времени конденсации металла при разных значениях температуры. На начальных этапах конденсации H увеличивается, но не линейно. Это связано с тем, что свободная от атомов область в поперечном сечении поры постоянно уменьшается в процессе конденсации, перекрывая доступ адатомам внутрь подложки. По достижении H в несколько микрон происходит закрытие поры.

С ростом температуры подложки пора заполняется быстрее, поскольку подвижность атомов увеличивается, и за время конденсации большее их количество успевает продиффундировать к стокам. После закрытия поры дальнейшая конденсация металла приводит к увеличению только средней толщины покрытия.

Рис. 11 иллюстрирует зависимость глубины заполнения пор от их радиуса rp. Видно, что мелкие поры заполняются несколько быстрее, чем крупные, и закрываются значительно раньше.

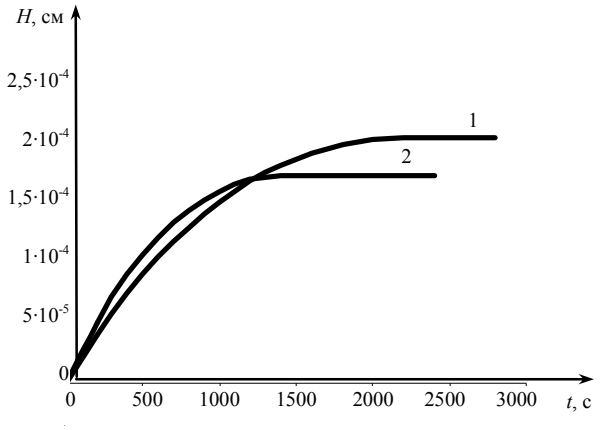


Рис. 10. Зависимость глубины заполнения поры от времени конденсации при разном значении температуры подложки (r_p = 3,75·10^{-6} см; L = 1 см): кривая 1 – T = 293 ºК, кривая 2 – T = 593ºК

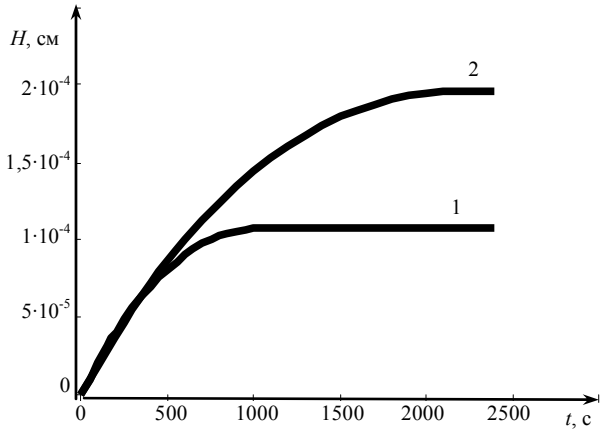


Рис. 11. Зависимость глубины заполнения поры от времени конденсации при разном размере пор подложки (T = 293 ºК, L = 1 см): 1 – r_p = 2,5·10^{-6} см, 2 – r_p = 5·10^{-6} см

Рис. 12 отражает изменение величины H в интервале температур 293 – 893 ºК при радиусе пор 2,5·10^{-6} – 5·10^{-6} см. Видно, что H с ростом температуры уменьшается, как и отношение толщины пленки на поверхности к глубине проникновения материала. С ростом радиуса поры конденсат легче проникает в подложку. Эта зависимость имеет нелинейный характер. Таким образом, при температуре подложки в интервале T = 293 – 893 ºК и радиусе пор от 2,5·10^{-6} до 5·10^{-6} см, а также скорости конденсации металла, оговоренной выше, в рамках модельной системы глубина заполнения пор не может превышать 3 мкм, а время конденсации, по истечении которого все поры из указанного диапазона размеров закроются, лежит в интервале 500 – 4500 с.

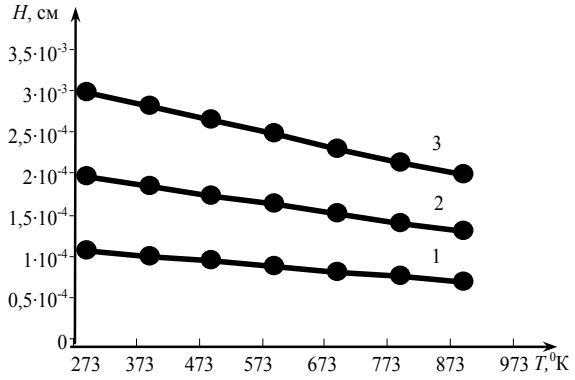


Рис. 12. Зависимость глубины заполнения поры от времени конденсации при разном значении температуры подложки: L = 1 см, кривая 1 – r_p = 2,5·10^{-6} см, кривая 2 – r_p = 3,75·10^{-6} см, кривая 3 – r_p = 5·10^{-6}см

Выводы

1. Показана возможность полного закрытия поверхности керамики с открытой сквозной пористостью металлическим слоем в процессе магнетронного распыления.

2. В рамках предложенной модели расчеты показали следующее:

– глубина заполнения поры нелинейно растет с течением времени (количеством осажденных на подложку монослоев) до некоторого значения H, которое определяется параметрами процесса конденсации (скоростью конденсации, температурой подложки), а также размером пор;

– с ростом температуры подложки поры заполняются быстрее, но H уменьшается с одновременным уменьшением средней толщины покрытия;

– мелкие поры заполняются быстрее, чем крупные; с ростом радиуса пор H увеличивается по закону, близкому к параболическому (нелинейно);

– для температуры подложки 293 – 893 ºК, скорости конденсации 10 мкм/ч, r_p = 2,5·10^{-6} – 5·10^{-6}см в рамках модельной системы H не может превышать 3 мкм, при этом средняя толщина покрытия в момент закрытия поры составляет ~ 6 мкм.

Литература

1. *Иевлев В.М.* Водородная проницаемость толстых пленок твердого раствора Pd-Cu / В.М. Иевлев [и др.] // Материалы III Международной конференции «Функциональные материалы и высокочистые вещества. Перспективные материа-

лы». – М.: Интерконтакт Наука. Специальный выпуск, 2008. – №6. – С. 293 – 296.

2. *Masuda H.* Self-ordering of cell configuration of anodic porous aluminia with large-size pores in phosphoric and solution / H. Masuda, K. Yada, A. Osaka // Jpn. Appl. Phys. – 1998. – Vol. 37, №10. – Pp. 1173 – 1175.

3. *Еремеев С.В.* Электронные свойства поверхностей металлов, полупроводников, диэлектриков со структурными дефектами, адсорбантами и тонкими пленками: автореферат дис. … доктора. физ.-мат. наук: 01.04.07 / С.В. Еремеев. – Томск, 2009. – 32 с.

Статья поступила в редакцию 7 ноября 2012 г.

УДК 621.373

ФИЗИКА ДИОДОВ С НАКОПЛЕНИЕМ ЗАРЯДА ПРИ ГЕНЕРАЦИИ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Г.К. Усков, доцент кафедры электроники, ВГУ, тел.: (473) 290-02-94

Приводятся результаты исследования зависимости основных параметров диода с накоплением заряда от прямого тока. Показано, что наряду с накоплением полезного заряда протекает процесс накопления паразитного заряда в высоколегированных областях диода, что замедляет переключение диода при увеличении прямого тока.

Ключевые слова: *диод с накоплением заряда, ток утечки, SRD, сверхкороткие импульсы.*

THE PHYSICS OF STEP RECOVERY DIODES FOR ULTRASHORT PULSE GENERATION

G.K. Uskov, associate professor, Voronezh State University, tel.: (473) 290-02-94

Investigation results of step recovery diode main parameters dependence on forward current are presented. The process of parasitic charge accumulation in the high-alloy diode zones occurs along with the desired charge accumulation and results in decelerating of diode changeover in timed of forward current increasing.

Key words: *step recovery diode, leakage current, SRD, ultrashort pulses.*

Введение

В последнее время сверхкороткие импульсные сигналы используются в различных областях радиоэлектроники. Прежде всего, это сверхширокополосная локация и связь, системы радиоэлектронной борьбы, рефлектометрия и измерение параметров электромагнитной совместимости. Такое широкое применение сверхкороткие импульсные сигналы получили благодаря своему сверхширокополосному спектру. Для генерации сверхкоротких импульсов обычно используются полупроводниковые размыкатели тока, наиболее быстродействующими из которых являются различные виды диодов с накоплением заряда (*step recovery diodes – SRD*). В таких диодах во время протекания через них прямого тока за счет инжекции положительных и отрицательных носителей происходит накопление заряда в форме электрически нейтральной электронно-дырочной плазмы. Затем создаются условия, при которых через диод протекает обратный ток, рассасывающий накопленный заряд. Как только концентрация носителей, по крайней мере одного из знаков, становится равной нулю, происходит резкое восстановление высокого обратного сопротивления и обрыв тока диода. Время переключения в современных диодах может составлять десятки пикосекунд [1 – 3].

С момента накопления и до полного рассасывания заряда в диоде могут проходить дополнительные процессы. В большинстве случаев в качестве основных параметров SRD-диода используют время переключения и время жизни носителей. Последнее характеризует процессы рекомбинации носителей и определяет время, за которое их концентрация станет равновесной без протекания через диод обратного, рассасывающего заряд, тока. Кроме рекомбинации в полупроводниковой структуре существуют токи утечки заряда через потенциальные барьеры, ограничивающие активную область диода, которые наряду с прямым током и процессами рекомбинации будут определять максимальный равновесный накопленный заряд. Токи утечки могут существенно изменить процессы восстановления непроводящего состояния диода, поскольку приводят к накоплению заряда вне его активной области.

В настоящей работе приводятся результаты исследования зависимости основных параметров диода с накоплением заряда от прямого тока для выявления вклада, вносимого в процессы токами утечки накопленного заряда.

Токи утечки в полупроводниковой структуре диода с накоплением заряда

Для оценки токов утечки рассмотрим упрощенную структуру диода с накоплением заряда, представленную на рис. 1.

 ISSN 1995-7009

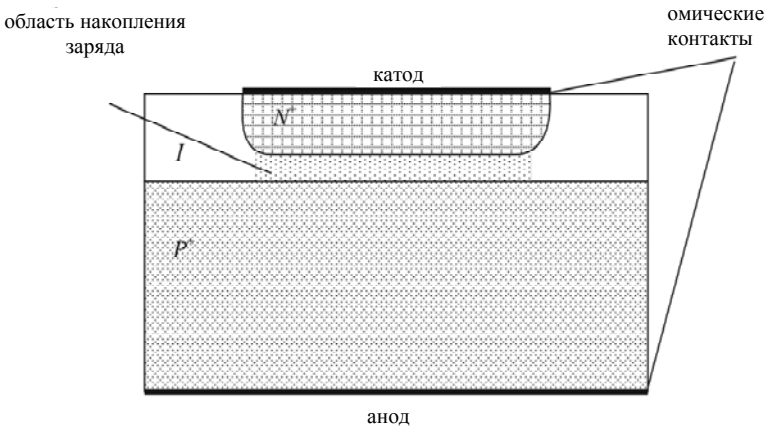


Рис. 1. Полупроводниковая структура диода с накоплением заряда

Будем считать, что в диоде присутствуют три области полупроводника с различной концентрацией и типом проводимости. Первая область – зона полупроводника N^+-типа, вторая – собственного полупроводника I-типа и третья область – слой полупроводника P^+-типа. На границе раздела областей I и N^+, а также I и P^+, образуются полупроводниковые переходы, способствующие накоплению заряда в I-области, отмеченой на рис. 1. Металические электроды (анод и катод на рис. 1) образуют омический контакт в месте соединения с сильнолегированным полупроводником [3].

Процессы, протекающие в диоде во время накопления заряда, начинаются с того момента времени, когда полупроводниковые переходы смещаются в прямом направлении, и области с электронной и дырочной проводимостью инжектируют носители заряда в область собственного полупроводника I. Инжекторы электронов и дырок пространственно разнесены, и только по истечении некоторого времени вся область собственного полупроводника оказывается заполненной электронно-дырочной плазмой.

Когда накопление заряда происходит за время, равное или меньшее времени пролёта носителями заряда расстояния, равного протяжённости I-слоя, то к концу стадии накопления заряда инжектированный заряд оказывается сосредоточенным в I-области диода вследствие инерционности процесса переноса заряда. Иная картина наблюдается, если время накопления заряда значительно больше указанного ранее времени пролёта носителей. В таком случае после заполнения электронно-дырочной плазмой I-слоя в локальном удерживании плазмы в активной области диода решающее значение имеют потенциальные барьеры на границах полупроводниковых областей. Барьеры на границах полупроводниковых областей обусловлены неподвижными зарядами доноров и акцепторов в областях с электронной и дырочной проводимостью и локальными скоплениями подвижных носителей заряда вблизи верхней и нижней границ собственного полупроводника [4].

Потенциальные барьеры не являются абсолютно непроницаемыми для носителей заряда, поэтому происходит утечка накопленного заряда из I-слоя в виде потока электронов в P^+-область и потока дырок в N^+-область. С увеличением прямого тока (напряжения анод–катод) уменьшается высота потенциальных барьеров на границах полупроводниковых областей и, следовательно, увеличивается величина токов утечки [3]. Таким образом, кроме процесса накопления носителей в I-слое, неизбежно паразитное накопление электронов в P^+-области и дырок в N^+-области.

Другим процессом, препятствующим накоплению заряда в I-слое, является, как указывалось ранее, рекомбинация накопленных электронов и дырок. С ростом прямого тока происходит рост величины равновесного накопленного заряда и, следовательно, повышение скорости рекомбинации. Это означает, что скорость и время рассасывания заряда в I-области диода зависят от тока, накапливающего этот заряд, и определяются двумя процессами: процессом рекомбинации в I-области и процессами утечки из I-области электронов в P^+-область и дырок в N^+-область.

Методика измерения

Для измерения времени жизни неосновных носителей и времени переключения была использована схема, приведенная на рис. 2.

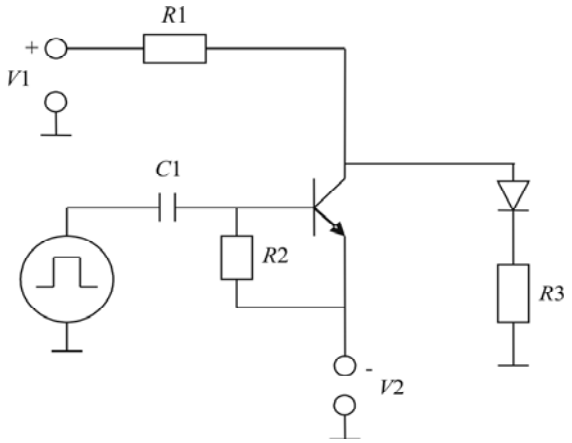


Рис. 2. Схема для измерения параметров диода с накоплением заряда

С источника напряжения $V1$ через SRD протекает постоянный прямой ток $I_{пр}$, за счет которого происходит накопление носителей в I-области диода. В течение некоторого времени $\tau_н$ (время накопления) после включения прямого тока $I_{пр}$ в диоде образуется равновесное состояние величины накопленного заряда $Q_р$, который определяется значением прямого тока $I_{пр}$ и процессами рекомбинации (рис. 3).

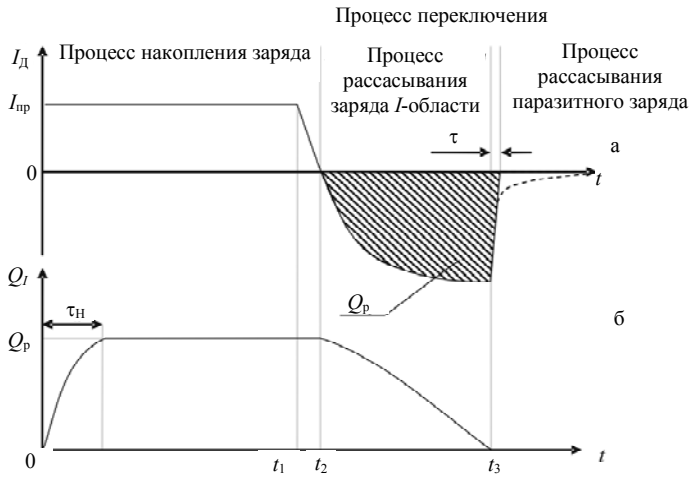


Рис. 3. Временные зависимости тока диода $I_д$ и накопленного в I-области заряда $Q_д$

В момент времени t_1 на базу транзистора приходит положительный импульс и открывает его. В этот момент времени от источника $V2$ начинает протекать обратный ток. После того как этот ток сравняется с прямым током (момент времени t_2, обозначенный на рис. 3б), наступает процесс рассасывания заряда. На протяжении всего времени данного процесса через диод протекает обратный ток и происходит уменьшение концентрации носителей в I-слое и паразитного заряда неосновных носителей в P^+- и N^+-областях, накопленного за счет токов утечки. В момент времени t_3 происходит полное рассасывание заряда I-области и восстановление обратного сопротивления диода, характеризуемое временем переключения τ. Поскольку толщина базы (P^+-слоя) диода значительно превышает толщину I-области, паразитный заряд, накопленный в P^+-слое, не успевает полностью рассосаться до времени t_3. Как следствие, после завершения стадии резкого восстановления обратного сопротивления следует стадия медленного рассасывания паразитного заряда базы диода (пунктирная линия на рис. 3а).

В качестве нагрузки $R3$ использовался пятидесятиомный вход стробоскопического осциллографа с полосой пропускания 18 ГГц. По наблюдаемому на нем напряжению рассчитывался ток, протекающий через диод. Во время процесса рассасывания в величину этого тока вносят свой вклад различные процессы, среди которых можно выделить рассасывание электронно-дырочной плазмы в I-области, ее рекомбинацию, рассасывание паразит-

ного заряда в сильнолегированных областях полупроводниковой структуры диода. Таким образом, площадь заштрихованной области на рис. 3а характеризует накопленный в *I*-области диода заряд с учетом рекомбинации носителей и их утечки:

$$Q_{\text{р}} = \int_{t_2}^{t_2} I_{\text{д}}(t)dt \ . \qquad (1)$$

Используя (1), можно рассчитать эффективное время жизни носителей по формуле (2):

$$\tau_{\text{эфф}} = \frac{Q_{\text{р}}}{I_{\text{пр}}} \ . \qquad (2)$$

Следует отметить, что с уменьшением прямого тока накачки эффективное время жизни носителей стремится к времени жизни носителей в полупроводниковом материале активной области диода, которое традиционно используется как одна из основных характеристик диода [3].

Экспериментальные результаты и их интерпретация

В ходе экспериментального исследования было получено семейство зависимостей тока диода от времени при различных токах накачки. Для каждого графика по формуле (1) определялось значение равновесного накопленного заряда *I*-области $Q_{\text{р}}$ и рассчитывалось эффективное время жизни носителей $\tau_{\text{эфф}}$.

На рис. 4 представлена зависимость накопленного в *I*-области заряда $Q_{\text{д}}$ от прямого тока диода $I_{\text{пр}}$.

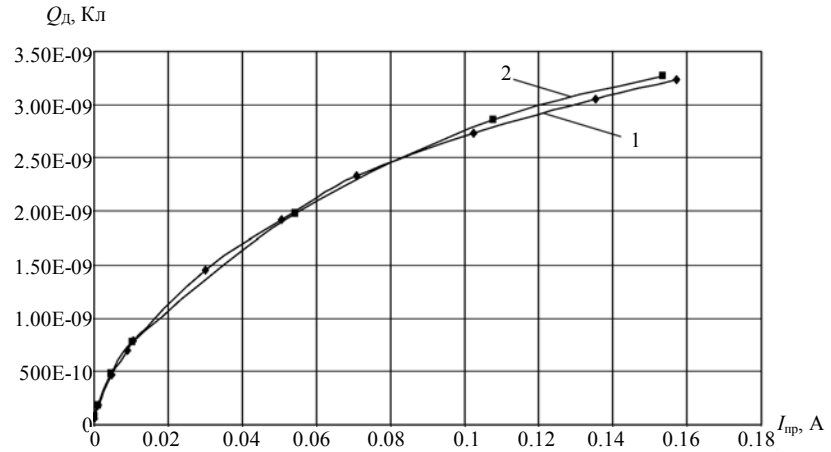


Рис. 4. Зависимость накопленного в *I*-области заряда $Q_{\text{д}}$ от прямого тока диода $I_{\text{пр}}$ (1–10 В, 2–20 В)

Как видно из графика, с увеличением прямого тока возрастает величина накопленного заряда $Q_{\text{д}}$; при этом прямой ток $I_{\text{пр}}$ имеет квадратичную зависимость от $Q_{\text{д}}$. Однако с ростом величины заряда происходит резкое уменьшение эффективного времени жизни (рис. 5).

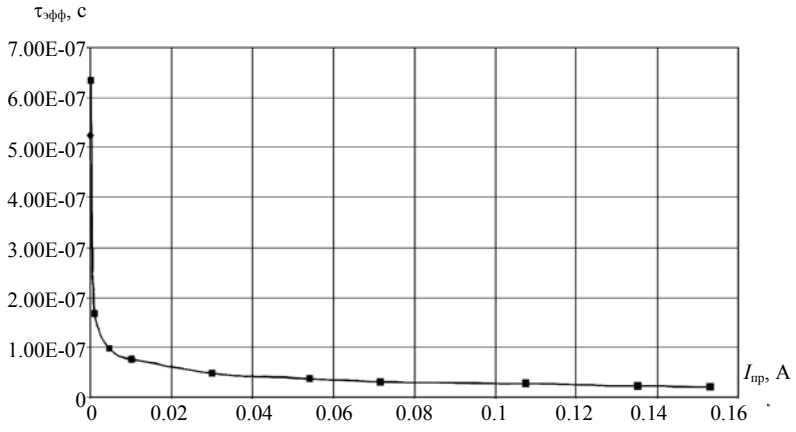


Рис. 5. Зависимость эффективного времени жизни носителей $\tau_{\text{эфф}}$ от прямого тока диода $I_{\text{пр}}$

Такое поведение объясняется прежде всего тем, что с ростом накопленного заряда $Q_д$ повышается скорость его рекомбинации. Кроме того, с ростом прямого тока, как говорилось ранее, потенциальные барьеры на границе *I*-области сужаются и растут токи утечки.

Аналогичное поведение характерно для различных отрицательных напряжений, рассасывающих заряд. Как видно из графиков, зависимости, полученные при рассасывающем напряжении –10 В, практически полностью совпадают с зависимостями, полученными при рассасывающем напряжении –20 В. Поскольку времена рассасывания заряда обратным током диода для данных условий незначительно отличаются, то данные результаты, в первую очередь, свидетельствуют о том, что в качестве *I*-области в исследуемом диоде используется собственный полупроводник с большим временем жизни носителей, которое составляет более $6.5 \cdot 10^{-7}$ секунды (значение $\tau_{эфф}$ при прямом токе, близком к 0).

С увеличением прямого тока накачки после переключения диода отчетливо наблюдается эффект рассасывания паразитного заряда базы диода (рис. 6).

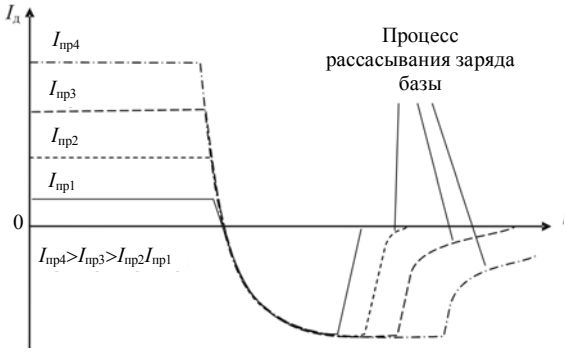


Рис. 6. Процесс переключения диода при различных прямых токах накачки $I_д$

При этом процесс быстрого рассасывания заряда активной области может оставаться хорошо заметным на осциллограмме напряжения на нагрузке *R*3. Однако амплитуда возрастающего фронта указанного напряжения уменьшается с ростом прямого тока диода, а с некоторого его значения быстрое переключение практически сливается с медленными паразитными процессами.

Непосредственное экспериментальное определение паразитного накопленного заряда с использованием формулы, аналогичной формуле (1), возможно только при больших значениях тока накачки, когда процессы быстрого и медленного рассасывания хорошо различимы. Такие режимы работы диодов представляют небольшой интерес для приложений, но на случай более низких значений тока накачки имеется возможность пересчёта паразитного заряда.

В то же время из физики протекания токов утечки следует, что они пропорциональны паразитным зарядам неосновных носителей в N^+- и P^+-областях диода. Поэтому величина паразитного заряда оказывается пропорциональной квадрату заряда, накопленного в активной области. Указанное обстоятельство объясняет, почему рассасывание паразитного заряда диода практически незаметно при малых токах накачки, и, кроме того, позволяет пересчитать значения паразитного заряда при некотором токе накачки на случай более слабых или сильных токов [5].

Выводы

В работе предложены методы измерения основных параметров диодов с накоплением заряда, получены зависимости эффективного времени жизни неосновных носителей и величины накапливаемого заряда *I*-области при различных токах накачки.

Экспериментальные данные свидетельствуют о квадратичной зависимости тока накачки от заряда активной области диода. В активной области диода, содержащей собственный полупроводник, ток рекомбинации носителей также имеет квадратичную зависимость от величины заряда, содержащегося в указанной области, а токи утечки пропорциональны квадрату накопленного заряда.

Показано, что переключение диода при увеличении прямого тока замедляется благодаря процессу накопления паразитного заряда в высоколе-

гированных областях диода, который протекает наряду с накоплением полезного заряда.

Работа выполнена в рамках гранта РФФИ (проект №12-02-31736мол_а).

Литература:

1. *Белкин В.С.* Формирователи мощных наносекундных и пикосекундных импульсов на полупроводниковой элементной базе / В.С. Белкин, Г.И. Шульженко / Институт ядерной физики. – Новосибирск, 1991.

2. Генераторы импульсов наносекундной длительности на лавинных диодах / А.С. Карауш [и др.] // Электронная промышленность. – 1998. – № 1 – 2.

3. Полупроводниковые диоды с накоплением заряда и их применение / под. ред. Ю.Р. Носова. – М.: Советское радио, 1966. – 152 с.

4. Особенности диодов с накоплением заряда при генерации сверхкоротких импульсов / А.М. Бобрешов [и др.] // Труды 8-го Международного симпозиума по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии, 16 – 19 июня 2009 г. – СПб, 2009. – С. 298 – 300.

5. Генерация сверхкоротких импульсных сигналов / А.М. Бобрешов [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2011. – Т. 14, № 3. – С. 103 – 108.

Статья поступила в редакцию 5 октября 2012 г.

УДК 351/354 681.3/681.5

МЕТОДИКА НЕЧЕТКОГО МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОГО ВЫБОРА ВАРИАНТОВ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ*

А.С. Багдасарян, гл. н.с., ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, e-mail: bagdassarian@mail.ru
А.Г. Кащенко, нач. бюро, ЗАО «Воронежстальмост», тел.: 8-903-651-60-34
Г.А. Кащенко, в.н.с., тел.: 8-920-214-55-99
Р.В. Семенов, с.н.с., тел.: 8-910-746-38-71
Е.Г. Анциферов, конструктор, тел.: 8-920-417-02-37
ОАО «Концерн «Созвездие»

Рассмотрена задача нечеткого многокритериального выбора вариантов систем автоматической идентификации (САИ), для решения которой используется доступная экспертная информация о качестве вариантов в виде парных сравнений. Приведен пример решения задачи нечеткого многокритериального выбора на основе рассмотренного подхода.

Ключевые слова: *нечеткие множества, многокритериальный выбор, функция принадлежности, автоматическая идентификация.*

FUZZY MULTICRITERION CHOICE TECHNIQUE OF AUTOMATIC IDENTIFICATION SYSTEMS VARIANTS

A.S. Bagdasaryan, principal research fellow, RAS Kotelnikov Radio Electronics Institute, e-mail: bagdassarian@mail.ru
A.G. Kashchenko, head of the bureau, CC «Voronezhstalmost», tel.: 8-903-651-60-34
G.A. Kashchenko, leading research fellow, tel.: 8-920-214-55-99
R.V. Semyonov, senior research fellow, tel.: 8-910-746-38-71
E.G. Anciferov, design engineer, tel.: 8-920-417-02-37
JSC «Sozvezdie» Concern»

The problem of fuzzy multicriterion variants choice of automatic identification systems (AIS) is considered. The accessible expert information on the variants quality in the form of pair comparisons is used when solving this problem. The example of fuzzy multicriterion choice task decision on the basis of the considered approach is given.

Key words: *fuzzy sets, multicriterion choice, membership function, automatic identification.*

В настоящее время технология автоматической идентификации является одним из наиболее бурно развивающихся направлений информационных технологий. В область приложений этой технологии входят системы контроля и управления доступом к критически важным объектам (КВО) [1, 2], системы антитеррористической защиты [3], скрытая электронная маркировка контейнеров и автомобилей, учет и регистрация железнодорожных вагонов, маркировка грузов и багажа, прослеживание маршрутов важных грузов и объектов, инвентаризация товаров на складах и т.д.

В последние годы особую актуальность приобретает применение систем автоматической идентификации (САИ) в интересах вооруженных сил (ВС). Сегодняшний мировой уровень развития САИ оборонной продукции предполагает всё более широкую персонификацию объектов автоматической идентификации, то есть присвоение уникальных кодовых обозначений максимально широкому кругу прослеживаемых образцов вооружения, военной техники, их составных частей, относящихся к ним тары и упаковки, сопроводительной и эксплуатационной документации. Так, в ближайшие годы число уникально идентифицируемых (УИ) изделий вооружения и военной техники в ВС США предполагается довести до 97 млн. единиц. Контроль за этими изделиями должен обеспечиваться через систему ведения электронного регистра УИ изделий военной техники ВС США (см. рис. 1) [4].

* Работа выполнена при частичной поддержке гранта РФФИ 12-07-00709-а.

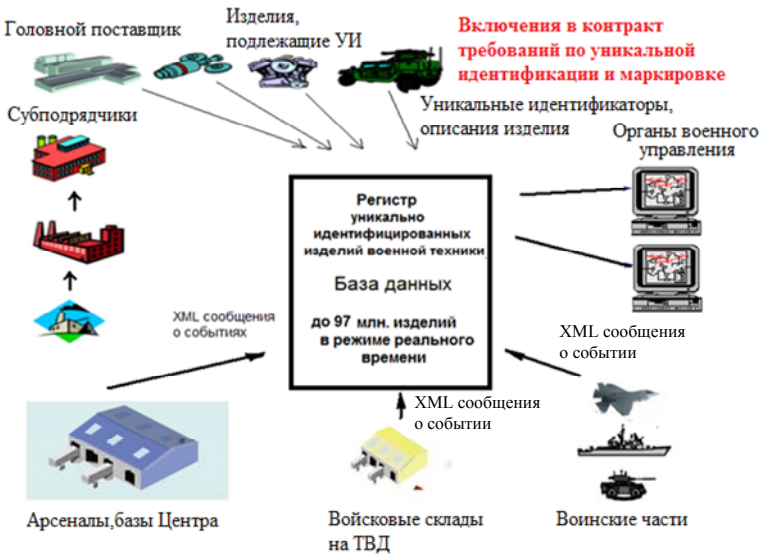


Рис. 1. Схема ведения электронного регистра уникально идентифицированных изделий военной техники ВС США

Внедрение средств автоматической идентификации (или распознавания) объектов и субъектов в интересах военного ведомства США началось в 1978 г. с масштабной исследовательской программы LOG MARS [4]. К настоящему времени в ВС США достигнуты впечатляющие успехи в области разработки и внедрения САИ [5]. Первые попытки внедрения САИ в ВС РФ относятся к 1995–1998 годам. Однако и в настоящее время ученые, изучающие эту область, испытывают необходимость в дополнительном проведении научно-исследовательских работ и повышении объема финансов, выделяемых на эти цели [5].

Известно несколько технологий, способных обеспечивать выполнение требований, предъявляемых к САИ, поэтому на практике возникает проблема их рационального выбора. Все имеющиеся технологии характеризуются целым рядом показателей, которые различным образом влияют на характеристики системы. В качестве исходных положений для выбора технологии должна учитываться вся совокупность факторов нормативно-правового, технического и экономического характера.

Общий подход к выбору технологии включает следующие основные этапы:

– формирование общего организационного и системного замысла построения САИ;

– формализация перечня требований, предъявляемых к САИ со стороны её заказчиков;

– выбор возможных вариантов технологий, удовлетворяющих предъявленным требованиям;

– выбор показателей для сравнительной оценки технологий;

– проведение сравнительной оценки и выбор наилучшего варианта.

Таким образом, в настоящее время рынок разработанных технологий автоматической идентификации достаточно разнообразен. Однако этого нельзя сказать о рынке готовых к применению системных решений. Это связано с тем, что существует множество САИ различного назначения: для контроля доступа в малые, средние и большие здания; для идентификации удаленных пользователей в информационных системах; для контроля передвижения грузов и т.д. При этом каждая САИ имеет свои специфичные черты и особенности и поэтому по-своему уникальна. Можно утверждать, что имеется конечное (и сравнительно небольшое) множество технологий, значительно большее, но опять-таки конечное множество компонентов и программных средств, реализующих эти технологии, и очень большое множество системных решений, поэтому и готовых системных решений изначально не существует.

При большом многообразии компонентов и программных средств, способных обеспечить выполнение системных требований, предъявляемых к САИ, возникает проблема выбора наилучшего варианта. Все имеющиеся компоненты и программные средства характеризуются целым рядом различных показателей, присущих каждому из них, которые могут влиять на структуру и принципы организации информационного обмена в системе. Степень влияния этих показателей также различна.

В настоящей статье рассматривается один из возможных подходов к выбору наилучших решений по построению САИ на основе доступной экспертной информации о качестве вариантов в виде парных сравнений по шкалам, имеющим вербальные (качественные) градации. Такой подход позволяет получить от экспертов более достоверную информацию и оперировать профессиональным языком с использованием терминологии, в определенной степени унифицированной для данной области знаний.

Результаты анализа современных технологий автоматической идентификации приведены в табл. 1. В качестве экспертной шкалы использовались вербальные градации: высокая, средняя, низкая.

Таблица 1

Критерии	Альтернативы			
	Штриховое кодирование	Биометрическая идентификация	Радиочастотная идентификация на основе полупроводниковых технологий	Радиочастотная идентификация на основе акустоэлектронных технологий
Информационная емкость	низкая	средняя	высокая	высокая
Защита от несанкционированного изменения информации	низкая	средняя	средняя	высокая
Скорость чтения/записи	низкая	средняя	высокая	высокая
Дальность действия	низкая	низкая	высокая	высокая
Стойкость к внешним воздействиям	низкая	средняя	средняя	высокая
Простота нанесения/ фиксации идентификатора	средняя	средняя	высокая	высокая
Информационно-технологическая совместимость с системами обработки	высокая	средняя	высокая	средняя
Возможность использования стандартных средств вычислительной техники	высокая	средняя	высокая	средняя
Стоимостные показатели	высокая	средняя	высокая	средняя
Надежность	низкая	средняя	средняя	высокая
Наличие отечественной производственной базы	средняя	низкая	средняя	средняя
Срок службы	средний	высокий	средний	высокий

Решение задачи выбора технологии автоматической идентификации требует учета многочисленных и зачастую противоречивых требований, обуславливающих неоднозначность оценок результатов различными исследователями (экспертами).

В течение многих лет разработка САИ в полном объеме осуществлялась в рамках составных частей системы (покупной как правило, являлась только элементная база отдельных компонентов). Однако в последние годы оборудование современных САИ создается на основе применения значительного числа уже готовых компонентов и программных средств различного назначения (приемопередатчики, антенны приемопередатчиков, метки, антенны меток и т.д.). В настоящее время существует большая номенклатура указанного оборудования различных отечественных и зарубежных фирм-производителей, реализующего одни и те же функции, удовлетворяющие требованиям, предъявляемым к конкретной системе. В связи с этим возникает необходимость выработки общего системного подхода к построению САИ. В качестве исходных положений для выработки системного подхода должна учитываться вся совокупность факторов нормативно-правового, техниче-

ского и экономического характера, включая документы федерального и ведомственного уровней.

Разработка системного подхода к построению САИ должна осуществляться с учётом следующих основных принципов:

– опережающего развития САИ как материальной основы систем контроля безопасности и управления;

– эволюции на основе обеспечения преемственности системотехнических решений на различных этапах развития;

– взаимосогласованного развития всех составных частей системы;

– соответствия мировым тенденциям развития САИ.

Системный подход включает: обоснование перечня требований, предъявляемых к САИ со стороны её заказчиков, определение совокупности исходных условий для проектирования, включая возможности и тенденции их развития и расширения областей применения, разработку общих вариантов (обликов) построения и функционирования САИ, включая её формализованное представление как сложной многокомпонентной системы, позволяющее описать её множеством параметров, выбор совокупности показателей качества и конкурентоспособности (ПКК), отражающей способность САИ выполнять одну или несколько целевых функций с заданным качеством.

С позиций системного подхода комплекс задач формирования и выбора вариантов САИ можно представить следующим набором величин:

$$< T, S, Q, A, F, G, L, M, N, C, P, W, D > . \qquad (1)$$

В выражении (1) приняты следующие обозначения: T – постановка задачи (например, t_1 – сгенерировать варианты и выбрать наилучший вариант системы, t_2 – сгенерировать и выбрать вариант, наиболее близкий по свойствам к данному техническому заданию или прототипу (лидеру рынка), t_3 – сгенерировать варианты и упорядочить весь набор вариантов по степени сходства с заданным объектом и др.), S – множество допустимых альтернатив для реализации обобщенных функциональных подсистем, Q – множество критериев оценки альтернатив и выбора варианта системы, A – множество методов измерения предпочтений альтернатив, F – отображение множества допустимых альтернатив, реализующих функции в множество критериальных оценок, G – система предпочтений решающего элемента (g_1 – формирование предпочтений одним лицом, g_2 – формирование предпочтений коллективом), L – способы исследования системы, M – методы оценивания вариантов, N – процедуры выбора вариантов, C – вид целевой функции, P – число рассматриваемых уровней системы, W – уровень формализации постановки и решения задачи, D – решающее правило, отражающее систему предпочтений.

Для оценки эффективности любых САИ должны быть формализованы ПКК, наиболее полно характеризующие систему с точки зрения лица, принимающего решения (ЛПР) (проектировщика). Необходимо отметить, что какой-либо единой номенклатуры ПКК различных типов САИ нет и, по-видимому, быть не может. В каждом конкретном случае ЛПР приходится формировать номенклатуру ПКК рассматриваемых объектов с учетом целей оценки, этапа жизненного цикла и специфики объекта, наличия достоверных данных и др. Выбранная номенклатура ПКК для оценки эффективности различных САИ должна быть одинаковой. Необходимо отметить, что с увеличением количества принятых для оценки ПКК трудоемкость работ возрастает, а объективность оценки при превышении некоторого порога практически не повышается, поэтому в состав оценочных ПКК целесообразно включать только те показатели, которые наиболее значимы для оценки эффективности конкретной САИ. Вместе с тем, если ПКК для оценки эффективности окажется недостаточно, то при увеличении числа этих показателей интегральная оценка может измениться. Таким образом, в каждом конкретном случае необходимо определить, сколько и какие ПКК использовать для достоверной интегральной оценки качества САИ.

В качестве пути решения проблемы выбора ПКК может использоваться двухэтапная методика расчета вектора приоритетов. На первом этапе определяется относительная важность групп критериев, а на втором – относительная важность каждого критерия, выделенного из выбранных групп, и глобального вектора приоритетов, количественно характеризующих сравниваемые варианты и определяющие наилучший вариант САИ как вариант с максимальным значением глобального вектора приоритетов.

Анализ опыта оценки ПКК различных САИ показывает, что на практике найти количественные значения некоторых показателей качества их компонентов очень затруднительно. Ситуация усложняется, когда информация о системе носит конфиденциальный характер. В связи с этим на практике

при оценке эффективности систем принимают весьма скромную номенклатуру показателей, что очень часто является причиной неправильного выбора варианта САИ. Выбранные ПКК целесообразно иерархически структурировать, что позволяет, во-первых, сравнивать системы по отдельным групповым признакам, во-вторых, облегчает процедуру определения коэффициентов весомости показателей. Группировка ПКК по каким-либо признакам способствует получению более достоверных результатов интегральной оценки объекта. Таким образом, множество ПКК целесообразно разбить на несколько групп. В общем случае все множество ПКК САИ включает несколько десятков критериев, сгруппированных по видовым группам: конструктивные, функциональные, экономические и специальные (рис. 2).

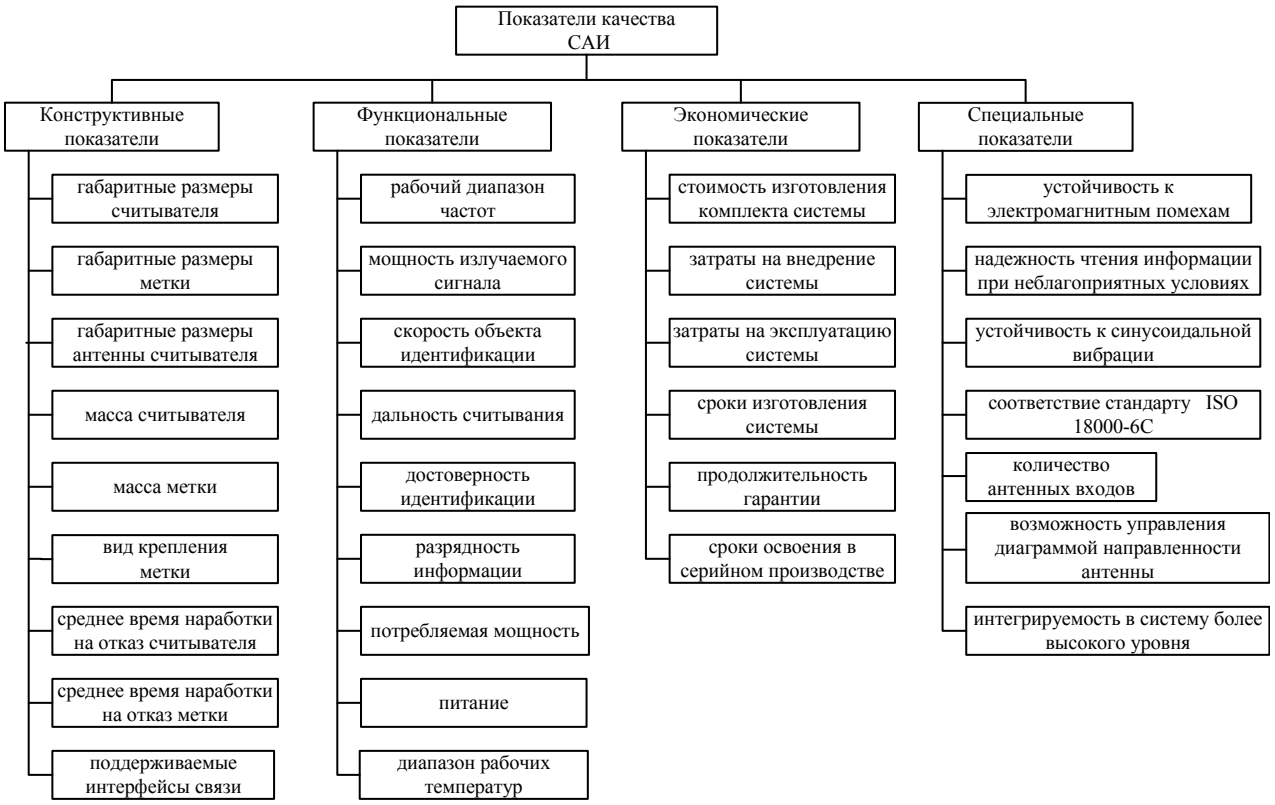


Рис. 2. Показатели качества САИ

В настоящее время на зарубежном и отечественном рынках имеется большое количество разнообразных компонентов для построения САИ. Насыщение рынка зарубежной и отечественной элементной базой, большое разнообразие условий, в которых работают САИ, специфичность требований, предъявляемых к ним, вопросы надежности и долговечности, наличие большого числа конструктивных типов усложняют выбор наилучшего варианта этих систем для конкретных условий эксплуатации. В этой связи выбор наилучшего варианта САИ является задачей, от решения которой во многом будет зависеть расширение области применения этих систем.

Множество возможных вариантов взаимозаменяемых компонентов может быть заранее известно, если выбор варианта осуществляется среди имеющихся на рынке вариантов компонентов. Однако на практике такой выбор очень часто усложняется из-за невозможности получить достоверную информацию о ПКК компонентов, например, либо из-за нежелания производителей оценивать свою продукцию по предлагаемым показателям, либо из-за сокрытия или умышленного искажения реальных показателей с целью введения в заблуждение конкурентов. В этом случае многокритериальную задачу выбора варианта САИ целесообразно решать с использованием теории нечетких множеств [6 – 8].

Основные этапы методики формирования и выбора варианта САИ на примере систем радиочастотной идентификации (РЧИ) предложены в работе [7] и представлены на рис. 3.

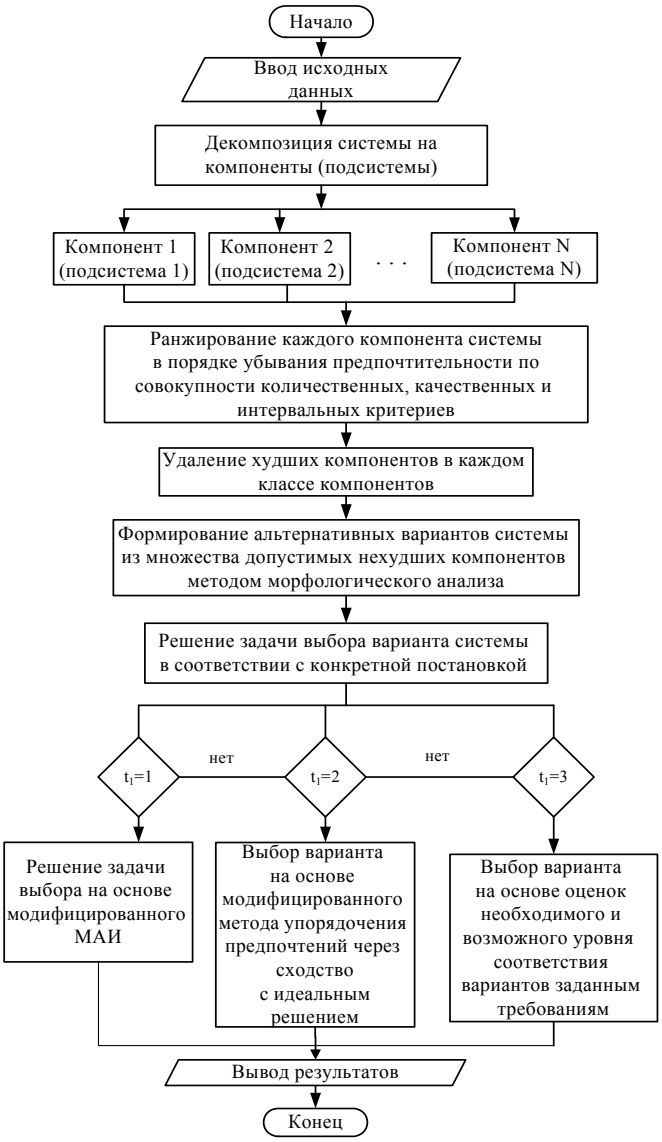


Рис. 3. Обобщенная схема методики формирования и выбора варианта САИ

Особенность реализованного подхода состоит в том, что генерация вариантов осуществляется морфологическим методом [3], а отбор лучших решений проводится с помощью комплекса алгоритмов решения задач многокритериального выбора (МКВ) [1]. В комплекс алгоритмов МКВ входят следующие алгоритмы: на основе модифицированного МАИ для решения задачи t_1, на основе теории нечетких множеств (НМ) для решения задачи t_1, на основе модифицированного метода упорядочения предпочтений через сходство с идеальным решением (ММУП) для решения задачи t_2 [9 – 11], на основе оценок необходимого и возможного уровней соответствия (ОНВУС) вариантов заданным требованиям для решения задачи t_3 [15] и др.

Алгоритм реализации МАИ состоит из следующих основных шагов:

Шаг 1. Генерация множества альтернативных вариантов.

Шаг 2. Формирование множества критериев для оценки альтернативных вариантов и представление его в виде иерархии.

Шаг 3. Выявление предпочтений экспертов на множестве альтернатив по различным критериям.

Шаг 4. Установление относительной важности влияния критериев на цель выбора и другие критерии.

Шаг 5. Получение ранжированных наборов альтернатив по всем критериям и целям.

В классическом МАИ используется грубая оценка наибольшего собственного вектора матрицы – среднее геометрическое по строкам, а

для оценки наибольшего собственного значения – функция следа матрицы. Вследствие этого возникают погрешности вычисления собственных значений и собственных векторов, что может привести к неверному выбору наилучшего решения, получаемого с использованием МАИ. Другими словами, из-за ошибочного задания (измерения, вычисления, экспертной оценки) исходных данных возникает вероятность выбора неверного или не самого эффективного варианта. Для уменьшения влияния ошибок из-за приближенных оценок вполне логично применить прямое вычисление собственных векторов и собственных значений матрицы, используя соответствующим образом адаптированные для данной задачи вычислительные методы.

Вычислительная задача заключается в нахождении собственного значения матрицы приоритетов системы $\mathrm{M}x = \lambda x$.

В реализованном модифицированном МАИ для вычисления собственных значений и собственных векторов матрицы парных сравнений (МПС) как обратно-симметричной матрицы она приводится к верхней почти треугольной форме Хессенберга. Для этого используется достаточно простой и эффективный метод Хаусхолдера приведения матрицы к верхней почти треугольной форме. Затем методом QR-итераций со сдвигом вычисляются собственные значения и собственные векторы. Проверка устойчивости решения путем изменения элементов МПС показала, что при применении рассмотренного способа в отличие от классического варианта ошибка в оценках экспертов на один ранг практически не значима.

В наиболее общем случае в модифицированном МАИ МПС могут задаваться четкими числами, точечными оценками и нечеткими числами.

Для решения задачи t_2, где имеется множество целевых функций, которые не могут быть оптимизированы одновременно из-за присущей им несоразмерности и конфликта между целями, применяется ММУП [10 – 12]. Этот метод обеспечивает реализацию принципа компромисса, т.е. выбранная альтернатива имеет наикратчайшее расстояние до позитивного идеального решения (*PIS*) и наибольшее расстояние до негативного идеального решения (*NIS*). Данный принцип можно использовать для разработки методики решения задач многоцелевого принятия решений, имеющих как конечное, так и неограниченное число альтернатив.

Для реализации ММУП разработан следующий алгоритм:

Шаг 1. Задать относительную важность w каждой из k целевых функций.

Шаг 2. Определить $PIS(q)$ и $NIS(q)$, решая задачи

$$q^* = \left\{q_1^*, q_2^*, ..., q_k^*\right\},$$

$$q^- = \left\{q_1^-, q_2^-, ..., q_k^-\right\},$$

где $q_j^* = \max\limits_{s\in S} q_j(s)$ для $\forall j \in J$ и $q_i^* = \min\limits_{s\in S} q_i(s)$ для $\forall i \in I$, $q_j^- = \min\limits_{s\in S} q_j(s)$ для $\forall j \in J$ и $q_i^- = \max\limits_{s\in S} q_i(s)$ для $\forall i \in I$, $q_j(s)$, $j \in J$ – цель для максимизации типа «выгода», $q_i(s)$, $i \in I$ – цель для минимизации типа «стоимость»; $k \in K, K = I \cup J$. Тогда q^* является вектором решения, который состоит из индивидуальных наилучших возможных решений для всех целей и называется *PIS*. Аналогично, q является вектором решения, который состоит из наихудших возможных решений для всех целей и называется *NIS*.

Шаг 3. Решить задачу

$$\min d^{PIS}(s), \quad \max d^{NIS}(s), \quad \mathrm{s} \in S,$$

где

$$d^{PIS} = \left\{\sum_{j\in J} w_j \left[q_j^* - q_j(s) \Big/ q_j^* - q_j^-\right]^2 + \sum_{i\in I} w_i \left[q_i(s) - q_i^* \Big/ q_i^- - q_i^*\right]^2\right\}^{1/2},$$

$$d^{NIS} = \left\{\sum_{j\in J} w_j \left[q_j(s) - q_j^- \Big/ q_j^* - q_j^-\right]^2 + \sum_{i\in I} w_i \left[q_i^- - q_i(s) \Big/ q_i^- - q_i^*\right]^2\right\}^{1/2},$$

$w_t, t = 1,2,...,k$ – относительная важность целей, d^{PIS} и d^{PIS} – расстояния до наилучшего идеального решения и наихудшего идеального решения соответственно.

Шаг 4. Найти $(d^{PIS})^*$, $(d^{NIS})^*$, $(d^{PIS})'$, $(d^{NIS})'$, решая задачу

$$(d^{PIS})^* = \min_{s \in S} d^{PIS}(s) \text{ и решение } s^{PIS},$$

$$(d^{NIS})^* = \max_{s \in S} d^{NIS}(s) \text{ и решение } s^{NIS},$$

$$(d^{PIS})' = d^{PIS} s^{NIS}, \ (d^{NIS})' = d^{NIS} s^{PIS}.$$

Шаг 5. Найти функции принадлежности $\mu_1(s)$ и $\mu_2(s)$:

$$\mu_1(s) = \begin{cases} 1 & \text{если } d^{PIS}(s) < (d^{PIS})^* \\ (d^{PIS})' - d^{PIS}(s) \big/ (d^{PIS})' - (d^{PIS})^*, & \text{если } (d^{PIS})^* \le d^{PIS}(s) \le (d^{PIS})', \\ 0 & d^{PIS}(s) > (d^{PIS})' \end{cases}$$

$$\mu_2(s) = \begin{cases} 1 & \text{если } d^{NIS}(s) > (d^{NIS})^* \\ d^{NIS}(s) - (d^{NIS})' \big/ (d^{NIS})^* - (d^{NIS})' & \text{если } (d^{NIS})' \le d^{NIS}(s) \le (d^{NIS})^*. \\ 0 & d^{NIS}(s) < (d^{NIS})' \end{cases}$$

Шаг 6. Найти $\max \alpha$, $\mu_1(s) \ge \alpha$ и $\mu_2(s) \ge \alpha$, $s \in S$.

Шаг 7. Если решение удовлетворяет ЛПР, то процесс выбора необходимо остановить. Однако ЛПР может пожелать изменить относительную важность целевых функций и/или функции принадлежности, тогда нужно возвратиться к шагу 1 или 5.

В процессе выбора варианта САИ могут возникнуть ситуации, когда в одних системах имеется избыточность отдельных или нескольких функций, а в других системах, наоборот, некоторые требования реализованы недостаточно, что может привести в обоих случаях к нерациональному выбору варианта САИ. В этой связи выбор целесообразно осуществлять на основе ОНВУС вариантов заданным требованиям. Алгоритм данного метода состоит из следующих шагов [16]:

Шаг 1. Задание множества требований T_j и оценок i-го варианта по j-му критерию O_{ij}.

Шаг 2. Определение уровня различия оценок T_j и O_{ij}:

$$C_{ij} = T_j - O_{ij}.$$

Шаг 3. Определение уровня идентичности i-го варианта j-му критерию I_{ij}:

$$I_{ij} = \frac{O_{ij}}{T_j}.$$

Шаг 4. Определение уровня возможного соответствия i-го варианта j-му критерию S_{ij}:

$$S_{ij} = \min\left[I_{ij}, 1 \right].$$

Шаг 5. Задание уровня необходимого соответствия i-го варианта j-му критерию F_{ij}:

$$F_{ij} = \frac{\min\left[S_{ij}, I_{ij} \right]}{2}.$$

Шаг 6. Определение субъективной уверенности в том, что i-й вариант соответствует j-му критерию не хуже, чем это задается требованиями T_j:

$$\eta_{ij} = \frac{S_{ij} + F_{ij}}{2}.$$

Шаг 7. Усреднение каждого показателя по всему множеству критериев.

Шаг 8. Выбор наилучшего варианта, у которой результирующий уровень различия оценок T_j и O_{ij} минимальный, а результирующий уровень идентичности, результирующий уровень возможного соответствия, результирующий уровень необходимого соответствия и результирующая субъективная уверенность максимальные.

Нечеткая постановка задачи многокритериального выбора предполагает, что известны множество сравниваемых альтернатив $S =$

$= \{s_1, s_2, ..., s_n\}$ и множество критериев сравнения $Q = \{q_1, q_2, ..., q_m\}$. Задача состоит в том, чтобы найти в множестве S вариант, наилучший с точки зрения критериев из множества Q.

Множество сравниваемых альтернатив $S = \{s_1, s_2, ..., s_n\}$ может быть сформировано морфологическим методом [3, 14]. В данном методе множество задается морфологической матрицей, содержащей варианты реализации каждого из компонентов системы. На основании данной матрицы генерируется множество всех возможных вариантов построения системы V, число которых определяется как

$$V = \prod_{i=1}^{L} k_i , \qquad (2)$$

где k_i – число возможных способов реализации компонента, а L – число всех компонентов в системе. Пример морфологической матрицы вариантов для выбора варианта системы РЧИ на основе акустоэлектронных технологий приведен в табл. 2. Указанные в таблице компоненты определяют $4 \times 3 \times 4 \times 2 \times 2 = 192$ различных вариантов построения системы, т.е. альтернатив.

Таблица 2

Компоненты системы	Возможные способы реализации компонентов системы	Число способов
1. Считыватель	1.1. На основе архитектуры импульсной РЛС 1.2. Супергетеродинного типа 1.3. На радарном принципе ступенчато-частотной незатухающей волны 1.4. На основе использования шумоподобного фазоманипулированного сигнала	4
2. Радиочастотная метка	2.1. На основе отражающей линии задержки 2.2. На основе генераторного принципа 2.3. На основе частотного разделения каналов	3
3. Антенна считывателя	3.1. Спиральная 3.2. Многовибраторная 3.3. С отражателем 3.4. Щелевая	4
4. Антенна метки	4.1. С отражателем 4.2. Щелевая	2
5. Программное обеспечение	5.1. На основе архитектуры клиент-сервер 5.2. На основе сервис-ориентированной архитектуры	2

Затем заполняется вспомогательная матрица, в которой отмечены совместимые друг с другом компоненты системы: для каждой пары элементарных альтернатив $\left(A_{l,m}, A_{p,r}\right)$, где $p \in L$, определяется их совместимость и результат заносится в таблицу. Если альтернативы совместимы, то функция совместимости $s\left(A_{l,m}, A_{p,r}\right) = 1$, в противном случае $s\left(A_{l,m}, A_{p,r}\right) = 0$. На основании вспомогательной матрицы общее множество вариантов усекается до подмножества вариантов построения системы, состоящего из совместимых между собой компонентов системы.

Сформулированная многокритериальная задача (МКЗ) выбора вариантов САИ характеризуются:

– неопределенностью – решается МКЗ в условиях неопределенности, при этом информация, необходимая для принятия решений, по большей части носит качественный характер;

– многокритериальностью – исследуемые критерии представлены в различных шкалах измерений (порядковая, номинальная, интервальная);

– необходимостью одновременного учета как количественных, так и качественных заданных критериев оценки альтернатив;

– необходимостью согласования групповых мнений экспертов;

– многоуровневостью системы частных критериев и их неравнозначностью (критерии

вносят разный вклад в интегральную оценку альтернативы);

– многократностью процесса выбора.

Решение задачи состоит в том, чтобы упорядочить элементы множества S по критериям из множества Q.

Методы, основанные на теории НМ, представляют собой достаточно мощное средство для решения задач выбора в условиях неопределенности, которые возникают на различных этапах концептуального проектирования различных технических систем, в частности САИ.

Отличительными чертами всех методов теории НМ являются простая векторная структура системы критериев выбора и простота оценки альтернатив по критериям, что делает целесообразным их использование в задачах, связанных с выбором из большого количества альтернатив.

Алгоритм решения задачи нечеткого многокритериального выбора вариантов САИ включает следующие основные шаги [6 – 8]:

Шаг 1. Представление критериев как нечётких множеств, заданных на универсальных множествах вариантов с помощью функций принадлежности.

Шаг 2. Определение функций принадлежности нечётких множеств на основе экспертной информации о парных сравнениях вариантов с помощью 9-балльной шкалы Т. Саати.

Шаг 3. Ранжирование вариантов на основе пересечения нечётких множеств-критериев, которые отвечают известной в теории принятия решений схеме Беллмана–Заде [6].

Шаг 4. Ранжирование критериев методом парных сравнений и учёт полученных рангов как степеней концентраций соответствующих функций принадлежности.

Пусть $\mu^l(s_i)$ – число в диапазоне [0,1], которое характеризует уровень оценки варианта $s_i \in S$ по критерию $q_l \in Q$: чем больше число $\mu^l(s_i)$, тем выше оценка варианта по критерию $q_l \in Q$, $i = 1,2,\ldots,n; l = 1,2,\ldots,m$. Тогда критерий $q_l \in Q$ можно представить в виде нечёткого множества $\tilde{q}_l$, которое задано на универсальном множестве S; таким образом,

$$\tilde{q}_l = \left\{ \mu^l(s_1)/s_1, \mu^l(s_2)/s_2, ..., \mu^l(s_n)/s_n \right\}, \quad (3)$$

где $\mu^l(S_i)$ – степень принадлежности элемента s_i к нечёткому множеству $\tilde{q}_l$.

Чтобы определить степени принадлежности, которые входят в формулу (1), сформулируем МПС вариантов по каждому критерию. Общее количество таких матриц совпадает с количеством критериев и равняется m.

Для критерия $q_l \in Q$ МПС имеет вид

$$M(q_l) = \begin{array}{c} \\ s_1 \\ s_2 \\ \ldots \\ s_n \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{cccc} s_1 & s_2 & \ldots & s_n \end{array} \\ \begin{bmatrix} m_{11}^l & m_{12}^l & \ldots & m_{1n}^l \\ m_{21}^l & m_{22}^l & \ldots & m_{2n}^l \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ m_{n1}^l & m_{n2}^l & \ldots & m_{nn}^l \end{bmatrix} \end{array}, \quad (4)$$

где элемент m_{ij}^l оценивается экспертом по 9-балльной шкале Т. Саати [14]: 1 – если отсутствует преимущество варианта s_i над вариантом s_j; 3 – если имеется слабое преимущество s_i над s_j; 5 – если имеется существенное преимущество s_i над s_j; 7 – если имеется явное преимущество s_i над s_j; 9 – если имеется абсолютное преимущество s_i над s_j; 2,4,6,8 – промежуточные сравнительные оценки.

Знание матрицы (4) позволяет с использованием метода Т. Саати проранжировать каждый вариант $s_i \in S$ по каждому критерию $q_l \in Q$. Для вычисления рангов в соответствии с методикой, предложенной в [17], необходимо найти собственный вектор матрицы (4). В первом приближении можно предположить, что парные сравнения согласованы, т.е. матрица (4) имеет такие свойства: она диагональная, т.е. $m_{ij}^l = 1$, $i = 1,2,\ldots,n$; она обратно симметрична, т.е. элементы, симметричные относительно главной диагонали, связаны зависимостью $m_{ij}^l = 1/m_{ij}^l$; она транзитивна, т.е. $m_{ik}^l \cdot m_{kj}^l = m_{ij\,j}^l$.

Наличие этих свойств позволяет определить все элементы матрицы (4), если известны $n-1$ диагональных элементов. Например, если известна k-я строка, т.е. элементы $m_{kj}^l (j = 1,2,\ldots,n)$, то произвольный элемент m_{ij}^l определяется так: $m_{ij}^l = m_{kj}^l / m_{ki}^l$, $i, j,\ k = 1,2,\ldots,n$, $l = 1,2,\cdots,m$.

После определения всех элементов матрицы (4) степени принадлежности, необходимые для формирования нечеткого множества (4), вычисляются по формуле, предложенной в [8]:

$$\mu^l(s_i) = 1/(m^l{}_{1i} + m^l{}_{2i} + \ldots + m^l{}_{ni}). \qquad (5)$$

Формула (5) в отличие от метода Саати не требует выполнения трудоемких вычислительных процедур, связанных с нахождением собственного вектора матрицы (4). Однако она может быть применена только при согласованных парных сравнениях. В случае отсутствия у МПС свойств обратной симметричности и транзитивности определение рангов элементов производится согласно методу парных сравнений [17].

Рассмотрим m требований (критериев) $q_j, j = 1,2,\ldots,m$, при этом считаем, что наилучший вариант удовлетворяет требованиям $q_1, q_2 \ldots q_m$. Таким образом, наилучшим вариантом считается тот, который одновременно лучший по критериям $q_1, q_2 \ldots q_m$. Поэтому нечеткое множество $\widetilde{D}$, которое необходимо для выбора наилучшего варианта САИ, определяется в виде пересечения (интегральный критерий оценки варианта):

$$\widetilde{D} = \widetilde{q}_1^{W_l} \cap \widetilde{q}_2^{W_l} \cap \ldots \cap \widetilde{q}_m^{W_l}.$$

Учитывая то, что в теории нечетких множеств операции пересечения соответствует min, получаем

$$\mu^l(s_i) = 1/(m^l{}_{1i} + m^l{}_{2i} + \ldots + m^l{}_{ni}). \qquad (6)$$

где $W_1, W_2, \ldots W_m$ – коэффициенты относительной важности (или ранги) критериев $q_1, q_2, \ldots, q_m$, такие, что $W_1 + W_2 + \ldots + W_m = 1$. Для определения коэффициентов W_l, $l = 1,2,\ldots,m$ необходимо сформировать МПС важности критериев $q_l \in Q$, аналогичную (4), и в случае ее обратной симметричности и транзитивности воспользоваться формулой (5). В итоге наилучшей САИ в конкретном случае следует считать ту, у которой наибольшая степень принадлежности:

$$\mu_D(s^*) = \max_{i=1,2,\ldots,n} \mu_D(s_i). \qquad (7)$$

В качестве примера принятия решений в нечетких условиях на основе приведенного подхода рассмотрим сравнение трех альтернативных вариантов САИ (s_1, s_2, s_3), где s_1 – система РЧИ на основе акустоэлектронных технологий, s_2 – система РЧИ на основе полупроводниковой технологии, s_3 – система биометрической идентификации по отпечатку пальца. Для оценки эффективности САИ воспользуемся, например, такими критериями: q_1 – дальность считывания; q_2 – достоверность идентификации; q_3 – стоимость; q_4 – масса и габариты; q_5 – потребляемая мощность; q_6 – среднее время наработки на отказ.

Экспертные сравнения систем s_1, s_2, s_3 по критериям $q_1 - q_6$ показывают по критерию q_1 следующее отсутствие преимущества s_1 над s_2, существенное преимущество s_3 над s_1; по критерию q_2 – почти существенное преимущество s_1 над s_3, слабое преимущество s_2 над s_3; по критерию q_3 – существенное преимущество s_1 над s_2, явное преимущество s_1 над s_3; по критерию q_4 – слабое преимущество s_2 над s_1, почти слабое преимущество s_3 над s_1; по критерию q_5 – существенное преимущество s_1 над s_2, почти явное преимущество s_1 над s_3 ; по критерию q_6 – почти существенное преимущество s_1 над s_2, почти слабое преимущество s_3 над s_1.

Этим экспертным высказываниям соответствуют следующие МПС:

$$M(q_1) = \begin{array}{c} \\ s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} s_1 & s_2 & s_3 \end{array} \\ \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1/5 \\ 1 & 1 & 1/5 \\ 5 & 5 & 1 \end{bmatrix} \end{array};$$

$$M(q_2) = \begin{array}{c} \\ s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} s_1 & s_2 & s_3 \end{array} \\ \begin{bmatrix} 1 & 4/3 & 4 \\ 3/4 & 1 & 3 \\ 1/4 & 1/3 & 1 \end{bmatrix} \end{array};$$

$$M(q_3) = \begin{array}{c} \\ s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} s_1 & s_2 & s_3 \end{array} \\ \begin{bmatrix} 1 & 5 & 7 \\ 1/5 & 1 & 7/5 \\ 1/7 & 5/7 & 1 \end{bmatrix} \end{array};$$

$$M(q_4) = \begin{array}{c} \\ s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} s_1 & s_2 & s_3 \end{array} \\ \begin{bmatrix} 1 & 1/3 & 1/2 \\ 3 & 1 & 3/2 \\ 2 & 2/3 & 1 \end{bmatrix} \end{array};$$

$$M(q_5)=\begin{array}{c} \\ s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{array}\begin{array}{c} \begin{array}{ccc} s_1 & s_2 & s_3 \end{array} \\ \begin{bmatrix} 1 & 5 & 6 \\ 1/5 & 1 & 6/5 \\ 1/6 & 5/6 & 1 \end{bmatrix} \end{array};$$

$$M(q_6)=\begin{array}{c} \\ s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{array}\begin{array}{c} \begin{array}{ccc} s_1 & s_2 & s_3 \end{array} \\ \begin{bmatrix} 1 & 4 & 1/2 \\ 1/4 & 1 & 1/8 \\ 2 & 8 & 1 \end{bmatrix} \end{array}.$$

В этих матрицах часть элементов соответствует парным сравнениям, приведенным в табл. 1. Остальные элементы найдены с учетом того, что МПС является диагональной и для простоты обладает указанными ранее свойствами транзитивности и обратной симметричности.

Пользуясь МПС и формулой (5), получим

$$\tilde{q}_1=\{0.14/s_1;0.14/s_2;0.72/s_3\},$$

$$\tilde{q}_2=\{0.5/s_1;0.38/s_2;0.12/s_3\},$$

$$\tilde{q}_3=\{0.74/s_1;0.15/s_2;0.11/s_3\},$$

$$\tilde{q}_4=\{0.17/s_1;0.5/s_2;0.33/s_3\},$$

$$\tilde{q}_5=\{0.73/s_1;0.15/s_2;0.12/s_3\},$$

$$\tilde{q}_6=\{0.31/s_1;0.08/s_2;0.61/s_3\}.$$

Ранги выбранных критериев q_1-q_6 определим с помощью следующих лингвистических экспертных высказываний: почти существенное преимущество q_2 над q_1; явное преимущество q_3 над q_1; слабое преимущество q_3 над q_5; почти слабое преимущество q_4 над q_6; отсутствие преимущества q_5 над q_6.

Этим экспертным высказываниям соответствует МПС

$$W=\begin{array}{c} \\ q_1 \\ q_2 \\ q_3 \\ q_4 \\ q_5 \\ q_6 \end{array}\begin{array}{c} \begin{array}{cccccc} q_1 & q_2 & q_3 & q_4 & q_5 & q_6 \end{array} \\ \begin{bmatrix} 1 & 1/4 & 1/7 & 3/14 & 3/7 & 3/7 \\ 4 & 1 & 4/7 & 6/7 & 7/4 & 7/4 \\ 7 & 7/4 & 1 & 3/2 & 3 & 3 \\ 14/3 & 7/6 & 2/3 & 1 & 2 & 2 \\ 7/3 & 4/7 & 1/3 & 1/2 & 1 & 1 \\ 7/3 & 4/7 & 1/3 & 1/2 & 1 & 1 \end{bmatrix} \end{array}$$

Применяя формулу (5), определим ранги критериев q_1-q_6: $W_1=0.04$; $W_2=0.19$; $W_3=0.33$; $W_4=0.22$; $W_5=0.11$; $W_6=0.11$.

Таким образом, наибольшую важность имеют критерии q_3 и q_4. Тогда, согласно (3), получаем

$$\tilde{q}_1=\{0.91/s_1;0.91/s_2;0.98/s_3\};$$

$$\tilde{q}_2=\{0.88/s_1;0.83/s_2;0.68/s_3\};$$

$$\tilde{q}_3=\{0.91/s_1;0.53/s_2;0.48/s_3\};$$

$$\tilde{q}_4=\{0.68/s_1;0.86/s_2;0.79/s_3\};$$

$$\tilde{q}_5=\{0.97/s_1;0.81/s_2;0.79/s_3\};$$

$$\tilde{q}_6=\{0.88/s_1;0.76/s_2;0.95/s_3\}$$

После выполнения операции пересечения нечетких множеств q_1-q_6 окончательно получим

$$\tilde{D}_1=\{0.68/s_1;0.53/s_2;0.48/s_3\},$$

что свидетельствует о существенном преимуществе САИ s_1 над системами s_2 и s_3, а также о наличии слабого преимущества системы s_2 над системой s_3. Диаграмма полученных результатов представлена на рис. 4.

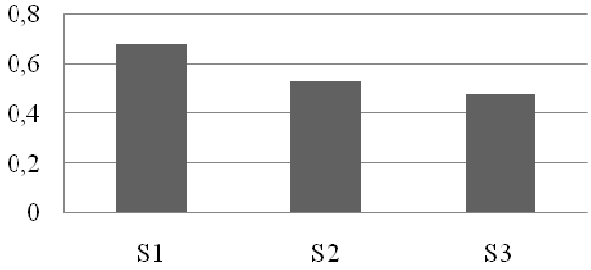


Рис. 4. Результаты выбора САИ

Рассмотренный подход к решению задачи нечеткого многокритериального выбора вариантов САИ не требует ни количественной оценки частных критериев, ни процедуры скаляризации. При реализации подхода используется доступная квалифицированным экспертам лингвистическая информация о качестве вариантов в виде парных сравнений. В отличие от метода Т. Саати при согласованных парных сравнениях рассмотренная процедура решения задачи нечеткого МКВ вариантов САИ не требует выполнения трудоемких вычислительных проце-

дур, связанных с нахождением собственного вектора. Очевидно, что предложенная методика может использоваться для выбора вариантов широкого круга инфотелекоммуникационных систем различного назначения.

Литература:

1. Применение радиочастотной идентификации в интегрированных системах безопасности регионов / Ю.В. Гуляев [и др.] // Информация и безопасность / ГОУ ВПО Воронежский государственный технический университет. – Воронеж, 2009. – Т. 13, вып. 2. – С. 153 – 160.

2. Применение радиочастотной идентификации в системах контроля и управления доступом к критически важным объектам / А.С. Багдасарян [и др.] // Труды Научно-исследовательского института радио. – 2010. – № 3. – С. 53 – 59.

3. Применение радиочастотной идентификации в системах антитеррористической защиты критически важных объектов / Ю.В. Гуляев [и др.] // Информация и безопасность / ГОУ ВПО Воронежский государственный технический университет. – Воронеж, 2010. – Т. 13, вып. 2. – С. 163 – 174.

4. Актуальные вопросы стандартизации и внедрения автоматической идентификации оборонной продукции в Российской Федерации / Ю.А. Клейменов [и др.] // Вооружение и экономика. – 2011. – № 4. – С. 75 – 82.

5. *Толстов Г.С.* Проблемы и перспективы внедрения средств автоматической идентификации в интересах технического и тылового обеспечения ВС РФ / Г.С. Толстов // Военная мысль. – 2008. – № 7. – С. 4 – 63.

6. Системный подход к проектированию комплекса средств радиочастотной идентификации для защиты критически важных объектов от несанкционированного доступа / Ю.В. Гуляев [и др.] // Теория и техника радиосвязи – 2011. – № 2. – С. 5 – 14.

7. Модели формирования и выбора вариантов инфотелекоммуникационных систем на ранних этапах проектирования / Я.Е. Львович [и др.] // Информационно-телекоммуникационные системы и управление: материалы Всероссийской научной школы. – Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2011. – С. 3 – 7.

8. *Беллман Р.* Принятие решений в расплывчатых условиях / Р. Беллман, Л. Заде // Вопросы анализа и процедуры принятия решений. – М.: Мир, 1976. – С. 172 – 215.

9. *Ching-Lai Hwang* Multiple attribute decision making. Methods and applications / Ching-Lai Hwang, Kwangsun Yoon. – Berlin: Springer-Verlag, 1981. – 225 p.

10. *Царев Р.Ю.* Модификация метода упорядоченного предпочтения через сходство с идеальным решением для задач многоцелевого принятия решений / Р.Ю. Царев // Информационные технологии. – 2007. – № 7. – С. 19 – 23.

11. *Tapia C.G.* Interactive fuzzy programming with preference criteria in multiobjective decision-making / C.G. Tapia, B.A. Murtahg // Computers Ops. Res. – 1991. – Vol 18, №. 3. – P. 307 – 316.

12. *Rotshtein A.P.* Modification of Saaty Method for the Construction of Fuzzy Set Membership functions / A.P. Rotshtein// Proc. of the Intern. Conf. Fuzzy Logic and its Applications, Zichron, Israel, 1997. – Pp. 87 – 101.

13. *Одрин В.М.* Морфологический анализ систем. / В.М. Одрин, В.В. Картавов // Киев: Наукова думка, 1977. – 183 с.

14. *Саати Т.* Принятие решений. Метод анализа иерархий / Т. Саати. – М.: Радио и связь, 1989. – 316 с.

15. Альтернативный выбор варианта средств защиты информации в распределенных сетях беспроводного доступа / А.Г. Кащенко [и др.] // Радиолокация, навигация, связь: XVII Межд. НТК / ВГУ. – Воронеж, 2011. – Т. 2. – С. 812 – 816.

16. Нечеткие модели на основе проекции нечетких множеств в задачах оценки и управления рисками информационной безопасности / А.Г. Кащенко [и др.]. // Информация и безопасность: регион. науч.-техн. журнал / ВГТУ. – Воронеж, 2006. – Вып. 2. – С. 113 – 121.

17. Принятие решений на основе нечетких моделей / А.Н. Борисов [и др.]. // Рига: Зинатне, 1990. – 184 с.

Статья поступила в редакцию 29 августа 2012 г.

УДК 338.45

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДОВ АНАЛИЗА ФИНАНСОВЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ ДЛЯ ОЦЕНКИ УСТОЙЧИВОГО РАЗВИТИЯ ЭКОНОМИКИ ПРЕДПРИЯТИЙ ОПК

В.Ю. Падалкин, профессор, e-mail: padalkin@sozvezdie.su
Е.И. Воронцова, начальник отдела, e-mail: voroncova1032@sozvezdie.su
ОАО «Концерн «Созвездие»

Рассматриваются важные аспекты развития экономики предприятий ОПК. Основной акцент сделан на проведение анализа финансовых результатов (прибыли) как показателя, обеспечивающего финансовую устойчивость. В качестве объекта выбраны дочерние предприятия ОАО «Концерн «Созвездие». Предложенный анализ можно рекомендовать для разработки стратегии дальнейшего развития предприятий.

***Ключевые слова**: устойчивое развитие, интегрированная структура, финансовый результат.*

THE USE OF FINANCIAL RESULT ANALYSIS METHOD FOR SUSTAINABLE DEVELOPMENT ASSESSMENT OF EIC-COMPANY ECONOMICS

V.Yu. Padalkin, professor, e-mail: padalkin@sozvezdie.su
E.I. **Vorontsova,** head of the bureau, e-mail: voroncova1032@sozvezdie.su
JSC «Sozvezdie» Concern»

Important aspects of EIC-companies economic development are discussed. The article is focused on financial results analysis (profits) as a measure to ensure the financial stability. Affiliates of JSC «Sozvezdie «Concern» are selected as the object of the article. The proposed analysis can recommended to strategy for the future company development.

***Key words**: sustainable development, integrated structure, financial performance.*

Переход к рыночной экономике, существенные преобразования в российской политической и экономической системах в конце прошлого столетия оказали решающее влияние на ситуацию в оборонно-промышленном комплексе (ОПК). Теория и опыт показывают, что по мере усиления интенсивности функциональной деятельности системы (мы понимаем под ней совокупность элементов и связей между ними в их целостности и единстве) ее элементы стремятся к усилению связей, теряя степень свободы, а структура связей стремится к пирамидальной иерархической форме. В Основах политики Российской Федерации в области развития оборонно-промышленного комплекса на период до 2010 года и дальнейшую перспективу предусмотрен постепенный уход государства от организационно-технологического способа управления оборонной промышленностью. Эти функции передаются ограниченному количеству интегрированных структур. Находящиеся в федеральной собственности акции открытых акционерных обществ в качестве вклада государства передаются в уставные капиталы головных организаций интегрированных структур, чем осуществляется процесс объединения научных наработок, финансовых возможностей, научно-технического потенциала.

Для соблюдения баланса экономических интересов государства и участников корпоративных отношений (в том числе предприятий оборонного комплекса, рассмотренных в данной статье на примере ОАО «Концерн «Созвездие») необходимо решить проблему обеспечения устойчивого развития экономики оборонного предприятия.

Устойчивость фирмы – показатель, характеристика стабильности фирмы, финансовое состояние предприятия, хозяйственная деятельность которого обеспечивает в нормальных условиях выполнение всех его обязательств перед работниками, другими организациями, государством благодаря достаточным доходам и соответствию доходов и расходов.

Способность предприятия обеспечить устойчивый рост собственного капитала может быть оценена системой показателей финансовых результатов. Наиболее важные показатели финансовых результатов деятельности предприятия представлены в отчете о прибылях и

убытках годовой и промежуточной бухгалтерской отчетности. К ним относятся валовая прибыль (убыток), прибыль (убыток) от продаж, прибыль (убыток) до налогообложения и чистая прибыль (убыток) отчетного периода.

Показатели финансовых результатов (прибыли) характеризуют выраженный в денежной форме экономический итог хозяйственной деятельности предприятия в целом и его отдельных подразделений. Рост прибыли создает финансовую базу для самофинансирования, расширенного воспроизводства, решения проблем социального и материального поощрения персонала. Прибыль является также важнейшим источником формирования доходов бюджета (федерального, регионального, местного) и погашения долговых обязательств организации перед банками, другими кредиторами и инвесторами. Таким образом, показатели прибыли являются важнейшими в системе оценки результативности и деловых качеств предприятия, устойчивости его развития и финансового благополучия как партнера.

Анализ финансовых результатов деятельности предприятия в качестве обязательных элементов включает, в том числе, оценку изменений по каждому показателю за анализируемый период (т.е. «горизонтальный анализ показателей»), оценку структуры показателей прибыли и изменений их структуры (что принято называть «вертикальным анализом» показателей), изменение динамики показателей за ряд отчетных периодов (т.е. «трендовый анализ» показателей), выявление факторов и причин изменения показателей прибыли и их количественную оценку.

Для анализа и оценки уровня и динамики показателей прибыли используются данные отчетов о прибылях и убытках ОАО «Конструкторское бюро опытных работ» и ОАО «Воронежский НИИ «Вега» (дочерних обществ ОАО «Концерн «Созвездие»).

Отметим, что при исчислении чистой прибыли (убытка) отчетного периода из отчетов о прибылях и убытках нами для упрощения были исключены постоянные налоговые обязательства (активы), изменение отложенных налоговых обязательств, изменение отложенных налоговых активов.

Данные горизонтального анализа отчета о прибылях и убытках ОАО «Конструкторское бюро опытных работ» приведены в табл. 1.

Таблица 1

Наименование показателей	Абсолютные величины		Изменения	
	Отчетный период 2011, тыс. руб.	Предыдущий период 2010, тыс. руб.	в тыс. руб.	в %
1	2	3	4	5
Выручка (нетто) от продажи товаров, продукции, работ, услуг	99 384	39 116	+60 268	+154,08
Себестоимость проданных товаров, продукции, работ, услуг	(95 903)	(37 473)	+58 430	+155,93
Валовая прибыль	3 481	1 643	+1838	+111,87
Коммерческие расходы	(305)	(115)	+190	+165,22
Прибыль (убыток) от продаж	3 176	1 528	+1648	+107,85
Прочие доходы	285	10	+275	+2750,00
Прочие расходы	(1 215)	(359)	+856	+238,44
Прибыль (убыток) до налогообложения	2 246	1179	+1067	+90,5
Текущий налог на прибыль	(624)	(261)	+363	+139,08
Чистая прибыль (убыток) отчетного периода	1 622	918	+704	+76,69

Как видно из приведенных выше данных, положительными изменениями отчетного периода являются рост выручки от продажи товаров, работ на 154,08 %, валовой прибыли – на 111,87 %, при этом прибыль от продаж и чистая прибыль увеличились на 90,5 и 76,69 % соответственно.

Необходимо отметить некоторые отрицательные моменты, а именно:

– опережающие темпы роста себестоимости проданных товаров, продукции, работ, услуг, что привело к снижению валовой прибыли на 1,85% (155,93 – 154,08);

– опережающие темпы роста расходов периода, что привело к снижению прибыли до налогообложения на 21,37% (111,87 – 90,5).

Данные вертикального анализа отчета о прибылях и убытках ОАО «Конструкторское бюро опытных работ» приведены в табл. 2.

Таблица 2

Наименование показателей	Отчетный период 2011, %	Предыдущий период 2010, %	Отклонения данных отчетного года от показателей предыдущего года (+, –)
1	2	3	4
Прибыль (убыток) до налогообложения	100,00	100,00	–
Валовая прибыль	154,99	139,36	+15,63
Прибыль (убыток) от продаж	141,41	129,6	+11,81
Прибыль (убыток) от прочей деятельности	–41,41	–29,60	–11,81
Чистая прибыль (убыток) отчетного периода	72,22	77,86	–5,65

Следует отметить, что у предприятия увеличились доли прибыли от реализации товаров, работ, услуг и прибыли от продаж. Вместе с тем, в отчетном периоде наблюдается уменьшение доли чистой прибыли – 5,65%, что вызвано, в первую очередь, отрицательным сальдо прочих доходов и расходов. Если в будущем такая тенденция сохранится, то предприятию грозит резкое снижение эффективности.

Данные горизонтального анализа отчета о прибылях и убытках ОАО «Воронежский НИИ «Вега» показаны в табл. 3.

Таблица 3

Наименование показателей	Абсолютные величины		Изменения	
	Отчетный период 2011, тыс. руб.	Предыдущий период 2010, тыс. руб.	в тыс. руб.	в %
1	2	3	4	5
Выручка (нетто) от продажи товаров, продукции, работ, услуг	331 714	141 924	+189 790	+133,73
Себестоимость проданных товаров, продукции, работ, услуг	(301 439)	(137 163)	+164 276	+119,77
Валовая прибыль	30 275	4 761	+25 514	+535,90
Прибыль (убыток) от продаж	30 275	4 761	+25 514	+539,90
Прочие доходы	122 697	7 652	+115 045	+1503,46
Прочие расходы	(150 750)	(25 952)	+124 798	+480,88
Прибыль (убыток) до налогообложения	2 222	(13 539)	+15 761	+609,32
Текущий налог на прибыль	(207)	-	+207	+207
Чистая прибыль (убыток) отчетного периода	1 047	(15132)	+16 179	+1445,27

Из табл. 3 видно, что выручка от продажи товаров, работ, услуг за 2011 г., по сравнению с предыдущим 2010 г., выросла на 133,73 %, при этом чистая прибыль увеличилась на 1445,27%. Себестоимость проданных товаров, продукции, работ, услуг возросла на 119,77%, что обусловлено дополнительными затратами на увеличение объема работ. При этом темпы роста выручки от продаж выше темпов роста себестоимости в 1,1 раза. Для увеличения объема продаж предпри-

ятию в 2011г. по сравнению с 2010г. пришлось увеличить объем привлекаемых заемных средств. Проценты к уплате увеличились на 20,21%. Следует отметить, что значительное увеличение прочих доходов от продажи активов неразрывно связано с увеличением прочих расходов на их продажу и выбытие.

Данные вертикального анализа отчета о прибылях и убытках ОАО «Воронежский НИИ «Вега» приведены в табл. 4.

Таблица 4

Наименование показателей	Отчетный период 2011, %	Предыдущий период 2010, %	Отклонения данных отчетного года от показателей предыдущего года (+, –)
1	2	3	4
Прибыль (убыток) до налогообложения	100,00	100,00	–
Валовая прибыль	1362,51	–35,17	+1397,68
Прибыль (убыток) от продаж	1362,51	–35,17	+1397,68
Прибыль (убыток) от прочей деятельности	–1262	135	–1127
Чистая прибыль (убыток) отчетного периода	47,12	117,77	–64,65

Как следует из данных табл. 4, в отчетном периоде произошли как положительные, так и отрицательные изменения в структуре прибыли. Возросла доля прибыли от реализации товаров, работ, услуг. Уменьшилась доля прибыли от прочей деятельности и доля чистой прибыли.

Для определения степени влияния доходов и расходов по обычным видам деятельности и прочих доходов и расходов на величину прибыли (убытка) до налогообложения используем наиболее простую модель факторного анализа прибыли:

$\Delta P_{\text{приб. до налогообл.}} = (\Delta D_{\text{об}} - \Delta S_{\text{об}}) - (\Delta D_{\text{пр}} - \Delta S_{\text{пр}})$,

где $\Delta P_{\text{приб. до налогообл.}}$ – изменение прибыли (убытка) до налогообложения в отчетном периоде по сравнению с предыдущим;

$\Delta D_{\text{об}}$ – изменение доходов по обычным видам деятельности;

$\Delta S_{\text{об}}$ – изменение расходов по обычным видам деятельности;

$\Delta D_{\text{пр}}$ – изменение прочих доходов;

$\Delta S_{\text{пр}}$ – изменение прочих расходов.

На основании данных ОАО «Конструкторское бюро опытных работ» (табл. 1) получаем 1067 + (60268 – 58620) – (275 – 856).

Полученный результат позволяет сделать вывод, что доходы и расходы по обычным видам деятельности представляют собой основной вид доходов и расходов организации, имеющий наибольший удельный вес, – 99,02 и 98,6% в их общей величине, что соответствует нормальным условиям деятельности.

На основании данных ОАО «Воронежский НИИ «Вега» (табл. 3) получаем 15761 = = (189790 – 164276) – (115045 – 124798).

Как видно из приведенного расчета, ситуация, сложившаяся во второй организации, имеет существенные отличия от предыдущей. Так, доходы от обычных видов деятельности составляют 62% от общей величины доходов, а прочие доходы – 38%. Расходы по обычным видам деятельности составляют 57% от общей величины расходов, тогда как прочие расходы – 43%, что может свидетельствовать о наличии условий деятельности, отклоняющихся от нормальных. Организации следует детально проанализировать состав прочих расходов применительно к ПБУ 10/99 «Расходы организации».

Подвергая анализу отчеты о прибылях и убытках двух предприятий, мы пришли к выводу, что устойчивое развитие экономики неразрывно связано с оптимизацией системы управления затратами, позволяющими производить высокотехнологические и качественные системы и средства радиосвязи и управления военного, профессионального и общего назначения, ориентированные как на внутренний, так и внешний рынки, с заменой устаревшего станочного парка на современные высокопроизводительные центры («умное производство»).

Литература:

1. Бухгалтерский учет : Учебник / А.С. Бакаев [и др.]; под ред. П.С. Безруких. – 5-е изд., перераб. и доп. – М.: Бухгалтерский учет, 2004. – 736 с.

2. *Шеремет А.Д.* Финансы предприятий: менеджмент и анализ. Учебное пособие. / А.Д. Шеремет, А.Ф Ионова. – М.: ИНФРА-М, 2004. – 538 с.

3. *Селезнева Н.Н.* Методы анализа в финансовом менеджменте / Н.Н. Селезнева, А.Ф. Ионова // Вестник профессиональных бухгалтеров. – 2007.

4. *Падалкин В.Ю.* Глобальная экономика. Энциклопедия [Текст] / В.Ю. Падалкин; под ред. И.М. Куликова. – М. : Финансы и статистика, 2011. – 920 с.

Статья поступила в редакцию 26 сентября 2012 г.

Опровержение (короткое)

/рекомендовано Областным судом/

Заметка главного редактора журнала «Теория и техника радиосвязи», д.т.н., профессора В.И. Николаева «К вопросу о ЕН-антеннах», опубликованная в журнале «Теория и техника радиосвязи» №1 за 2011 год в разделе «Страница главного редактора», содержит информацию, не соответствующую действительности в том, что приводимые в заметке сведения, описываемые в статье «Результаты экспериментальных исследований ЕН-антенны при ее электромагнитном экранировании» (обозначенной в заметке как статья Сергеева В.И. и др.), каким-либо образом связаны с торсионными полями.

Председатель редакционного совета
член-корреспондент РАН, д.т.н.
профессор В.И. Борисов

ПРАВИЛА НАБОРА СТАТЕЙ В НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ
«ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ»

Оптимальный объём 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 – Math Type 6.

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		

Список литературы оформлять в соответствии с ГОСТ 7.80-2000 «Библиографическая запись. Заголовок. Общие требования и правила составления».

Пример:

1. *Вентцель Е.С.* Теория вероятностей / Е.С. Вентцель. – М. : Высшая школа, 2001. – 315 с.

Статья представляется в напечатанном (1 экз.) и электронном (.doc) виде с переводом на английский язык названия статьи, сведений об авторах, аннотации и ключевых слов, **Экспертным заключением** о возможности опубликования её в открытой печати и **Рецензией** (рецензент должен иметь учёную степень).

Сведения об авторах: ФИО (полностью), учёная степень, занимаемая должность, место работы, контактные телефоны, e-mail.

Плата с аспирантов за публикацию статей не взимается.

Адрес редакции:

394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14
ОАО «Концерн «Созвездие», редакция журнала
«Теория и техника радиосвязи»
Тел. (473) 252-13-59, 259-37-05
Факс: (473) 235-50-88
E-mail: office@sozvezdie.su