ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 2/2015

Воронеж 2015

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

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ:

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

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

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

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

Выходит 4 раза в год.

В журнале публикуются статьи ведущих специалистов, докторантов и аспирантов АО «Концерн «Созвездие» (Воронежского НИИ связи) и отрасли по общим вопросам радиосвязи, теоретическим и экспериментальным исследованиям в области передачи непрерывных и дискретных сообщений, проблемам помехоустойчивости и методам передачи информации в условиях высокоорганизованного радиопротиводействия; особенностям построения различных видов систем связи с использованием узкополосных и широкополосных шумоподобных сигналов; вопросам разработки методов совмещения телекоммуникационных, измерительных и управляющих систем, а также другим вопросам областей исследований, соответствующих группе специальностей 05.12.00 «Радиотехника и связь» и смежным специальностям группы 05.13.00 «Информатика, вычислительная техника и управление».

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

Учредитель и издатель:

АО «Концерн «Созвездие»

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

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

Сайт в Интернете:
www.sozvezdie.su

Набор и верстка компьютерные
Формат 60×88 ⅛. Уч.-изд. л. – 12,1
Тираж 200 экз. Заказ № 89
Подписано в печать 27.04.2015 г.

© АО «Концерн «Созвездие», 2015

С О Д Е Р Ж А Н И Е

№ 2, 2015

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Задача об устойчивости по Ляпунову параметрического колебательного контура
Н.Д. Бирюк, О.С. Хорпяков …… 5

Проблемные вопросы теории информации и связи
А.Ф. Рубцов ……..……. 11

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Описание области значений вектора смещения для одного интервала управления
А.Ю. Дубровский, Н.М. Назаров …….. 22

Цифровая коррекция дискретных составляющих внутренних излучений радиостанций
М.А. Евсеев …….. 26

Применение каскадных интерполяторов для плавного изменения частоты дискретизации
С.А. Ермаков ……..…….....……..... 34

Применение цифровой коррекции для уменьшения влияния внутренних излучений радиостанции
В.А. Маковий, М.А. Евсеев ..…….…… 44

Плавное преобразование частоты дискретизации в программно-определяемых радиосредствах
В.А. Маковий, С.А. Ермаков ……..…… 53

Определение конечного положения последовательного колебательного контура после произвольного количества переключений
Н.М. Назаров …….. 66

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Механизм формирования компактной нанокристаллической структуры при конденсации двухкомпонентных металлических систем с ограниченной взаимной растворимостью
Р.Е. Беляев, Г.В. Меркулов, Д.Б. Омороков, Т.Л. Тураева, Е.В. Шведов …… 71

Сравнительный анализ несимметричных широкополосных антенн ВЧ диапазона
А.И. Колодин, В.М. Жуков …… 81

РАЗНОЕ

Поэкземплярное распознавание автоматизированных станций помех по излучению помеховых сигналов
А.В. Журавлев, А.А. Анисифоров, В.М. Безмага, В.В. Неровный, П.Д. Коратаев ……. 86

Высокоточная комплексная система оценки прочностных состояний сложных технических объектов
Г.В. Зибров, А.В. Попов, Р.В. Сахабудинов ……..……..…….. 92

Этапы интеграции российской авиационной промышленности
Р.Р. Шатовкин, С.В. Ионов, В.П. Соколов …….. 96

Факторы развития военной авиационной промышленности на современном этапе
Р.Р. Шатовкин, Б.П. Рукин, В.Н. Поветко ……...…… 101

УДК 621.3.015.4

ЗАДАЧА ОБ УСТОЙЧИВОСТИ ПО ЛЯПУНОВУ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО КОЛЕБАТЕЛЬНОГО КОНТУРА

Н.Д. Бирюк, профессор, ВГУ, e-mail: lidia@vmail.ru
О.С. Хорпяков, доцент, МИКТ, e-mail: al17183@yandex.ru

В настоящей статье применен малоизвестный метод Ляпунова, специально разработанный для линейного дифференциального уравнения второго порядка с периодическим коэффициентом. Этот метод характеризуется трудно преодолеваемой громоздкостью. В настоящей работе применен численный компьютерный анализ, позволяющий значительно повысить эффективность метода Ляпунова и получить полезные для практики результаты.

Ключевые слова: *параметрический контур, свободный процесс, преобразованное по Ляпунову уравнение, константа Ляпунова, фундаментальная система решений, компьютерный анализ устойчивости.*

LYAPUNOV'S STABILITY PROBLEM FOR PARAMETRIC OSCILLATING CIRCUIT

N.D. Biryuk, professor, Voronezh State University, e-mail: lidia@vmail.ru
O.S. Khorpyakov, assistant professor, MICT, e-mail: al17183@yandex.ru

A relatively little known Lyapunov's method is used in the article. This method was specially developed for linear differential equation of the second order with periodical coefficient. This method is related with insurmountable inconvenience. A numerical computer analysis enabling to increase the efficiency of Lyapunov's method considerably and obtain practicable results is used in the article.

Keywords: *parametric circuit, free process, equation transformed according to Lyapunov, Lyapunov's constant, fundamental system of solutions, computer analysis of stability.*

В современной технике радиолокации и связи широкое применение нашли малошумящие параметрические усилители радиосигналов, в основу которых положен контур с периодическим изменением реактивности. Эффективность применения малошумящих параметрических усилителей во многом зависит от устойчивости такого контура, и для ее исследования может быть использован метод Ляпунова, рассмотренный в [1].

Имеем параметрический колебательный контур, представленный на рис. 1.

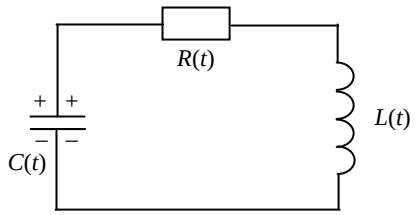


Рис. 1. Параметрический контур

Его дифференциальное уравнение относительно заряда конденсатора имеет вид

$$\frac{d^2q}{dt^2}+\frac{R+\dot{L}}{L}\frac{dq}{dt}+\frac{1}{LC}q=0 \quad \dot{L}=\frac{dL}{dt}. \qquad (1)$$

Для исключения первой производной $\left(\frac{dq}{dt}\right)$ применим замену переменных

$$q=xe^{-\frac{1}{2}\int\frac{R+\dot{L}}{L}dt}.$$

Тогда вместо (1) получим

$$\frac{d^2x}{dt^2}+p(t)x=0, \qquad (2)$$

$$p(t)=\frac{1}{LC}-\frac{1}{4}\frac{R^2-\dot{L}^2}{L^2}-\frac{\ddot{L}}{2L}. \qquad (3)$$

Рассмотрим частный случай, когда изменяется во времени только емкость ($C = C(t)$, R = const, L = const).

Тогда

$$p(t)=\frac{1}{LC(t)}-\frac{1}{4}\frac{R^2}{L^2}. \qquad (4)$$

Для обычного контура $\alpha=\frac{R}{2L}$ – коэффициент затухания. Следовательно,

$$p(t)=\frac{1}{LC(t)}-\alpha^2. \qquad (5)$$

Для практических расчетов уравнение (2) желательно нормировать. Поэтому перейдем к нормированным (безразмерным) величинам

$$y=\frac{x}{x_{\text{Н}}},\ \tau=\frac{t}{t_{\text{Н}}},\ \text{или}\ x=x_{\text{Н}}y,\ t=t_{\text{Н}}\tau.$$

Таким образом,

$$\frac{dx}{dt}=\frac{d\left(x_{\text{Н}}y\right)}{d\left(t_{\text{Н}}\tau\right)}=\frac{x_{\text{Н}}}{t_{\text{Н}}}\frac{dy}{d\tau},$$

$$\frac{d^2x}{dt^2}=\frac{d}{dt}\left(\frac{dx}{dt}\right)=\frac{d}{d\left(t_{\text{Н}}\tau\right)}\left(\frac{x_{\text{Н}}}{t_{\text{Н}}}\frac{dy}{d\tau}\right)=\frac{x_{\text{Н}}}{t_{\text{Н}}}\frac{d^2y}{d\tau^2}.$$

Преобразуем уравнение (2):

$$\frac{x_{\text{Н}}}{t_{\text{Н}}}\frac{d^2y}{d\tau^2}+p\left(t_{\text{Н}}\tau\right)x_{\text{Н}}y=0, \qquad (6)$$

$$\frac{d^2y}{d\tau^2}+t_{\text{Н}}^2p\left(t_{\text{Н}}\tau\right)y=0,$$

или, с учетом (5),

$$\frac{d^2y}{d\tau^2}+t_{\text{Н}}^2p\left[\frac{1}{LC\left(t_{\text{Н}}\tau\right)}-\alpha^2\right]y=0.$$

Пусть емкость изменяется во времени по закону

$$C=C_0\left(1+m\cos\Omega t\right)=C_0\left(1+m\cos\Omega t_{\text{Н}}\tau\right),$$

где m – коэффициент модуляции емкости.

Тогда

$$\frac{d^2y}{d\tau^2}+\frac{t_{\text{Н}}^2}{LC_0}\left(\frac{1}{1+m\cos\Omega t_{\text{Н}}\tau}-\alpha^2LC_0\right)y=0, \qquad (7)$$

$$\alpha^2LC_0=\frac{R^2}{4L^2}LC_0=\frac{1}{4}\frac{R^2C_0}{L}=\frac{1}{4}\frac{R^2}{\rho^2},$$

$\rho=\sqrt{\dfrac{L}{C_0}}$ – характеристическое сопротивление соответствующего контура с постоянными параметрами (при m = 0).

Введем также собственную частоту соответствующего контура с постоянными элементами $\omega_0=\dfrac{1}{\sqrt{LC_0}}$. Тогда уравнение (7) примет вид

$$\frac{d^2y}{d\tau^2}+t_{\text{Н}}^2\omega_0^2\left(\frac{1}{1+m\cos\Omega t_{\text{Н}}\tau}-\frac{1}{4}\frac{R^2}{\rho^2}\right)y=0. \qquad (8)$$

Выбираем нормирующий множитель $t_{\text{Н}}$ так $t_{\text{Н}}=\dfrac{2}{\Omega}$. Тогда

$$\frac{d^2y}{d\tau^2}+4\frac{\omega_0^2}{\Omega^2}\left(\frac{1}{1+m\cos2\tau}-\frac{1}{4}\frac{R^2}{\rho^2}\right)y=0. \qquad (9)$$

В параметрических усилителях оптимальный вариант $\Omega=2\omega_0$.

В таком случае

$$\frac{d^2y}{d\tau^2}+\left(\frac{1}{1+m\cos2\tau}-\frac{1}{4}\frac{R^2}{\rho^2}\right)y=0. \qquad (10)$$

Численная задача

Подберем численные значения контура, близкого к реальному. Считаем, что соответствующий обычный контур настроен на частоту $f_0=0{,}5\ \text{МГц}=5\cdot10^5\ \text{Гц}$.

Тогда $\omega_0=2\pi f_0=\pi\cdot10^6\dfrac{1}{c}$, $\Omega=2\pi\cdot10^6\dfrac{1}{c}$.

Емкость контура должна быть как можно меньше, но из-за емкости монтажа ее не удается снизить ниже определенного предела. Поэтому положим $C_0=100\ \text{пФ}=10^{-10}\,\Phi$.

Индуктивность определяется по формуле

$$\omega_0=\frac{1}{\sqrt{LC_0}}\rightarrow L=\frac{1}{\omega_0^2C_0};$$

$$L=\frac{1}{\pi^2\cdot10^{12}\cdot10^{-10}}=\frac{1}{100\cdot\pi^2}\cong10^{-3}\,(\text{Гн});$$

$$\rho=\sqrt{\frac{L}{C_0}}=\sqrt{\frac{10^{-3}}{10^{-10}}}=\sqrt{10\cdot10^6}\ \cong3{,}2\cdot10^3\,(\text{Ом});$$

$$\rho=3{,}2\,(\text{кОм}).$$

Зададим добротность контура $Q=\dfrac{\rho}{R}=100$.

Отсюда $R=\dfrac{\rho}{100}=32\,(\text{Ом})$;

$$\frac{1}{4}\frac{R^2}{\rho^2}=\frac{1}{4}\cdot\frac{1}{Q^2}=0{,}25\cdot10^{-5}.$$

Для нашего конкретного контура уравнение (10) примет вид

$$\frac{d^2y}{d\tau^2}+\left(\frac{1}{1+m\cos 2\tau}-2{,}5\cdot 10^{-5}\right)y=0. \qquad (11)$$

Мы привели уравнение контура к виду, который рассматривал Ляпунов:

$$\frac{d^2x}{dt^2}+p(t)x=0, \qquad (12)$$

где $p(t)\geq 0$ – периодическая функция с периодом *T*.

В нашем случае период равен $\pi=180°$.

В обычном контуре неважно, в какой момент времени заданы начальные условия. В параметрическом контуре иначе. Поэтому интересно было бы построить фундаментальную систему решений, когда начальные условия задаются при τ_0: 0,18°, 36°, 54°, 72°, 90°, 108°, 126°, 144°, 152°, 180°.

Фундаментальная система решений состоит из двух линейно независимых решений. По Ляпунову начальные условия нужно задавать так:

– для первого решения

$$y(\tau_0)=1,\ \frac{dy(\tau_0)}{d\tau}=0;$$

– для второго решения

$$y(\tau_0)=0,\ \frac{dy(\tau_0)}{d\tau}=1.$$

Эти решения можно найти по методу, описанному в [2]. На рис. 2 показан условный график функции $p(t)$ в интервале времени $0\leq t\leq T$ длиной *T*.

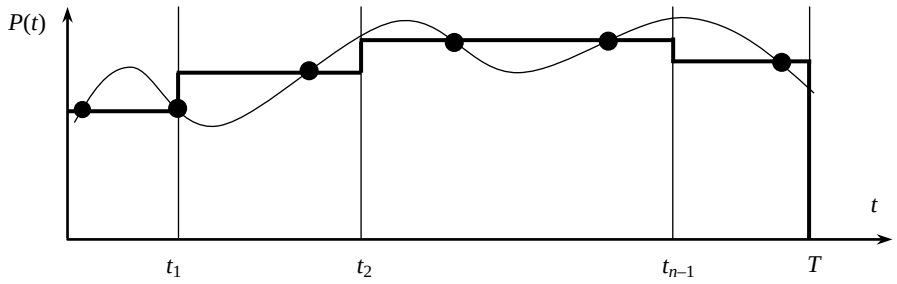


Рис. 2. Условный график функции *p*(*t*)

Разбиваем интервал $[0,T]$ на более мелкие подынтервалы $[0,t_1]$, $[t_1,t_2]$, $[t_2,t_3]$, … $[t_{n-1},t_n=T]$. В каждом подынтервале считаем функцию *p*(*t*) постоянной, равной любому значению *p*(*t*), где *t* выбирается из этого подынтервала, т.е. функцию *p*(*t*) аппроксимируем ступенчатой функцией (рис. 2). Имеем на каждом подынтервале уравнение с постоянными коэффициентами $\frac{d^2x}{dt^2}+px=0,\ \ p=\text{const}$.

Выбираем первый подынтервал $[0,t_1]$. Задаем начальные условия $x(0)$, $\frac{dx(0)}{dt}$ и находим решение в этом подынтервале:

$$x=x(t),0\leq t\leq t_1.$$

Это решение в конце первого подынтервала $x=x(t_1)$ задает начальные условия для второго подынтервала $[t_1,t_2]$.

Таким же способом находим решение во втором подынтервале $[t_1,\ t_2]$, $x=x(t)$:

$$t_1\leq t\leq t_2.$$

Решение в конце этого подынтервала $x=x(t_2)$ задает начальные условия для третьего подынтервала $[t_2,t_3]$, и т.д. Нужно таким способом довести решение до конца периода $x=x(T)$.

Это приближенное решение, и оно тем точнее, чем мельче подынтервалы. В книге [2] доказано, что этот процесс сходится. Решение получается трудоемким и неточным, если его проводить вручную. Если применить компьютер, то решение улучшается, т.к. интервал времени $[0,T]$ можно разбить на очень большое число подынтервалов, например на 1000 и больше. Тогда подынтервалы получаются очень мелкими, и приближенное решение можно считать точным.

Для реализации этого метода нужно надлежащим образом представить решение дифференциального уравнения с постоянным параметром:

$$\frac{d^2x}{dt^2} + px = 0, \quad p = \text{const}. \tag{13}$$

Решение этого уравнения имеет вид

$$x = x_m \cos\left(\frac{t}{\sqrt{p}} + \varphi\right), \tag{14}$$

где x_m, φ определяются из начальных условий. Нужно представить это решение так, чтобы в него входили начальные условия в явном виде. Зададим начальные условия в моменты времени $t = t_0$:

$$x = x(t_0), \frac{dx}{dt} = \frac{dx(t_0)}{dt} = x'(t_0).$$

Продифференцируем функцию (14):

$$\frac{dx}{dt} = -\frac{1}{\sqrt{p}} x_m \sin\left(\frac{t}{\sqrt{p}} + \varphi\right). \tag{15}$$

Подставим в функции (14) и (15) $t = t_0$:

$$x(t_0) = x_m,$$

$$x'(t_0) = \frac{dx(t_0)}{dt} = -\frac{1}{\sqrt{p}} x_m \sin\left(\frac{t}{\sqrt{p}} + \varphi\right). \tag{16}$$

Получилась система уравнений, из которой однозначно можно определить x_m и φ.

Поделим нижнее уравнение (16) на верхнее:

$$\frac{x'(t_0)}{x(t_0)} =$$

$$= -\frac{1}{\sqrt{p}} \operatorname{tg}\left(\frac{t}{\sqrt{p}} + \varphi\right) \to \operatorname{tg}\left(\frac{t}{\sqrt{p}} + \varphi\right) = -\sqrt{p}\frac{x'(t_0)}{x(t_0)}.$$

Отсюда $\frac{t_0}{\sqrt{p}} + \varphi = -\operatorname{arctg}\left[\sqrt{p}\frac{x'(t_0)}{x(t_0)}\right]$,

$$\varphi = -\frac{t_0}{\sqrt{p}} - \operatorname{arctg}\left[\sqrt{p}\frac{x'(t_0)}{x(t_0)}\right]. \tag{17}$$

По известному φ можно по верхнему уравнению (16) найти x_m:

$$x(t_0) = x_m \cos\left\{\operatorname{arctg}\left[\sqrt{p}\frac{x'(t_0)}{x(t_0)}\right]\right\} \to x_m =$$

$$= \frac{x(t_0)}{\cos\left\{\operatorname{arctg}\left[\sqrt{p}\frac{x'(t_0)}{x(t_0)}\right]\right\}}. \tag{18}$$

Далее потребуются формулы тригонометрии

$$\cos\psi = \frac{1}{\sqrt{1+\operatorname{tg}^2\psi}}, \ \sin\psi = \frac{\operatorname{tg}\psi}{\sqrt{1+\operatorname{tg}^2\psi}}. \tag{19}$$

Из уравнения (18)

$$\cos\left\{\operatorname{arctg}\left[\sqrt{p}\frac{x'(t_0)}{x(t_0)}\right]\right\} = \frac{1}{\sqrt{1+p\left[\frac{x'(t_0)}{x(t_0)}\right]^2}}.$$

Уравнение (18) можно представить так:

$$x(t_0) = \frac{x_m}{\sqrt{1+p\left[\frac{x'(t_0)}{x(t_0)}\right]^2}}.$$

Отсюда находим x_m:

$$x_m = x(t_0)\sqrt{1+p\left[\frac{x'(t_0)}{x(t_0)}\right]^2}. \tag{20}$$

Теперь решение (12) можно представить в виде

$$x(t) = x(t_0)\sqrt{1+p\left[\frac{x'(t_0)}{x(t_0)}\right]^2} \times$$

$$\times\cos\left\{\frac{t-t_0}{\sqrt{p}} - \operatorname{arctg}\left[\sqrt{p}\frac{x'(t_0)}{x(t_0)}\right]\right\}. \tag{21}$$

Введем обозначение

$$\tau = t - t_0.$$

Тогда (21) преобразуется к виду

$$x(t) = x(t_0)\sqrt{1+p\left[\frac{x'(t_0)}{x(t_0)}\right]^2} \times$$

$$\times\cos\left\{\frac{\tau}{\sqrt{p}} - \operatorname{arctg}\left[\sqrt{p}\frac{x'(t_0)}{x(t_0)}\right]\right\}. \tag{22}$$

В методе анализа Ляпунова начальные условия задаются вполне определенным образом:

1) $x(t_0) = 1, \ x'(t_0) = 0,$

$$x(\tau)=x(t_0)\cos\frac{\tau}{\sqrt{p}}; \qquad (23)$$

2) $x(t_0)=0$, $x'(t_0)=1$,

$$x(\tau)=-x(t_0)\sin\frac{\tau}{\sqrt{p}}. \qquad (24)$$

Возвращаемся к уравнению (13). Начиная с частного случая (14) и формулы (23), строим по ступенькам решение $x_1(t)$ и доводим его до $t = T$, в результате чего получим число $x_1(T)$. Точно так же, начиная с частного случая (14) и формулы (24), находим число $x_2(T)$.

Определяем константу Ляпунова:

$$A=\frac{1}{2}\left[x_1(T)+x_2(T)\right].$$

Вопрос об устойчивости уравнения (12) решен. Если $|A|<1$, то уравнение (12) устойчиво; если $|A|>1$, то оно неустойчиво.

Случай $|A|=1$ является точным и не может быть обнаружен приближенными методами, т.е., в соответствии с рассуждениями Ляпунова, он выпадает из нашего анализа.

Обозначим первое решение через $y_1(\tau)$, второе – через $y_2(\tau)$. В конце периода $\tau=\pi$ будем иметь $y_1(\pi)$, $y_2(\pi)$.

Константа Ляпунова равна $A=\frac{1}{2}\left[y_1(\pi)+\right.$ $\left.+y_2(\pi)\right]$.

С использованием пакета Matlab был проведен анализ устойчивости параметрического контура, описываемого уравнением (11), и контура, емкость которого изменяется во времени по закону [3]

$$C=\frac{C_0}{(1+m\cos\Omega t)}=\frac{C_0}{\left(1+m\cos\Omega t_{\text{Н}}\tau\right)}. \qquad (25)$$

Тогда уравнение (11) нужно заменить на

$$\frac{d^2y}{d\tau^2}+\left(1+m\cos 2\tau-2{,}5\cdot10^{-5}\right)y=0. \qquad (26)$$

Зависимости константы Ляпунова от коэффициента модуляции емкости для первого и второго случая представлены на рис. 3.

Если в (26) пренебречь слагаемым $2{,}5\cdot10^{-5}$, то получим $\frac{d^2y}{d\tau^2}+(1+m\cos 2\tau)\,y=0.$

Это уравнение Матье [4], каноническая форма которого $\frac{d^2y}{d\tau^2}+\left(a-2q\cos 2z\right)y=0.$ Соответствия между обозначениями $z=\tau$, $a=1$, $q=\frac{m}{2}$. Для этого уравнения приведена карта (q,a) областей устойчивости и неустойчивости. Она симметрична относительно координаты *a*. Поэтому знак «минус» в уравнении Матье можно заменить на «плюс»: $\frac{d^2y}{d\tau^2}+\left(a+2q\cos 2z\right)y=0$. В нашем случае $\left(a=1,\ q=\frac{m}{2}\right)$ все точки графика соответствуют диаграмме устойчивости, представленной в [4].

Кроме того, были исследованы зависимости константы Ляпунова выбора времени для начальных условий решения уравнения (11) на каждом подынтервале за период *T* для трех значений индекса модуляции (рис. 4).

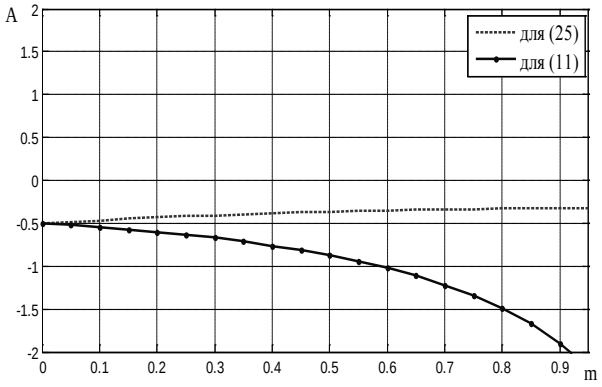


Рис. 3. Зависимости константы Ляпунова от коэффициента модуляции емкости

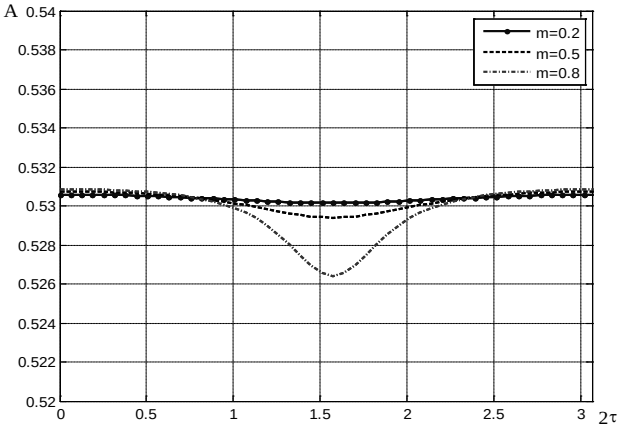


Рис. 4. Зависимости константы Ляпунова выбора времени для начальных условий

Анализ полученных зависимостей позволяет сделать следующие выводы:

1. Метод Ляпунова является эффективным средством определения устойчивости параметрического контура.

2. При использовании закона изменения емкости (25) контур устойчив для всех значений коэффициента модуляции. Для второго закона изменения емкости контур неустойчив при $m > 0,6$.

3. Предложенный численный анализ естественным образом обобщается на случай изменения во времени всех элементов контура по любым законам, лишь бы функция $p(t) \geq 0$ в (12) была непрерывной и неотрицательной.

4. Из рис. 4 следует, что свойство устойчивости контура не зависит от того, в какой момент времени заданы начальные условия. Это значит [2], что рассматриваемый контур устойчив равномерно.

Литература

1. *Ляпунов А.М.* Собрание сочинений. Т. 2. М.: Изд. АН СССР, 1956. 470 с.

2. *Демидович Б.П.* Лекции по математической теории устойчивости. М.: Изд. МГУ «ЧеРо», 1998. 480 с.

3. *Бирюк Н.Д., Юргелас В.В.* Основы теории параметрических цепей: монография. Воронеж: Издательский центр ВГУ, 2012. 346 с.

4. *Мак-Лахлан Н.В.* Теория и приложения функций Матье. М.: Изд-во иностранной литературы, 1953. 474 с.

Статья поступила в редакцию 22 января 2015 года

УДК 621.391.2

ПРОБЛЕМНЫЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ ИНФОРМАЦИИ И СВЯЗИ

А.Ф. Рубцов, консультант, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: RubtsovAnatol@yandex.ru

На основе структурно-информационного подхода дана системологическая оценка современного состояния идейных основ теории информации и связи.

Ключевые слова: *информация, структура, сущность, информационная энтропия, система связи, информационная эффективность.*

PROBLEM QUESTIONS OF THE INFORMATION AND COMMUNICATION THEORY

A.F. Rubtsov, consultant, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: RubtsovAnatol@yandex.ru

The systemological estimation of a current state of ideological bases of the information and communication theory on the basis of a structurally-information approach is given.

Keywords: *information, structure, essence, information entropy, communication system, information efficiency.*

Настоящая статья посвящена общим проблемным вопросам теории информации и связи, и прежде всего – смысловому значению и содержанию фундаментального в области информационных систем связи понятия «информация». В настоящее время в отношении понятия «информация» сложилась парадоксальная ситуация: с одной стороны, термин «информация» используется практически повсеместно и количество публикаций по информационной тематике огромно и продолжает расти; с другой же стороны, понятие «информация» пребывает в состоянии неполноты и множественности особенных определений, многозначности трактовок смыслового значения и плохо отличается от других, родственных ему понятий (сведения, данные и т.п.) [12, 17, 21, 24]. Подобное касается и множества «дочерних» от информации понятий. Если учесть, что путаница в понятиях никогда ни к чему хорошему не приводила, современное состояние идейной базы теории информации и связи нельзя назвать приемлемым, способствующим ее развитию.

В предлагаемой статье анализируются причины такого состояния идейных основ теории информации и связи, предлагаются пути решения общих проблемных вопросов. В основу статьи положены результаты системологического анализа категорий «структура» и «информация», полученные автором в монографии «Категория *информация* (трактат о «выборе»)» [17].

Краткий анализ современного состояния идейной базы теории информации

В отечественной и зарубежной научной литературе неоднократно отмечалось, что теория информации, в математической основе которой лежат, прежде всего, работы К. Шеннона, является очень трудной для понимания. Эта особенность теории информации, в первую очередь, обусловлена крайней необычностью содержания понятия «информация», как теперь стало ясно, являющегося фундаментальным в области систем связи.

В [17] была выявлена одна важная и далеко не очевидная особенность информации. Она заключается в том, что богатство, масштаб и глубина понятия «информация» столь велики, что, с одной стороны, его невозможно понять, не имея достаточных специальных, философских научных знаний и системного мышления, а с другой стороны, невозможно дать ему адекватное определение в рамках уже устоявшихся в отраслевых науках понятий. Другими словами, для проведения глубокого системологического анализа и определения информации понятийного и методологического аппарата любой из отраслевых наук, включая математику, теорию связи, нейрофизиологию, теорию компьютерных систем или философию науки в их нынешнем состоянии, оказывается недостаточно. Что касается специализированного мышления даже самого высокого уровня, то оно в состоянии различить то или иное свойство в необъятной для него ин-

формации, ту или иную ее часть, но не способно охватить понятие в целом. Яркой иллюстрацией сказанного являются работы родоначальника математической теории информации и связи математика К. Шеннона, в которых невозможно найти прямого определения информации типа «информацией называется…» с перечислением ее свойств и указанием места в системе понятий научного знания. В своих работах К. Шеннону удалось всего лишь указать на связь информации с однозначным выбором и дать развернутое аксиоматическое определение энтропийной меры количества технической части информации, оставив открытым вопрос об основаниях и системологическом определении самого понятия «информация». Другими иллюстрациями сказанного могут служить имеющиеся в научной литературе многочисленные особенные определения информации (синергетические, философские, математические, биологические и т.д.), далеко не полный обзор которых можно найти, например, в работе И.В. Мелик-Гайказян «Информационные процессы и реальность» [12, с. 10–61], работе «Категория *информация* (трактат о «выборе»)» [17, с. 19–25], монографии Д.С. Чернавского «Синергетика и информация (динамическая теория информации)» [24, с. 11–14] и других. Одни авторы отождествляют информацию с понятием «знание», значение которого не уточняют [9, с. 19]; другие демонстрируют свое особое видение понятия, сильно отличающееся от шенноновского как содержанием, так и мерой [5, с. 32]; третьи путают информацию с такими понятиями, как математическая структура [6, с. 7–9], сведения [8, с. 7; 14, с. 236; 21], сообщение [21], данные [21]; четвертые называют информацию «разнообразием, которое один объект содержит о другом объекте» [20, с. 228] и делают вывод о том, что «информация выражает свойство материи, которое является всеобщим» [20, с. 228]. Есть авторы, которые идут еще дальше и устанавливают тесную связь информации с материей и энергией [1], игнорируя известное высказывание Н. Винера о том, что «информация есть информация, а не материя и не энергия» [3, с. 201], и даже с религией [13]. Одно то, что в Федеральном законе Российской Федерации от 27 июля 2006 г. № 149-ФЗ «Об информации, информационных технологиях и о защите информации» дается следующее определение информации: «Информация – сведения (сообщения, данные) независимо от формы их представления» [21], – говорит о том, что авторы указанного закона плохо различают родственные понятия «информация», «сведения», «сообщения» и «данные». Многочисленные и порой сильно различающиеся значения, вкладываемые авторитетными авторами в используемый ими термин «информация», создают невообразимую путаницу в головах читателей, не имеющих возможности разобраться в содержании понятия самостоятельно. Дополнительные трудности создают неточности в переводах на русский язык оригинальных работ основоположников теории информации и связи. Например, перевод фразы «We are now in a position to define a rate of generating information for a continuous source» из раздела 28 работы К. Шеннона «The Mathematical Theory of Communication» [28] в солидном издании под названием «Работы по теории информации и кибернетике» выполнен так: «Теперь можно определить скорость создания сообщений непрерывным источником» [25, с. 318]. Перевод термина «information» (информация) в неравнозначный ему термин «сообщение» (message) в указанной фразе является некорректным из-за существенного различия содержания понятий «информация» и «сообщение». И примеров такого рода переводов, искажающих оригинальную авторскую мысль, можно привести множество.

Важное значение для осмысления содержания понятия «информация» имеют работы родоначальников теории информации Р. Хартли [23, 26] и К. Шеннона [25, 27, 28].

Понятие «информация» в работах Р. Хартли и К. Шеннона

Р. Хартли и К. Шеннон заслуженно считаются основоположниками теории информации. При этом существует определенное различие в трактовке информации этими выдающимися учеными. Приведем по одной характерной цитате из их работ. В своей статье «Передача информации» [23, 26] Р. Хартли пишет: «Когда речь идет о пропускной способности системы передачи информации, то мы по умолчанию подразумеваем наличие некоторой количественной меры информации. В общем употреблении информация – весьма расплывчатый термин, и сначала его нужно уточнить, чтобы использовать в настоящем обсуждении. Для начала рассмотрим, какие факторы присутствуют в связи, осуществляемой или по проводам, или прямой

речью, или письмом, или любым другим методом. Во-первых, там должна быть группа физических символов, таких как слова, точки и тире или подобные, которые по общему соглашению переводят определенные значения в сообщение. При любом способе связи отправитель сообщения мысленно выбирает частный символ и посредством движения частей своего тела, например движения голосовых связок, обращает внимание получателя на передаваемый символ. В результате последовательных выборов вниманию слушателя представляется последовательность символов. Поскольку продолжающийся процесс выборов исключает все больше и больше возможных последовательностей символов, то мы говорим, что информация становится все более точной. Например, в предложении «Яблоки являются красными» первое слово исключает другие виды фруктов и все другие объекты вообще, второе направляет внимание на сами яблоки или их состояние и, наконец, третье исключает другие возможные цвета яблок. Это, однако, не исключает возможности в отношении размера яблок, и эта дополнительная информация может быть передана последующими выборами. Поскольку точность информации зависит от возможности выбора других символьных последовательностей, то представляется разумным надеяться найти в числе этих последовательностей желаемую количественную меру информации. Количество символов, которые могут участвовать в любом одиночном выборе, очевидно, значительно различается в зависимости от типа используемых символов, особенностей корреспондентов и степени достигнутого ими взаимопонимания. Для двух человек, которые говорят на различных языках, число доступных символов ничтожно в сравнении с их количеством для людей, которые говорят на одном языке. Поэтому желательно исключить всякого рода присутствующие психологические факторы и установить меру информации в терминах исключительно физических величин» [23, с. 6–7].

В статье «Современные достижения теории связи» К. Шеннон пишет: «Прежде чем переходить к рассмотрению вопроса о том, как следует измерять информацию, нам необходимо объяснить точный смысл понятия информация с точки зрения инженера-связиста. Конечно, каждое подлежащее передаче сообщение имеет свое содержание. Оно, однако, совершенно несущественно в проблеме передачи информации. Передать ряд бессмысленных слогов так же трудно (в действительности даже более трудно), как и подлинный английский текст. Тому, кто хотя бы немного знаком с предметом этой статьи, будет ясно, что с точки зрения передачи важным свойством информации является то, что каждое частное сообщение выбирается из некоторого множества возможных сообщений. Передаче подлежит одно из частных сообщений, выбранных источником информации. Первоначальное сообщение может быть восстановлено в пункте приема в том и только в том случае, когда передается именно такое однозначным образом выбранное сообщение. Таким образом, информация в нашем смысле должна находиться в связи с понятием выбора из множества возможных исходов» [25, с. 405].

Р. Хартли впервые связал информацию с выбором, осуществляемым мышлением. Причем выбор у него осуществляется не только из технических наборов символов и их последовательностей, но и из наборов обозначаемых такими последовательностями свойств так называемых «живых» выбираемых событий, важных для жизнедеятельности выбирающего субъекта. Что же касается шенноновской информации, то она, в отличие от информации Р. Хартли, была сознательно оторвана от семантики участвующих в выборе символьных последовательностей, а потому и от «живых» выбираемых событий, в результате чего оказалась сильно формализованной, системологически неполноценной, чисто технической. В таком содержании шенноновская информация не исключала возможности формирования бессмысленных информационных сообщений и даже сообщений, дезинформирующих адресата. Что же касается верно интуитивно подмеченной Р. Хартли «живой» составляющей информации, то она не получила в его работах достаточного системологического исследования и обоснования. Вместе с тем Р. Хартли делает важное заключение: «Способность системы передать ту или иную последовательность символов зависит от возможности различить на приемном конце результаты различных выборов, делаемых на передающем конце» [23, с. 8]. Если учесть, что определенная в работе [17] структура – это «различенность», то вышеприведенную цитату можно перефразировать так: «Система считается способной к передаче частной последовательности символов, если структуры переданной и принятой последовательностей символов совпадают». Такая сохраняемая в процессе передачи от источника к адресату структура передаваемого сообщения

является инвариантом информационного процесса, или *информационной структурой*.

Мера количества информации в работах Р. Хартли и К. Шеннона

Изначально мера количества информации у Р. Хартли и К. Шеннона отвечает на вопрос: «Как велик выбор из конечного дискретного набора возможных событий?» Мера количества информации Р. Хартли введена на основе аппарата комбинаторики и теории множеств, пропорциональна числу совершаемых выборов и вычисляется по формуле

$$H = \log s^n = n \log s, \qquad (1)$$

где n – число совершаемых выборов первичных символов, s – длина алфавита. В случае $s = 2$ энтропия равна количеству выбранных «1» и «0» как первичных символов при формировании двоичного сообщения, или количеству *бит*. Одиночные выборы у Р. Хартли осуществляются «произвольно» и «при отсутствии какого бы то ни было механизма группировки первичных символов во вторичные символы», что равносильно равной вероятности и независимости выбираемых символов.

Мера количества информации у К. Шеннона (информационная энтропия), введенная на основе аппарата теории вероятностей и математической статистики, оказалась гораздо более развитой мерой количества информации в сравнении с комбинаторной мерой Р. Хартли. Она позволила измерять величину однозначного выбора из конечных дискретных наборов возможных исходов независимых и зависимых, простых и сложных составных событий с равными и различающимися вероятностями осуществления. Для одноуровневого выбора из N возможных исходов, имеющих вероятности осуществления $p_1, p_2, \ldots, p_N$, информационная энтропия вычисляется по формуле

$$H(p_1, p_2, ..., p_N) = -\sum_{i=1}^{N} p_i \log p_i, \qquad (2)$$

а для иерархического многоуровневого выбора – по формуле типа (3).

$$H\left(\frac{1}{2},\frac{1}{3},\frac{1}{6}\right) = H\left(\frac{1}{2},\frac{1}{2}\right) + \frac{1}{2}H\left(\frac{2}{3},\frac{1}{3}\right), \qquad (3)$$

В разделе 6 той же статьи [17, с. 259–263] К. Шеннон приводит важнейшие свойства информационной энтропии: 1) конечность, 2) иерархическая многоуровневость, 3) непрерывная зависимость от вероятностей событий, 4) возрастание численного значения при выравнивании вероятностей событий в наборе, 5) возрастание численного значения при увеличении числа равновероятных событий в наборе, 6) полнота и целостность, связанные с полным набором выбираемых событий, 7) равенство численных значений энтропий, измеряющих величину выбора при одноуровневом и иерархическом многоуровневом выборе при условии идентичности исходов и вероятностей их осуществления на нижнем иерархическом уровне (рис. 2, формула (3)).

На рис. 1 представлен график, описывающий поведение энтропии $H = -(p \log p + q \log q)$ в зависимости от соотношения вероятностей p и $q = 1 - p$ двух исходов события. Приведенный график важен для понимания поведения энтропии и при большем числе исходов. Из него видно, что энтропия не определяется вероятностью одиночного исхода, а является глубоко системной функцией. Она достигает максимума при равных вероятностях исходов события и может иметь одно и то же значение при малой или большой вероятности p одиночного исхода события.

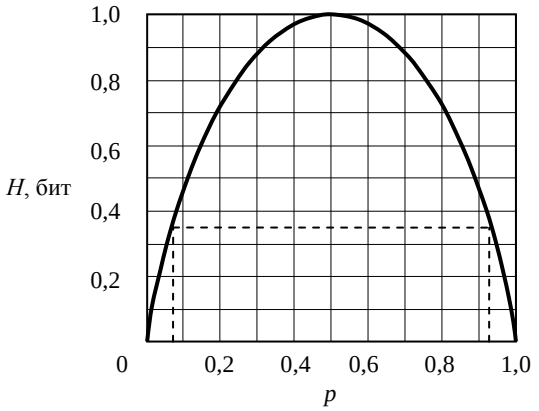


Рис. 1. Энтропия для двух возможностей с вероятностями p и $(1–p)$

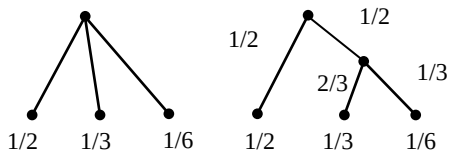


Рис. 2. Структурная схема выбора: а – одноуровневого, б – иерархического двухуровневого

Сравнение шенноновской информационной энтропии, вычисляемой по формуле (2), и комбинаторной меры количества информации Р. Хартли, вычисляемой по формуле (1), показы-

вает, что комбинаторная мера Р. Хартли является верхней границей шенноновской энтропии, вычисляемой для случая равновероятных и независимых исходов.

Шенноновская энтропия для непрерывного случая

В настоящем разделе уточняется область определения информационной энтропии. В первом абзаце раздела «III. Информация для непрерывных величин» статьи К. Шеннона «Математическая теория связи» можно прочитать следующее: «Рассмотрим теперь случай, когда сигналы или сообщения (или те и другие) являются непрерывными величинами в отличие от предполагавшейся до этого дискретности рассматриваемых систем. В значительной степени результаты для непрерывного случая могут быть получены предельным переходом от дискретного случая путем деления всего континуума сообщений или сигналов на большое, но конечное число малых областей и вычисления различных параметров, введенных на дискретной основе. По мере уменьшения размеров областей эти параметры, вообще говоря, сходятся в пределе к соответствующим значениям для непрерывного случая. Однако появляется несколько новых эффектов и наблюдается перемещение центра тяжести в сторону перехода к специальным частным случаям» [25, с. 290]. Хотя К. Шеннон далее вводит формулу энтропии для непрерывного распределения с одномерной функцией плотности распределения вероятностей $p(x)$

$$H = -\int_{-\infty}^{+\infty} p(x)\log p(x)dx, \qquad (4)$$

на первый взгляд схожую по форме с формулой энтропии для дискретного множества вероятностей

$$H = -\sum_{i=1}^{N} p_i \log p_i, \qquad (5)$$

разница в свойствах этих двух энтропий, даже с математической точки зрения, оказывается весьма существенной, о чем вынужден сказать и сам К. Шеннон [25, с. 290, с. 296–300]. При более внимательном рассмотрении формулы (4) и (5) оказываются сильно отличающимися и совсем не являются непрерывным и дискретным аналогами друг друга. На самом деле дискретным аналогом формулы (4) должна служить формула

$$H = -\sum_{i=1}^{N} p(x_i)\log p(x_i)\Delta x_i, \qquad (6)$$

в которой интервал дискретизации событийной области Δx_i устремлен к нулю. Однако и такой предельный переход в событийной области в общем случае невозможен из-за дискретности объектной структуры материального мира – именно такая структура отражена, например, в таблице Менделеева. Но даже если бы имелась возможность бесконечно сближать свойства соседних событий в наборе, то в отсутствие объективного ограничения все равно имело бы место субъективное ограничение, связанное с конечной различающей способностью органов чувств и мышления. В конце концов, сближаемые события становились бы плохо различимыми, что означало бы потерю их структурированности, а с ней и информационности. Указанные системологические ограничения событийной области являются фундаментальными, определяющими для аксиом математической теории информации К. Шеннона и информационной меры [25, с. 259–263]. Таким образом, только полные, конечные, дискретные, то есть структурированные, наборы вероятных событий («живых» или технических), каждый из которых расположен на своем иерархическом уровне, могут участвовать в иерархическом многоуровневом информационном выборе и считаться информационными. Это означает, что информационной энтропией может считаться только такая энтропия, которая определена на конечных дискретных наборах случайных событий.

Особенности общего системологического определения понятия «информация»

Системологический анализ информации был выполнен в монографии [17] и позволил так ответить на вопрос, чем объясняется высокая сложность понятия «информация»: во-первых, информация является высокоуровневым трансцендентным понятием, принадлежащим исключительно головному мозгу выбирающего субъекта, и может только мыслиться условно принадлежащей процессу передачи сообщения; во-вторых, информация основана на иерархической многоуровневой структуре (понятийного знания) и имеет необычное «снятое» содержание; в-третьих, информация связана с однозначным выбором и играет роль его указателя для мышления адресата, находящегося в состоянии неопределенности выбора; в-четвертых, совершаемый мышлением (источника и адресата) выбор носит глубоко системный характер, он осуществляется в рамках особым (информационным) обра-

зом организованной системы связи; в-пятых, заключенный в информации выбор тесно связан не только с мышлением, но и с объективной реальностью, события («живые» и технические) из состава которой выбираются мышлением; в-шестых, совершенный мышлением (источника или адресата) выбор является структурным узлом, представляющим собой нейронный объект головного мозга и служащим мышлению указателем выбранного понятия, отражающего реально произошедшее событие.

Структурный узел как указатель выбора трансцендентен, то есть существует только благодаря связям с другими узлами структуры и с понятием, которое он обозначает. Поэтому он не может быть вычленен и отослан источником адресату по вещественному каналу связи. В связи с этим источник вынужден формировать и отсылать адресату особый материальный объект, являющийся обратимым отображением структурного узла и поэтому несущий мышлению адресата все необходимые сведения о нем. Такой материальный объект называется сигналом, несущим адресату информационное сообщение.

Как уже отмечалось, участвующие в выборе события по их значению для мышления можно условно разделить на два общих класса: «живые» и технические. Выбор «живого» события является главным для мышления, поскольку он поддерживает жизнеспособность и конкурентоспособность выбирающего субъекта. Технические события (например, передаваемые буквы, цифры, слова) являются вспомогательными, кодирующими «живые» события и понятия. В информационном процессе они служат для кодирования «живой» информации и превращения ее в информационное сообщение или для перекодирования уже имеющегося сообщения. В работах [17, с. 431–446] и [19] показано, что *количество «живой» информации в сообщении является нижней границей количества «технической» информации*. Перечень важнейших свойств информации, состоящей из «живой» и технической частей, в отношении к мышлению и объективной реальности приведен в [17, с. 548–550]. Там же было дано общее системологическое определение информации, которое не только не противоречит определениям информации, данным Р. Хартли и К. Шенноном, но и включает их в себя, как целое включает свои неотъемлемые части. В очень краткой формулировке оно выглядит так: «Информация – фундаментальное (определяющее) в области систем связи понятие, обозначающее указатель структурного выбора (события из полного набора возможных событий), посланный источником в сообщении ожидающему его адресату и снимающий в мышлении адресата состояние неопределенности структурного выбора» [17, с. 544–550].

Информация и структура

Поскольку информация существует только в процессе ее доставки от источника к адресату, то распространенное мнение, будто информация может храниться в памяти, является неверным. Правильнее говорить о хранящейся в памяти субъекта и способной превратиться в информацию информационной структуре понятийного знания или о хранящейся в памяти компьютера информационной структуре данных.

О возможности обработки информации

Ошибочным является мнение, будто бы информация может обрабатываться. Дело в том, что информация как указатель однозначного выбора для мышления или как сущность информационного процесса относится к самому совершенному «снятому» знанию и не может обрабатываться в принципе с целью улучшения своего содержания. Обрабатываться могут только данные (аналоговые и цифровые) с целью устранения заложенной в них ненужной, с точки зрения «живой» информации, технической информационной избыточности.

Информация и вероятность

Ошибочным является мнение, будто бы менее вероятное событие несет адресату большее количество информации, нежели более вероятное [6, 14, 26]. Например, в монографии Б.П. Лахти «Системы передачи информации» можно прочесть: «Каждое сообщение переносит некоторую информацию, однако одни сообщения переносят больше информации, чем другие. Детальный анализ показывает, что вероятность появления события тесно связана с количеством информации. Так, в сообщении о высоковероятном событии содержится мало информации в сравнении с той, которая содержалась бы в событии маловероятном» [11, с. 280]. На самом деле информация связана не с вероятностью появления события, а с его выбором, а потому количество информации, содержащейся в выборе как маловероятного, так и высоковероятного события, может быть одним и тем же (см. рис. 1).

«Аддитивность» информации

О том, что информация является аддитивной, можно прочитать практически в любом

учебнике по теории информации и связи. Справедливость этого утверждения не вызывает сомнения для различных информаций, играющих роль самостоятельных указателей выбора для мышления. Что же касается отдельно взятой целостной информации, связанной с иерархическим многоуровневым выбором, то ее количество вычисляется по формуле типа формулы (3), и ее правильнее, по примеру самого К. Шеннона, называть взвешенно аддитивной.

Информация и шум

Информация как посланный в сообщении указатель структурного выбора для мышления адресата является всегда своевременной, достоверной и безызбыточной сущностью информационного процесса и сама по себе к шуму в канале связи никакого отношения не имеет. При передаче сообщения по идеализированному каналу связи (без шума и потерь) переданное и принятое сообщения совпадают. Это означает, что информация передается без потерь со скоростью H бит в секунду, где H – информационная энтропия. Проблема влияния шума на передаваемое сообщение и информацию возникает в теории связи, а не в теории информации. Успешное решение задачи адресной, своевременной, достоверной и безопасной доставки сообщений по каналу связи с шумом делает систему связи практически информационной. С ростом шума в канале связи растет число неверно принимаемых символов из состава передаваемой кодограммы, а с ним растут и информационные потери. «Скорость действительной передачи информации R» по каналу связи с шумом может быть вычислена по шенноновским формулам [25, с. 277]:

$$R = H(x) - H_y(x), \tag{7}$$

$$R = \sum_{i,j} p(i, j) \log \frac{p(i, j)}{p(i)\,p(j)}. \tag{8}$$

Мера количества информации в работах А.Н. Колмогорова

Работы в области теории информации [10] занимают видное место среди научных трудов академика АН СССР А.Н. Колмогорова. Они интересны трактовкой шенноновских информационных идей, а также попытками эти идеи развить. Это касается, прежде всего, введения А.Н. Колмогоровым новой «алгоритмической», более общей, по его мнению, «меры количества информации» [10, с. 218–222]. Однако «алгоритмическая мера», введенная А.Н. Колмогоровым и основанная на «взаимной информации» и минимальной длине программы получения из одного математического объекта другого математического объекта, на самом деле является оторванной от однозначного выбора, противоречащей шенноновской информации, а потому не может служить информационной мерой. Что касается выполненного К. Шенноном обобщения информационной энтропии на непрерывный случай, то А.Н. Колмогоров не увидел в нем системологической некорректности, посчитал его верным и широко использовал в своих математических работах по теории информации.

«Взаимная» информация

Термин «взаимная информация» получил большое распространение в научной литературе. Например, ему отдавал предпочтение А.Н. Колмогоров [10, с. 218]. Однако необходимо признать, что введение именно этого термина послужило причиной появления целого ряда распространенных ошибок в трактовке информации и ее свойств: например, информации приписывалось свойство уменьшать, а не полностью снимать неопределенность выбора. Так, Дж. Ирвин и Д. Харль в монографии «Передача данных в сетях: инженерный подход» пишут следующее: «Информация – это уменьшение (снятие) неопределенности. Отсюда следует, что, строго говоря, когда речь заходит об информации, необходимо рассматривать два события: одно – «исходное», рассматриваемое перед получением информации, и другое – «предначертанное», рассматриваемое после того, как информация получена (предполагается, что второе событие дает информацию о первом). Иначе говоря, насколько меньшую неопределенность мы получим относительно первого события, получив определенные знания о втором. Термин «взаимная информация» часто используется для того, чтобы подчеркнуть, что требуется рассматривать два события. Рассмотрим два события X и Y. Информация об X, передаваемая событием Y, равна

$$I(X;Y) = H(X) - H(X/Y), \tag{9}$$

$H(X)$ – это неопределенность события X; $H(X/Y)$ – неопределенность события X при условии, что Y известно, и то, насколько меньше становится эта неопределенность по сравнению с первоначальной, когда происходит событие Y, и определяет их взаимную информацию» [9, с. 22].

Анализ термина «взаимная информация», определяемого разностью двух энтропий, показывает, что его нельзя назвать информационно корректным, поскольку его суть противоречит шенноновской информации. Дело в том, что количество шенноновской информации измеряется целостной энтропией, а сама принимаемая информация является целостным указателем выбора, *полностью* снимающим неопределенность выбора в мышлении адресата, чего нельзя сказать о «взаимной информации». На самом деле, формула (9) идентична шенноновской формуле (7), по которой вычисляется «скорость действительной передачи информации» по каналу связи с шумом и которая отражает потерю части множества передаваемых целостных информаций из-за влияния шума. Что же касается передачи информации по каналу связи без шума и потерь, то в этом случае информация не теряется и $H(X/Y)=0$.

Ценность информации

Понятие «ценность информации» появилось в научной литературе с целью связать информацию с целесообразной деятельностью человека. Что касается работ К. Шеннона, то в них невозможно найти даже упоминания о ценности информации. Шенноновская информация посылается адресату с единственной целью – полностью снять неопределенность конкретного выбора в его мышлении. Это означает, что связанная только с выбором и существующая только в процессе ее доставки от источника к адресату шенноновская информация имеет для мышления адресата абсолютную, неизмеримую ценность. То же самое справедливо и в отношении «живой» составляющей информации. Что же касается попыток однозначно связать получаемую информацию с результатами целесообразной деятельности человека и наделить информацию измеримой ценностью, то они выводят информацию за границы ее применимости, а потому заведомо оказываются обреченными на неудачу. Сказанное ярко продемонстрировала известная статья академика АН СССР А.А. Харкевича «О ценности информации» [22], представляющая собой одну из таких попыток и, по-видимому, написанная под влиянием работ Ф.М. Вудворда [4] и Л. Бриллюэна [2]. Наделение А.А. Харкевичем информации измеримой ценностью связано с его отходом от шенноновского определения информации: у А.А. Харкевича количество поступающей информации связывается не с неопределенностью однозначного выбора события из множества возможных событий, а с уменьшением «неопределенности данной ситуации» в процессе целесообразной деятельности [22, с. 53]. В результате такого определения информации все его дальнейшие рассуждения о ценности информации оказываются искусственными и противоречивыми – это, в частности, касается модели целевого процесса, состоящего из «благоприятных и неблагоприятных исходов», и непреодолимых трудностей, возникших при попытке привести практически пригодные расчетные примеры информационных процессов, отвечающих выбранной модели.

Информационная эффективность структуры дискретного сообщения

Понимание «живой» пользовательской информации как главной, самой компактной, однозначной и безызбыточной сути информационного процесса и составного характера формируемого сообщения, в котором присутствует множество относительно самостоятельных, вспомогательных, обслуживающих «живую» пользовательскую информацию служебных информаций, формируемых на разных информационных уровнях системы связи, позволило в работе [19] вывести формулы расчета общей (Э) и частной ($Э_{ЧАСТН}$) информационной эффективности дискретного сообщения:

$$Э = \frac{I_{ПОЛЬЗ}}{I_{ПОЛЬЗ} + \Delta I_{АБОН} + \Delta I_{ПРИЛ} + \Delta I_{OSI}} = \frac{1}{1 + \dfrac{\Delta I_{АБОН} + \Delta I_{ПРИЛ} + \Delta I_{OSI}}{I_{ПОЛЬЗ}}} = \frac{1}{1 + \sum_{i=2}^{10} \Delta_i \Big/ I_{ПОЛЬЗ}}, \quad (10)$$

где $I_{ПОЛЬЗ}$ – «живая» пользовательская информация, а $\Delta I_{АБОН}$, $\Delta I_{ПРИЛ}$, ΔI_{OSI} – накладные информационные расходы, или информационные добавки к пользовательской информации, вносимые ее кодированием и добавлением служебных информаций на информационных уровнях абонентского сообщения, приложений и стандартной семиуровневой модели *OSI*;

$$Э_{ЧАСТН} = \frac{I_{ПОЛЬЗ}}{I_{ПОЛЬЗ} + \sum_i \Delta I_i} = \frac{1}{1 + \sum_i \Delta_i \Big/ I_{ПОЛЬЗ}}, \quad (11)$$

где i включает только номера оцениваемых информационных уровней.

Обобщенная структурная схема информационных уровней системы связи представлена на рис. 3.

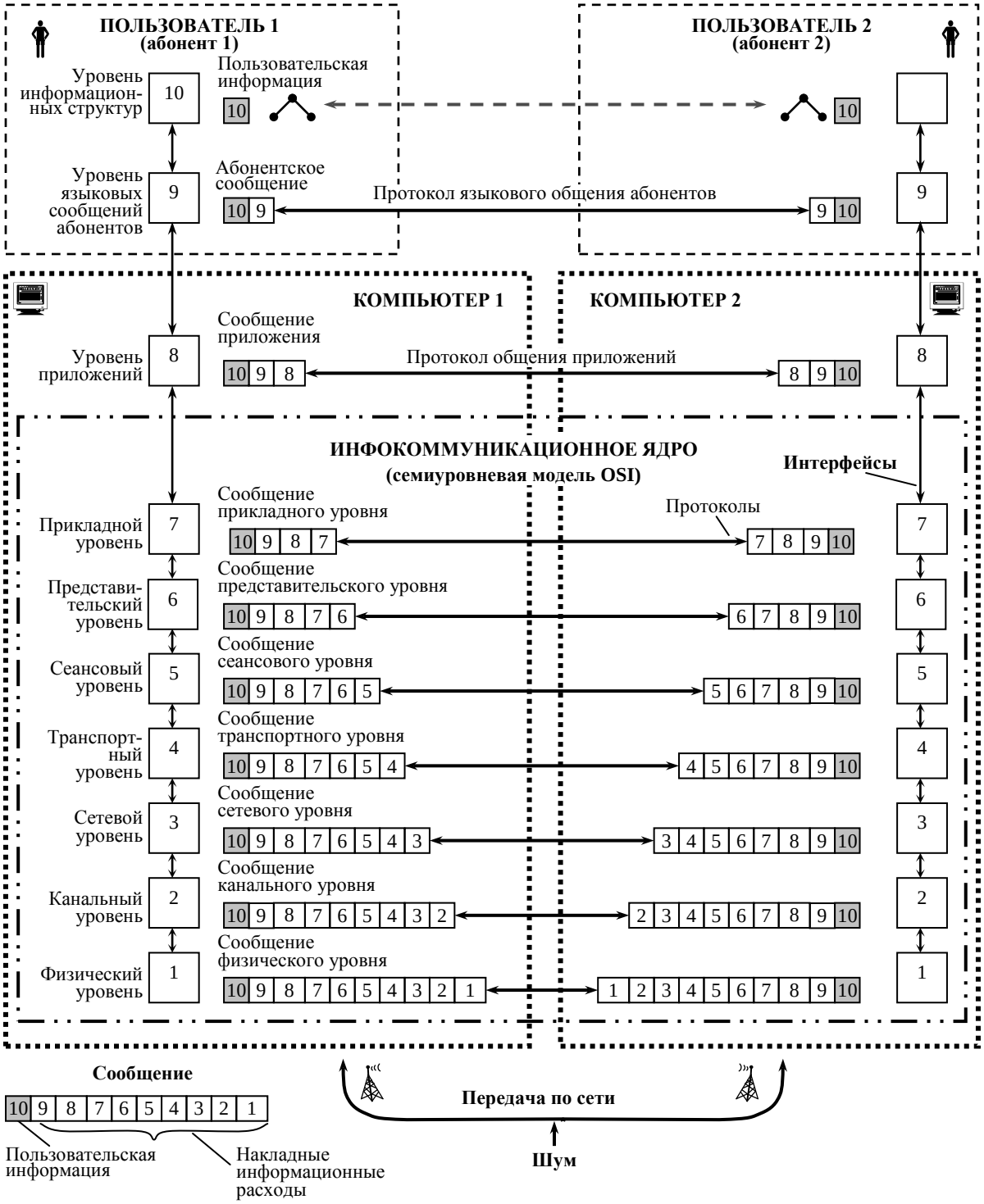


Рис. 3. Обобщенная структурная схема информационных уровней системы связи

Краткие определения некоторых важных понятий, связанных с информацией

Категории «структура» и «информация» являются идейной основой для большого количества понятий, единый подход к определению которых до настоящего времени отсутствовал. Структурно-информационный подход позволяет с единых позиций сформулировать общие опре-

деления широко используемых связанных с информацией понятий, многие из которых представлены в работе [17].

Информация – фундаментальное (определяющее) в области систем связи понятие, обозначающее указатель структурного выбора (события из полного набора возможных событий), посланный источником в сообщении ожидающему его адресату и снимающий в мышлении адресата состояние неопределенности структурного выбора.

Сообщение – трансцендентное понятие, обозначающее передаваемые по каналу связи от источника к адресату данные (дискретные или аналоговые, «живые» или технические) в принятом в системе связи формате.

Сведения (о предмете) – трансцендентное понятие, обозначающее чувственно и рефлекторно получаемый или уже полученный мыслящим существом (человеком или животным) из внешней среды интеллектуальный материал об объектах и процессах для последующей его обработки и использования.

Информационные сообщения, сведения, данные – передаваемые в системе связи сообщения, сведения, данные, содержащие информацию.

Данные – трансцендентное понятие, обозначающее формализованное представление знаний или сведений в дискретной или аналоговой форме, удобной для отображения их на область сигналов, в которой производится обработка, запоминание и передача данных людьми, животными или техническими средствами.

Знание – целостная, не обязательно полностью структурированная система понятий (нейронных объектов головного мозга) чувственного и рефлекторных уровней, образованная с помощью завершенных и незавершенных процедур «снятия» 1, 2 и 3-го рода [17, с. 135–141] с интеллектуального материала, доставляемого как из внешней среды, так и получаемого в процессе размышления.

Научное знание – самая совершенная часть знания; структурированная система понятий, каждое из которых имеет свою структуру, предназначенная для структурного и информационного выбора.

«Снятое» знание – целостная иерархическая многоуровневая узловая структура, лежащая в трансцендентной основе научного понятия или системы понятий научного знания и обеспечивающая мышлению структурный и информационный выборы.

Организация – понятие, обозначающее объединение ресурсов (материальных, энергетических, интеллектуальных) для достижения поставленной цели.

Интеллектуальные ресурсы – имеющиеся в распоряжении сведения, понятия (не обязательно структурированные), отражающие объективную реальность.

Информационные ресурсы – высшая, «снятая» часть интеллектуальных ресурсов, предназначенная для информационного обмена.

Информационная организация – организация, основанная на информационных ресурсах, в высшей идейной основе которой лежит информация, а в практической – информационные технологии.

Технология – непосредственная идейная основа организации производства или способ производства.

Информационная технология – технология своевременной, достоверной и безопасной доставки информации от источника к адресату в требуемых условиях.

Структурно-информационная технология достижения поставленной цели – понятие, обозначающее технологию гарантированного достижения поставленной цели за конечное число шагов, в основе которой лежит поступающая информация о результативности каждого сделанного шага и правило однозначного выбора ответного на поступившую информацию действия в направлении достижения поставленной цели.

Литература

1. *Борисов В.И.* Взаимосвязь информации с энергией и массой // Информация и космос. 2013. № 1. С. 8–10.

2. *Бриллюэн Л.* Наука и теория информации: Пер. с англ. М.: Физматгиз, 1960. 392 с.

3. *Винер Н.* Кибернетика или управление и связь в животном и машине: Пер. с англ. М.: Сов. радио, 1968. 328 с.

4. *Вудворд Ф.М.* Теория вероятностей и теория информации с применениями к радиолокации: Пер. с англ. М.: Сов. радио, 1955. 128 с.

5. *Галлагер Р.Дж.* Теория информации и надежная связь: Пер. с англ. М.: Сов. радио, 1974. 720 с.

6. *Гоппа В.Д.* Введение в алгебраическую теорию информации. М.: Наука. Физматлит, 1995. 112 с.

7. *Зайдлер Е.* Системы передачи дискретной информации: Пер. с польск. М.: Связь, 1977. 3 с.

8. *Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Назаров М.В., Финк Л.М.* Теория передачи сигналов. М.: Радио и связь, 1986. 304 с.

9. *Ирвин Дж., Харль Д.* Передача данных в сетях: инженерный подход: Пер. с англ. СПб.: БХВ-Петербург, 2003. С. 7–10.

10. *Колмогоров А.Н.* Теория информации и теория алгоритмов. М.: Наука, 1987. 304 с.

11. *Латхи Б.П.* Системы передачи информации: Пер. с англ. М.: Связь, 1971. 324 с.

12. *Мелик-Гайказян И.В.* Информационные процессы и реальность. М.: Наука-Физматлит, 1997. 192 с.

13. *Присяжнюк С.П.* Феномен информации. С позиции религии и науки раскрывается сущность информации и ее роль в мироздании // Информация и космос. 2013. № 1. С. 11–15.

14. *Росин М.Ф., Булыгин В.С.* Статистическая динамика и теория эффективности систем управления. М.: Машиностроение, 1981. 312 с.

15. *Рубцов А.Ф.* Проектирование УВЧ и возбудителей, обладающих высокой равномерностью АЧХ, на параллельных и последовательных контурах: доклад на XVII отраслевой научно-технической конференции, ВНИИС, 24–25 мая 1989 г. Воронеж: ВНИИС, 1989. 11 с.

16. *Рубцов А.Ф.* Некоторые наиболее общие вопросы общей теории систем в области категорий и методологий. Воронеж: изд-во ОАО «Концерн «Созвездие», 2006. 112 с. (www. sozvezdie.su/science/izdaniya/).

17. *Рубцов А.Ф.* Категория Информация (трактат о «выборе»). Воронеж: изд-во ОАО «Концерн «Созвездие», 2009. 606 с. (www. sozvezdie.su/science/izdaniya/).

18. *Рубцов А.Ф.* Структурно-информационная оценка качества функционирования целевых систем // Сборник докладов международной конференции «Кибернетика и высокие технологии XXI века (C&T*2011)». Т. 1. Воронеж: изд-во ОАО «Концерн «Созвездие», 2011. С. 133–145.

19. *Рубцов А.Ф.* Оценка информационной эффективности структуры дискретного сообщения // Сборник докладов международной науч.-техн. конференции «Радиолокация, навигация, связь (RLNC*2013)». Т. 1. Воронеж: изд-во ОАО «Концерн «Созвездие», 2013. С. 442–453.

20. *Урсул А.Д.* Природа информации. М.: Политиздат, 1968. 288 с.

21. Федеральный закон Российской Федерации от 27 июля 2006 г. N 149-ФЗ «Об информации, информационных технологиях и о защите информации».

22. *Харкевич А.А.* О ценности информации // Проблемы кибернетики. М.: Физматгиз, 1960. Вып. 4. С. 53–58.

23. *Хартли Р.* Передача информации // Теория информации и ее приложения (сборник переводов). М.: Физматлит, 1959. С. 5–35.

24. *Чернавский Д.С.* Синергетика и информация (динамическая теория информации). М.: Едиториал УРСС, 2004. 288 с.

25. *Шеннон К.* Работы по теории информации и кибернетике. М.: ИЛ, 1963. С. 245–246, 405, 433–434, 461.

26. *Hartley R.V.L.* Transmission of information // Bell Syst. Techn. J., July 1928. 535 p.

27. *Shannon C.* A General Treatment of the Problem of Coding // IRE Trans. Inform. Theory. Feb. 1953. V. PGIT-1. Pp. 102–104.

28. *Shannon C.* A Mathematical Theory of Communication // Bell Syst. Tech. J. July–Oct. 1948. V. 27. Pp. 379–423, 623–656.

Статья поступила в редакцию 19 марта 2015 года

УДК 621.372.018.78

ОПИСАНИЕ ОБЛАСТИ ЗНАЧЕНИЙ ВЕКТОРА СМЕЩЕНИЯ ДЛЯ ОДНОГО ИНТЕРВАЛА УПРАВЛЕНИЯ

А.Ю. Дубровский, ведущий инженер, e-mail: let@front.ru
Н.М. Назаров, начальник сектора, e-mail: nicksx@rambler.ru
АО «Концерн «Созвездие»

Рассматривается выражение для вычисления конечного положения последовательного колебательного контура в пространстве состояний после произвольного количества переключений входного напряжения. Определяются вектор смещения и область значений вектора смещения. Исследуются некоторые свойства области значений вектора смещения.

Ключевые слова: *последовательный колебательный контур, релейное управление, пространство состояний, вектор смещения, область значений вектора смещения.*

VALUE AREA DESCRIPTION FOR ONE CONTROL INTERVAL

A.Yu. Dubrovsky, leading engineer, e-mail: let@front.ru
N.M. Nazarov, head of sector, e-mail: nicksx@rambler.ru
JSC «Sozvezdie» Concern»

The expression for a final position calculation of a serial LC tank in the state space after the arbitrary quality of input voltage switchings is examined. The displacement vector and the value area of the displacement vector are found. Some properties of the value area of the displacement vector are investigated.

Keywords: *serial LC tank, relay control, state space, displacement vector, value area of displacement vector.*

Настоящая статья продолжает цикл работ, посвященных поиску и исследованию управляющего сигнала, позволяющего сформировать широкополосный фазоманипулированный сигнал в узкополосном последовательном колебательном контуре. Решение возникающих вопросов актуально при построении широкополосных мобильных передающих средств, имеющих короткие антенны, чей входной импеданс обладает большими значениями мнимой части. Такие антенны, будучи включенными последовательно с катушкой индуктивности, эффективно подавляют бо́льшую часть спектра полезного сигнала. Часть спектра, прошедшая через контур и попавшая в эфир, является узкополосной, и на приемной стороне такой сигнал бракуется. Для расширения полосы выходного сигнала применяется методика, состоящая в том, что в начале такта амплитуда колебаний увеличивается путем подачи на вход контура меандра в фазе с желаемым сигналом. Не доводя амплитуду до максимальных значений, меандр сменяется трехуровневым сигналом. Происходит формирование плоской вершины такта. В некоторый момент времени трехуровневый сигнал сменяется меандром, противофазным развившемуся в контуре колебанию. Подача такого меандра завершается в момент наступления условий мгновенного переключения фазы. Эти условия найдены в работе [1].

В работах [2] и [3] разработан специальный математический инструмент, упрощающий описание поведения контура. В работе [4] обнаружено, что входное воздействие определяет в пространстве состояний контура специальный вектор, названный вектором смещения. Настоящая работа посвящена исследованию свойств вектора смещения.

Рассматривается высокодобротный последовательный колебательный контур. Входным сигналом является напряжение U, подаваемое последовательно подключенным источником ЭДС. Напряжение U кусочно-постоянно и выбирается из множества $U = \{-E, 0, E\}$. Выходным сигналом является протекающий через контур ток i_a.

Подробное описание модели последовательного колебательного контура приведено в [2]. В работе [4] на основании этой модели найдено и доказано выражение, позволяющее по известному начальному положению контура в

 ISSN 1995-7009

пространстве состояний и известной кусочно-постоянной функции входного воздействия $U(t)$ определить положение контура в конечный момент времени. Это выражение выглядит следующим образом:

$$\vec{X}_n = \mathbf{M}(t_n)\cdot\left[\vec{X}_0 + \sum_{i=1}^{n-1}\left(\mathbf{M}(-t_i)-\mathbf{M}\left(-t_{i-1}\right)\right)\cdot\vec{F}_i\right]+ \\ +\left(\mathbf{E}-\mathbf{M}(t_n)\cdot\mathbf{M}\left(-t_{n-1}\right)\right)\cdot\vec{F}_n. \quad (1)$$

Здесь

$$\mathbf{M}(t) = e^{\alpha\cdot t}\cdot\begin{vmatrix}\cos(\beta\cdot t) & -\sin(\beta\cdot t)\\ \sin(\beta\cdot t) & \cos(\beta\cdot t)\end{vmatrix},$$

i – номер интервала постоянства входного воздействия (отсчет начинается с единицы);

$\vec{F}_i$ – фокус, вокруг которого происходило движение контура на интервале i;

$\mathbf{E}$ – единичная матрица;

α и β – действительная и мнимая части корней характеристического уравнения исходного дифференциального уравнения, описывающего зависимость контурного тока от входного напряжения.

Для некоторых приложений бывает удобно выделить описание последнего интервала движения в отдельное слагаемое, как это сделано в формуле (1). Однако, в тех случаях, когда такое описание не представляет особого интереса, выражение (1) может быть преобразовано к следующему виду:

$$\vec{X}_n = \mathbf{M}(t_n)\left[\vec{X}_0 + \sum_{i=1}^{n}\left(\mathbf{M}(-t_i)-\mathbf{M}\left(-t_{i-1}\right)\right)\cdot\vec{F}_i\right]. \quad (2)$$

В работе [4] выражение (2) представлено в виде

$$\vec{X}_n = \mathbf{M}(t_n)\cdot\left[\vec{X}_0 + \vec{S}\right]. \quad (3)$$

Эта формула показывает, что в тех задачах, в которых интерес представляет лишь конечное положение контура в пространстве состояний, например в задаче обеспечения периодичности формируемого сигнала, сложный анализ процессов выдачи входного напряжения U и определения реакции на него последовательного контура, связанной с припасовыванием соседних участков траектории, может быть заменен анализом более простого виртуального движения в пространстве состояний вокруг фокуса, расположенного в начале координат, без каких-либо переключений на движение вокруг фокусов. Траекторией этого виртуального движения является годограф вектора начального положения $\vec{X}_0$, смещенного на вектор $\vec{S}$. Вектор $\vec{S}$ назовем вектором смещения. Выражение, описывающее этот вектор, выглядит так:

$$\vec{S} = \sum_{i=1}^{n}\left(\mathbf{M}(-t_i)-\mathbf{M}(-t_{i-1})\right)\cdot\vec{F}_i. \quad (4)$$

Если известно начальное положение контура X_0, заданы время движения t_n и желаемое конечное положение X_n, то возникает задача синтеза такого управляющего воздействия $U(t)$, которое обеспечило бы перевод X_0 в X_n. Такой синтез является конструированием на основе вычисляемого из выражения (3) вектора $\vec{S}$ множества составляющих его векторов, определяемых формулой (4). Задача выбора кортежа векторов, сложение которых дает вектор $\vec{S}$, непроста.

Настоящая работа посвящена анализу свойств одного слагаемого вектора, входящего в сумму (4). Рассмотрение будет проводиться на полупериоде частоты свободных колебаний контура.

Выпишем k-е слагаемое из выражения (4):

$$\vec{S}_k = \left(\mathbf{M}\left(-t_k\right)-\mathbf{M}\left(-t_{k-1}\right)\right)\cdot\vec{F}_k. \quad (5)$$

Для физически реализуемых моментов t_k и t_{k-1} вектор $\vec{S}$ может принимать значение из ограниченной области. Эту область можно определить, опираясь на выражение (5). Преобразуем выражение (5) к виду

$$\vec{S}_k = \left(\mathbf{M}\left(-t_k\right)-\mathbf{M}\left(-t_{k-1}\right)\right)\cdot\vec{F}_k = \\ = \left(\mathbf{M}\left(-t_{k-1}\right)\cdot\mathbf{M}\left(t_{k-1}\right)\cdot\mathbf{M}\left(-t_k\right)- \\ -\mathbf{M}\left(-t_{k-1}\right)\cdot\mathbf{M}\left(t_{k-1}\right)\cdot\mathbf{M}\left(-t_{k-1}\right)\right)\cdot\vec{F}_k = \\ = \mathbf{M}\left(-t_{k-1}\right)\cdot\left(\mathbf{M}\left(-t_k+t_{k-1}\right)-\mathbf{E}\right)\cdot\vec{F}_k = \\ = \mathbf{M}\left(-t_{k-1}\right)\cdot\left(\mathbf{M}\left(-\Delta_k\right)-\mathbf{E}\right)\cdot\vec{F}_k, \quad (6)$$

где $\Delta_k = t_k - t_{k-1}$ – длительность управляющего импульса.

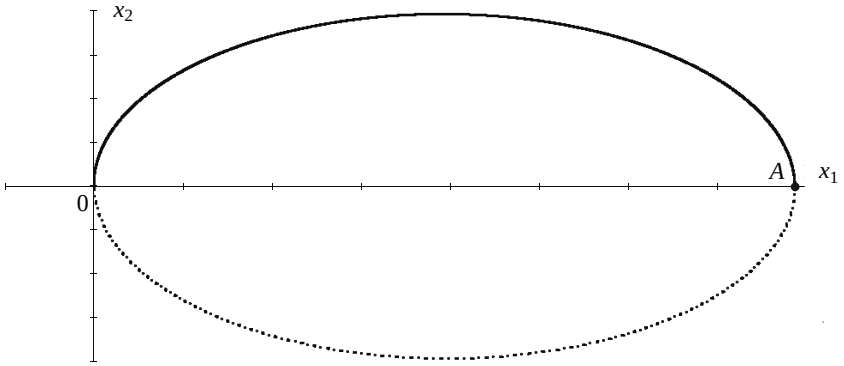
Приняв $t_{k-1} = 0$ и изменяя Δ_k от 0 до $\frac{\pi}{\beta}$, получим дугу, ограничивающую область значений вектора смещения $\vec{S}$ сверху.

Выражение (5) может быть преобразовано и к другому виду:

$$\vec{S}_k = \left(\mathbf{M}\left(-t_k\right)-\mathbf{M}\left(-t_{k-1}\right)\right)\cdot\vec{F}_k =$$

$$= \left(\mathbf{M}(-t_k)\cdot\mathbf{M}(t_k)\cdot\mathbf{M}(-t_k) - \right.$$
$$\left. -\mathbf{M}(-t_k)\cdot\mathbf{M}(t_k)\cdot\mathbf{M}(-t_{k-1})\right)\cdot\vec{F}_k =$$
$$= \mathbf{M}(-t_k)\cdot\left(\mathbf{E}-\mathbf{M}(t_k)\cdot\mathbf{M}(-t_k)\right)\cdot\vec{F}_k =$$
$$= \mathbf{M}(-t_k)\cdot\left(\mathbf{E}-\mathbf{M}(\Delta_k)\right)\cdot\vec{F}_k. \qquad (7)$$

Приняв $t_k = \frac{\pi}{\beta}$ и изменяя Δ_k от 0 до $\frac{\pi}{\beta}$, получим дугу, ограничивающую область значений вектора смещения $\vec{S}$ снизу. Расположение обеих ограничивающих линий в пространстве состояний изображено на рисунке.



Границы области значений вектора смещения

Любое физически реализуемое управление (т.е. такое, что $t_k > t_{k-1} \geq 0$ и $t_k \leq \frac{\pi}{\beta}$) формирует такой вектор смещения $\vec{S}$, который начинается из начала отсчета, а заканчивается в точке, принадлежащей области значений этого вектора, включая граничные линии. Вектора, оканчивающиеся вне области значений вектора $\vec{S}$, не могут быть реализованы никаким управлением. (Следует помнить, что все построения выполнены для одного интервала регулирования. Изменение количества интервалов регулирования приводит к изменению области значений вектора смещения $\vec{S}$).

Определим размеры области значений вектора смещений $\vec{S}$. Горизонтальным размером является отрезок *OA*. Согласно формуле (6) координатой точки *A* является величина

$$x_{1a} = -e^{-\frac{\alpha}{\beta}\cdot\pi}\cdot f_1 - f_1 = -\left(1+e^{-\frac{\alpha}{\beta}\cdot\pi}\right)\cdot f_1. \qquad (8)$$

Для определения вертикального размера области значений вектора $\vec{S}$ необходимо обратить внимание на то, что наивысшая точка этой области принадлежит дуге, описываемой линией (6), при условиях $t_{k-1} = 0$ и $\Delta_k \in \left[0, \frac{\pi}{\beta}\right)$, а нижняя точка принадлежит линии, описываемой (7), при условиях $t_k = \frac{\pi}{\beta}$ и $\Delta_k \in \left[0, \frac{\pi}{\beta}\right)$.

При указанных условиях выражение (6) определяет годограф вектора, который начинается с оси OX_1 из некоторой точки $F_{\text{H}}(f_{\text{H1}},0)$, а через полупериод свободных колебаний оказывается в фокусе, задаваемом напряжением, которое присутствовало на входе контура в течение интервала управления, причем этот годограф смещен по горизонтали на фокусное расстояние. Однако в связи с тем, что смещение по горизонтали не влияет на вертикальные координаты, можно этим смещением пренебречь. Если фокус *F*, в котором оказывается годограф в конечный момент, задан координатами $(f_1,0)$, то точка F_{H} будет иметь первую координату

$$f_{\text{H1}} = -f_1\cdot e^{-\frac{\alpha}{\beta}\cdot\pi}. \qquad (9)$$

Этот результат вытекает из свойства матрицы **M**, описанного в [2]:

$$\mathbf{M}\left(\frac{\pi}{\beta}\right) = -e^{\frac{\alpha}{\beta}\cdot\pi}\cdot\mathbf{E}. \qquad (10)$$

Согласно данным, полученным в [3], если движение началось с оси OX_1 и происходило вокруг фокуса без переключений, то экстремум будет достигнут в момент

$$t_e = \frac{1}{\beta} \cdot \operatorname{arctg}\left(-\frac{\beta}{\alpha}\right). \qquad (11)$$

Координата x_{e2} в этот момент будет такой:

$$x_{e2} = -f_1 \cdot e^{\alpha \cdot \left(t_e - \frac{\pi}{\beta}\right)} \cdot \sin\left(\beta \cdot t_e\right). \qquad (12)$$

Такие же рассуждения для нижнего экстремума приводят к выражению, отличающемуся от выражения (12) знаком. В результате высота области значений получается равной удвоенному значению x_{e2}.

Выводы

В результате проделанной работы обнаружено, что задача синтеза управления, обеспечивающего переход из заданного начального положения X_0 в заданное конечное положение X_n, сводится к вычислению составляющих вектора смещения $\vec{S}$. Обнаружено, что вектор смещения $\vec{S}$ может принимать значения только из своей области значений. Для одного интервала управления найдено, что такая область значений имеет границы, которые определяются по формулам (6) и (7) с учетом описанных условий. Ширина области определяется выражением (8), а высота – удвоенным значением x_{e2}, вычисляемым по формуле (12).

Литература

1. *Назаров Н.М.* Переключение фазы на произвольный угол в высокодобротном последовательном колебательном контуре // Теория и техника радиосвязи. Воронеж, 2005. Вып. 2. С. 55–62.

2. *Назаров Н.М.* Упрощение описания траекторий движения последовательного колебательного контура в пространстве состояний // Теория и техника радиосвязи. 2014. № 4. С. 84–88.

3. *Назаров Н.М.* Преобразование объектов пространства состояний последовательного колебательного контура // Теория и техника радиосвязи. 2015. № 1. С. 66–68.

4. *Назаров Н.М.* Определение конечного положения последовательного колебательного контура после произвольного количества переключений // Теория и техника радиосвязи. 2015. № 2. С. 67–71.

Статья поступила в редакцию 5 февраля 2015 года

УДК 621.391

ЦИФРОВАЯ КОРРЕКЦИЯ ДИСКРЕТНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ВНУТРЕННИХ ИЗЛУЧЕНИЙ РАДИОСТАНЦИЙ

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

Рассмотрен метод уменьшения влияния внутренних излучений радиостанций, основанный на цифровой коррекции частоты импульсных источников питания в радиостанциях. Предложены алгоритмы управления частотой синхронизации вторичных источников питания, позволяющие уменьшить вероятность поражения принимаемого сигнала. Проведен эксперимент, доказывающий эффективность предложенного алгоритма цифровой коррекции.

Ключевые слова: *внутренние излучения, источник питания, цифровая коррекция, перестановочная модуляция, радиостанция.*

DISCRETE COMPONENTS DIGITAL CORRECTION OF INTERNAL RADIATIONS OF RADIO STATIONS

M.A. Yevseyev, senior designer, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: z-e-u-s@mail.ru

The method of reducing the influence of the internal radiation of radio stations based on the digital frequency correction of switching power supplies in radio stations is examined. The control algorithms of a lock-in frequency of the secondary power sources that allow to reduce the probability of the received signal hitting are offered. The experiment sustaining the effectiveness of the proposed algorithm digital correction is made.

Keywords: *internal radiation, power supply, digital correction, permutation modulation, radio station.*

Повышение территориальной плотности абонентов радиосвязи и, как следствие, возрастание эфирных помех создают неблагоприятные условия для высокоскоростного обмена информацией. Для обеспечения надежной связи в сложной электромагнитной обстановке возникает необходимость совершенствования как аппаратной платформы радиостанции, так и применяемых сигнально-кодовых конструкций. Цифровая коррекция нелинейности приемного [1] и передающего трактов позволяет обмениваться информацией с минимальными искажениями. Другим не менее важным источником помех являются внутренние излучения радиостанций.

Для питания энергоэффективных радиостанций применяются импульсные вторичные источники питания (ВИП), так как они имеют минимальные тепловые потери при преобразовании напряжений первичных источников. Но импульсные ВИП имеют существенный недостаток, который выражается в возникновении в процессе работы дискретных составляющих, кратных частоте преобразования ВИП. Традиционные методы борьбы с такими помехами заключаются в экранировании и фильтрации цепей питания [2], однако продукты частоты преобразования ВИП часто не удается подавить в достаточной степени. Также применение этих методов влечет за собой увеличение массогабаритных параметров и повышение конечной стоимости изделия.

Существует методика цифровой коррекции гармоник ВИП, основанная на возможности управления частотой преобразования [3]. Проводится проверка на попадание гармоник в приемный канал шириной w, и в положительном случае принимается решение о коррекции частоты преобразования $f_{\text{с}}$ в зависимости от частоты настройки приемного канала $f_{\text{н}}$. Этот метод имеет высокую эффективность, если диапазон возможных частот преобразования ВИП $f_{\text{с min}} \cdots f_{\text{с max}}$ удовлетворяет неравенству

$$w < \left(f_{\text{с max}} - f_{\text{с min}}\right) \cdot \left\lfloor \frac{f_{\text{н}}}{f_{\text{с min}}} \right\rfloor. \qquad (1)$$

Для *N*-канального приемника достаточное условие применяемости выглядит следующим образом:

$$N \cdot w < \left(f_{\text{с max}} - f_{\text{с min}}\right) \cdot \left\lfloor \frac{f_{\text{н min}}}{f_{\text{с min}}} \right\rfloor, \qquad (2)$$

где $f_{\text{н min}}$ – частота настройки самого нижнего канала приема.

 ISSN 1995-7009

Таким образом, ограниченность применения этой методики не позволяет корректировать гармоники ВИП при использовании широкополосных сигналов, например сигналов с перестановочной модуляцией [4].

Среднескоростные модемы с перестановочной модуляцией позволяют эффективнее использовать ресурсы радиоканала для передачи информации, чем традиционная многоканальная частотная телеграфия (МнЧТ). Однако специфика использования этого вида модуляции подразумевает отсутствие узкополосных помех в канале. В противном случае символы сигнально-кодовой конструкции могут быть ошибочно приняты либо отброшены.

Целью настоящей работы является рассмотрение метода уменьшения влияния внутренних излучений на устойчивость сигнально-кодовых конструкций.

Задача состоит в устранении гармонических составляющих частоты преобразования ВИП, попадающих в полосу пропускания приемника.

Рассмотрим спектр принимаемых SDR-платформой помех ВИП в диапазоне от 7.15 до 10 МГц (рис. 1).

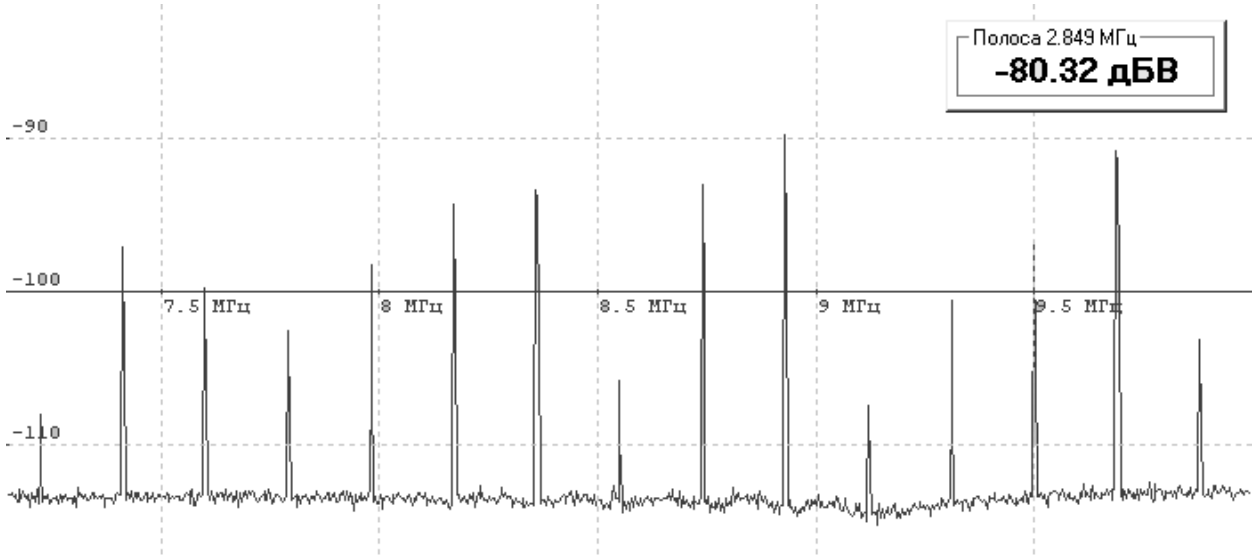


Рис. 1. Спектр принимаемых помех ВИП в диапазоне от 7.15 до 10 МГц

Относительная спектральная плотность шума в этом диапазоне частот, как видно из рис. 1, равна –80.32 дБВ. В пересчете на полосу 3.4 кГц спектральная плотность мощности равна

$$W = -10 \cdot \lg\left(\frac{2850000}{3400}\right) - 80.32 = -109.55\,\text{дБВ}. \quad (3)$$

Если рассмотреть шумовую полосу приемника в диапазоне 8–8.11 МГц (рис. 2), свободную от помех, то в пересчете на полосу 3.4 кГц получаем

$$W_{\text{Noise}} = -10 \cdot \lg\left(\frac{110000}{3400}\right) - 98.48 = -113.58\,\text{дБВ}. \quad (4)$$

Спектральная плотность мощности шума, усредненная в полосе 7,15–10 МГц с множеством гармоник ВИП, отличается от спектральной плотности мощности полосы, свободной от помех, на $W - W_{\text{Noise}} = -109.55 - (-113.58) = 4.03$ дБ. Таким образом, если энергию дискретных составляющих ВИП в результате цифровой коррекции равномерно распределить по спектру, то уровень шума в полосе приёма увеличится на 4.03 дБ, при этом исключается вероятность поражения информационных символов перестановочной модуляции. Полученная величина определяет повышение уровня шума от рассматриваемого метода цифровой коррекции.

Для управления частотой преобразования блока питания к соответствующим входам импульсных ВИП целесообразно подключить цифровой синтезатор частоты. Современные цифровые синтезаторы частоты обладают высокой скоростью перестройки и точностью установки частоты. Это позволяет синхронизировать все ВИП SDR-платформы одной частотой преобразования и эффективно управлять ей. Структурная схема SDR-платформы с синхронизируемыми ВИП показана на рис. 3.

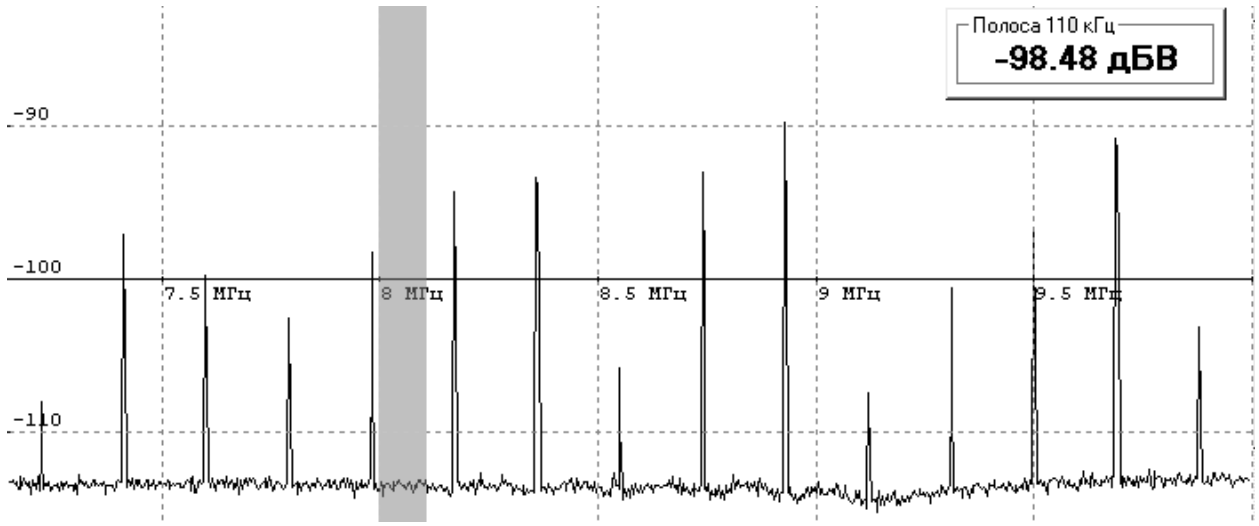


Рис. 2. Оценка спектральной плотности мощности шума в диапазоне 8–8.11 МГц

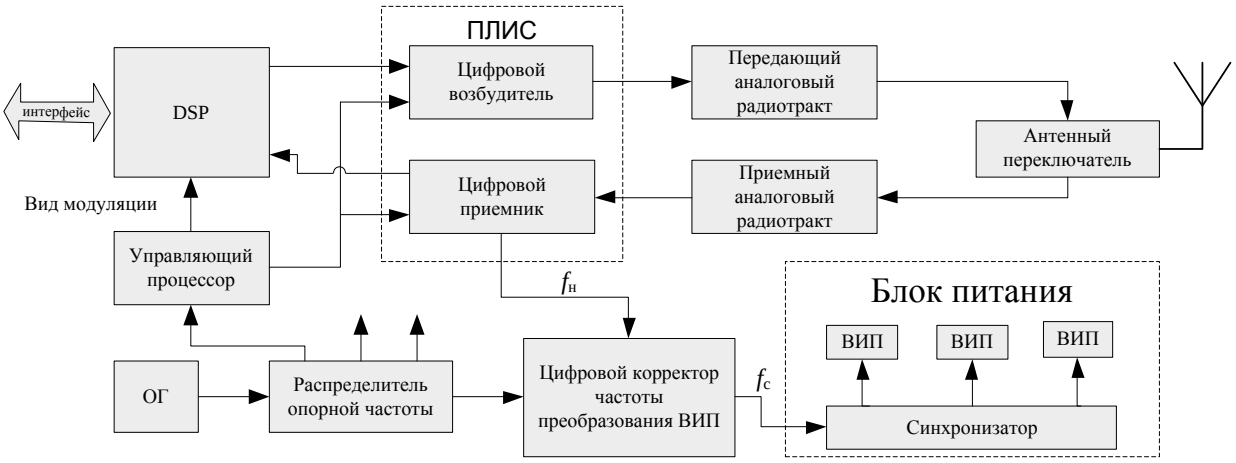


Рис. 3. Структурная схема SDR-платформы с синхронизируемым блоком питания

Наименьший номер гармоники m, которая попадает в канал приема, вычисляется следующим образом:

$$m = \left\lfloor \frac{f_н}{f_c} \right\rfloor. \qquad (5)$$

Гармоники ВИП будут «размываться» в частотной области, свободной от помех, а именно – в интервале $[m \cdot f_c; (m+1) \cdot f_c]$ шириной f_c (рис. 4). Если шаг частоты преобразования равен Δf_c, то шаг по частоте гармоники $m \cdot f_c$ будет $m \cdot \Delta f_c$. Скорость перестройки частоты преобразования V_c в этом интервале можно определить как

$$V_c = \frac{f_c}{m \cdot \Delta f_c}. \qquad (6)$$

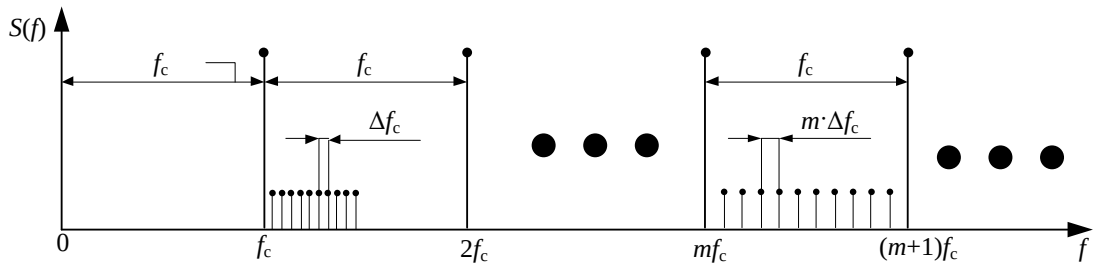


Рис. 4. Равномерное распределение по спектру гармоник частоты преобразования ВИП в интервале $[m \cdot f_c; (m+1) \cdot f_c]$

Скорость перестройки частоты преобразования зависит также от частоты манипуляции V_m, т.е. за период манипуляции частота преобразования должна успеть «пробежать» с шагом $\Delta f_{\text{с}}$ частотный отрезок, равный периоду следования гармоник, а именно $f_{\text{с}}$. Учтем частоту манипуляции:

$$V_{\text{с}} = \frac{f_{\text{с}} \cdot V_m}{m \cdot \Delta f_{\text{с}}}. \quad (7)$$

В качестве начальных условий обычно известны параметры V_m и m, а $f_{\text{с}}$ выбирается как минимально возможная частота преобразования, допустимая для стабильной работы ВИП.

Неизвестный параметр – шаг перестройки частоты преобразования $\Delta f_{\text{с}}$ – обратно пропорционален скорости $V_{\text{с}}$, т.е. чем быстрее мы сможем перестраивать частоту преобразования, тем короче может быть шаг частоты. А чем короче шаг частоты, тем равномернее «размывание» гармоник ВИП. Целесообразно переписать формулу (7):

$$\Delta f_{\text{с}} = \frac{f_{\text{с}} \cdot V_m}{m \cdot V_{\text{с}}}. \quad (8)$$

В таком виде можно рассчитать шаг частоты преобразования, исходя из известных начальных условий, а в качестве $V_{\text{с}}$ взять максимально возможную скорость перестройки частоты.

Для точной оценки величин $V_{\text{с}}$ и $\Delta f_{\text{с}}$ можно также воспользоваться следующими рассуждениями.

Количество новых гармоник n, возникающих за время наблюдения, равное периоду манипуляции в частотном интервале $\left[m \cdot f_{\text{с}}; (m+1) \cdot f_{\text{с}}\right]$, будет определяться как

$$n = \frac{f_{\text{с}}}{m \cdot \Delta f_{\text{с}}}. \quad (9)$$

Следовательно, энергия одной новой гармоники будет отличаться от энергии стационарной гармоники без перестройки частоты в n раз, или на $10 \cdot \lg(n)$ дБ.

По напряжению сформированные корректором новые гармоники будут меньше в $\sqrt{n}$ раз, или на $K = 20 \cdot \lg\left(n^{\frac{1}{2}}\right) = 10 \cdot \lg(n)$ дБ.

Оценив величину уровня помехи относительно шума K, можно вычислить n по формуле

$$n = 10^{\frac{K}{10}}. \quad (10)$$

Переписав формулу (9) и подставив известное n, определяем необходимый шаг частоты преобразования для получения равномерного спектра помех от ВИП:

$$\Delta f_{\text{с}} = \frac{f_{\text{с}}}{m \cdot 10^{\frac{K}{10}}}. \quad (11)$$

Подставляя (11) в формулу (7), находим минимально необходимую скорость перестройки частоты преобразования ВИП:

$$V_{\text{пр}} = \frac{f_{\text{пр}} \cdot V_m}{m \cdot \frac{f_{\text{пр}}}{m \cdot 10^{\frac{K}{10}}}} = \frac{V_m}{\frac{1}{10^{\frac{K}{10}}}} = V_m \cdot 10^{\frac{K}{10}}. \quad (12)$$

Из выражения (12) следует, что скорость перестройки частоты не будет зависеть от порядкового номера перестраиваемой гармоники и частоты преобразования, а определяется лишь требуемым подавлением паразитной гармоники за период манипуляции.

Для практической оценки эффективности приведенного выше метода цифровой коррекции проведем эксперимент на SDR-платформе с возможностью синхронизации ВИП (рис. 3).

На рис. 1 анализатор энергетического спектра приемника отмечает точки на графике, соответствующие среднеквадратичному значению уровня напряжения в приемных каналах шириной $w = 3.4$ кГц, следующих друг за другом. Гармоники ВИП следуют с частотой 190 кГц. Измерение среднеквадратичного значения уровня напряжения в каждом канале занимает 20 мс, т.е. каждые $\Delta t = 20$ мс происходит изменение частоты настройки канала и, следовательно, шага изменения частоты преобразования.

Исходя из этого, частота манипуляции будет определяться как $V_m = \frac{1}{\Delta t} = \frac{1}{0.02} = 50$ бод. Количество шагов частоты преобразования ВИП n выберем исходя из количества анализируемых точек за интервал между гармониками частоты преобразования:

$$n = \left[\frac{f_{\text{с}}}{w}\right] = \left[\frac{190000}{3400}\right] = 56. \quad (13)$$

Следовательно, коэффициент подавления гармоники ВИП будет $K = 10 \cdot \lg(56) = 17.48$ дБ. Минимальная скорость изменения частоты преобразования вычисляется по формуле (12):

$$V_c = V_m \cdot n = 50 \cdot 56 = 2800 \text{ Гц}. \quad (14)$$

С учетом рассчитанных выше начальных условий используем предлагаемый метод цифровой коррекции и изобразим на рис. 5 два графика: с коррекцией и без коррекции гармоник ВИП в диапазоне от 7.15 до 10 МГц.

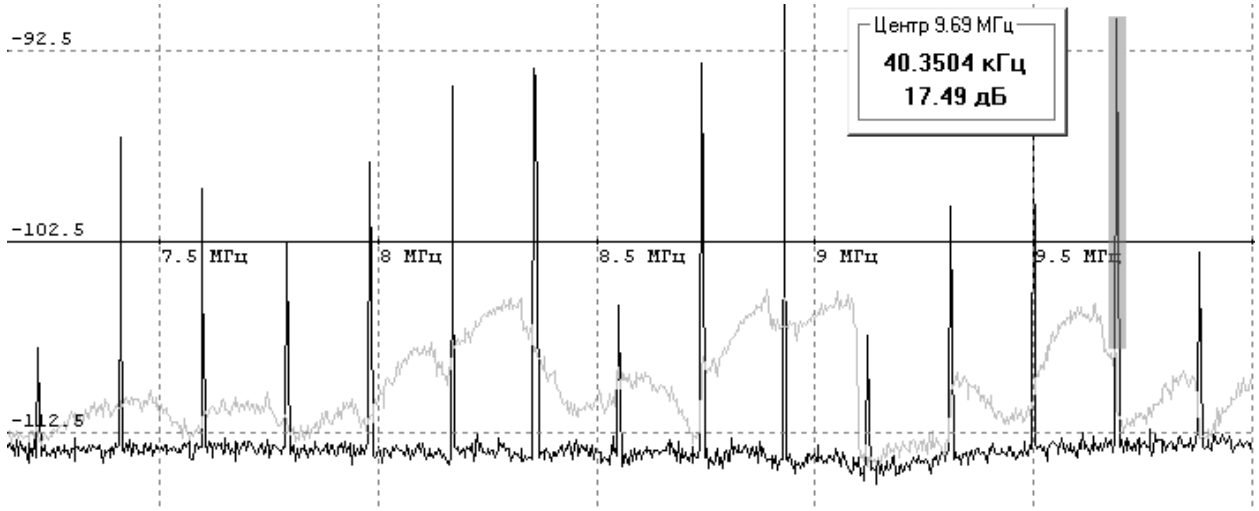


Рис. 5. Энергетический спектр приемника:
– без коррекции
– с коррекцией

На рис. 5 видно, что каждая гармоника ВИП «размывается» по спектру в своей окрестности. Уровень гармоник отличается от уровня шума на прогнозируемую величину $K = 17.48$ дБ с достаточной степенью точности. Неравномерное поведение энергетического спектра с коррекцией обусловлено различной чувствительностью к помехам ВИП, зависящей от частоты.

Эффективность предлагаемого метода цифровой коррекции применительно к сигналам с перестановочной модуляцией можно оценить по коэффициенту ошибок при различном уровне сигнала и помехи. Выигрыш от цифровой коррекции будет определяться как разница уровней сигнала с перестановочной модуляцией с коррекцией и без коррекции гармоник ВИП при одинаковом коэффициенте ошибок.

Активными позициями символа перестановочной модуляции будем называть те M из N различаемых частотных позиций, на которых присутствуют гармонические колебания.

Вероятность ошибки применительно к сигналам с перестановочной модуляцией определяется по формуле [5]

$$P = \int_0^{\infty} P(y) \cdot W(y) dy. \quad (15)$$

Вероятность того, что из $N - M$ позиций, в которых нет синусоид, хотя бы одно значение, распределенное по райсовскому закону, превысит некоторое пороговое значение y при наличии узкополосной помехи в канале, определяется как

$$P(y) = 1 - \left(1 - e^{\frac{-y^2 N}{2\sigma^2}}\right)^{N-M-1} \cdot \left(1 - Q1(u_s, y)\right), \quad (16)$$

где u_s – среднеквадратичное значение помехи в канале;

σ – среднеквадратическое отклонение случайной величины;

$Q1(u_s, y)$ – функция Маркума первого порядка [6].

Функция распределения Райса для минимального значения случайной величины из M частот, в которых передается синусоидальный сигнал, аппроксимированная нормальным законом распределения, с учетом узкополосной помехи определяется как

$$W(y)=\frac{\partial}{\partial y}\left(\left(\int_0^y \frac{\sqrt{N}}{\sqrt{2\pi\sigma}}\cdot e^{-\frac{\left(y-\frac{u}{\sqrt{M}}\right)^2\cdot N}{2\sigma^2}}\partial y\right)^{M-1}\times\right.$$

$$\left.\times\int_0^y \frac{\sqrt{N}}{\sqrt{2\pi\sigma}}\cdot e^{-\frac{\left(y-\sqrt{u^2+u_s^2}\right)^2\cdot N}{2\sigma^2}}\partial y\right), \qquad (17)$$

где u – среднеквадратичное значение напряжения сигнала в канале.

Взяв дифференциал в (17) и подставив (16) и (17) в (15), получим

$$P_1(u,u_s)=\int_0^\infty\left(1-\left(1-e\frac{-y^2N}{2\sigma^2}\right)^{N-M-1}\cdot\left(1-Q1(u_s,y)\right)\right)\times$$

$$\times\left(\left(1-\operatorname{erf}\left(\frac{\left(y-\frac{u}{\sqrt{M}}\right)\cdot\sqrt{N}}{\sigma}\right)^{M-2}\right)\times\right.$$

$$\times(M-1)\cdot\left(\frac{\sqrt{N}}{\sqrt{2\pi\sigma}}\cdot e^{-\frac{\left(y-\frac{u}{\sqrt{M}}\right)^2\cdot N}{2\sigma^2}}\right)\times$$

$$\left.\times\left(1-\operatorname{erf}\left(\frac{\left(y-\frac{\sqrt{u^2+u_s^2}}{\sqrt{M}}\right)\cdot\sqrt{N}}{\sigma}\right)\right)+\right.$$

$$+\left(\frac{\sqrt{N}}{\sqrt{2\pi\sigma}}\cdot e^{-\frac{\left(y-\frac{\sqrt{u^2+u_s^2}}{\sqrt{M}}\right)^2\cdot N}{2\sigma^2}}\right)\times$$

$$\times\left(\frac{\sqrt{N}}{\sqrt{2\pi\sigma}}\cdot e^{-\frac{\left(y-\frac{\sqrt{u^2+u_s^2}}{\sqrt{M}}\right)\cdot N}{2\sigma^2}}\right)\times$$

$$\left.\times\left(1-\operatorname{erf}\left(\frac{\left(y-\frac{u}{\sqrt{M}}\right)\cdot\sqrt{N}}{\sigma}\right)^{M-1}\right)\right)\partial y. \qquad (18)$$

В случае, если узкополосные помехи присутствуют во всех N частотных позициях перестановочной модуляции, вероятность ошибки будет вычисляться как

$$P_N(u,u_s)=\int_0^\infty\left(1-\left(1-Q1(u_s,y)\right)^{N-M}\right)\times$$

$$\times\left(\left(1-\operatorname{erf}\left(\frac{\left(y-\frac{\sqrt{u^2+u_s^2}}{\sqrt{M}}\right)\cdot\sqrt{N}}{\sigma}\right)^{M-1}\right)\times\right.$$

$$\times\left(\left(1-\operatorname{erf}\left(\frac{\left(y-\frac{\sqrt{u^2+u_s^2}}{\sqrt{M}}\right)\cdot\sqrt{N}}{\sigma}\right)^{M-1}\right)\times\right.$$

$$\left.\left.\times M\frac{\sqrt{N}}{\sqrt{2\pi\sigma}}\cdot e^{-\frac{\left(y-\frac{\sqrt{u^2+u_s^2}}{\sqrt{M}}\right)^2\cdot N}{2\sigma^2}}\right)\partial y. \qquad (19)\right.$$

Рассмотрим частный случай воздействия узкополосной гармоники ВИП с $f_c = 200$ кГц уровнем u_s на сигнал с перестановочной модуляцией со следующими параметрами:

– количество частотных позиций $N = 64$;

– количество гармонических элементов $M = 16$;

– расстояние по частоте между частотными позициями $\Delta f_N = 100$ Гц.

Коррекцию помехи u_s путем распределения ее энергии в свободной частотной области, соответствующей f_c, проведем таким образом, чтобы новые гармоники ВИП попадали в каждую позицию N. После коррекции уровень гармоники уменьшится в $n=\frac{f_c}{\Delta f_N}=\frac{200000}{100}=2000$ раз, или на $K=10\cdot\lg(2000)=33$ дБ. При частоте манипуляции 50 бод скорость перестройки частоты преобразования согласно (14) будет $V_c=50\times$ $\times 2000=100$ кГц.

Построим зависимости (рис. 6) вероятностей ошибки $P_1(u,10)$ и $P_N\left(u,\frac{10}{n}\right)$ сигнала с перестановочной модуляцией от отношения сигнал/шум в канале по формулам (18) и (19) соответственно.

Согласно рис. 6 выигрыш в величине динамического диапазона от цифровой коррекции внутренних узкополосных помех применительно к рассмотренному сигналу с перестановочной модуляцией на уровне чувствительности $P_0 = 0.01$ равняется $10\cdot\lg(4.8)=6.8$ дБ.

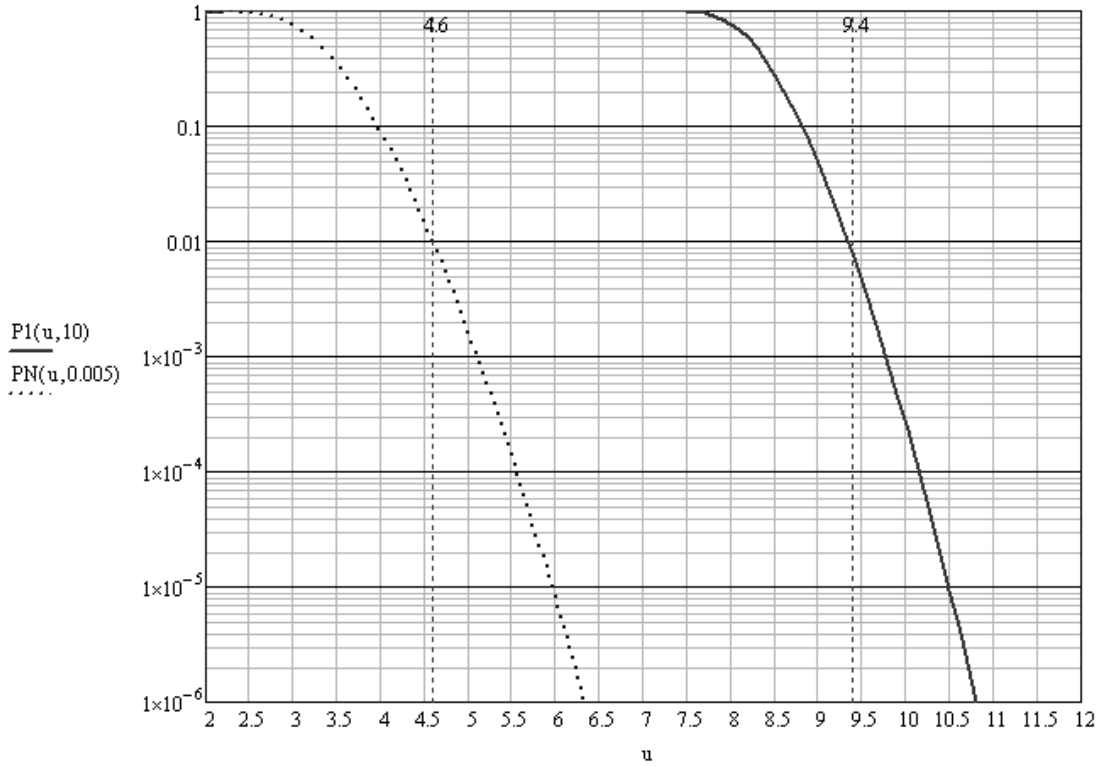


Рис. 6. Вероятности ошибки сигнала с перестановочной модуляцией

Рассмотренный метод цифровой коррекции позволяет распределять энергию узкополосной помехи по спектру, повышая уровень шума и снижая вероятность поражения символов, чувствительных к помехам сигнально-кодовых конструкций. Данный метод предлагается применять в случае, если не выполняется достаточное условие применения методов, основанных на отстройке гармоник ВИП из полосы пропускания приемных каналов. Структурная схема принятия решения о применении конкретной методики согласно условию (2) представлена на рис. 7.

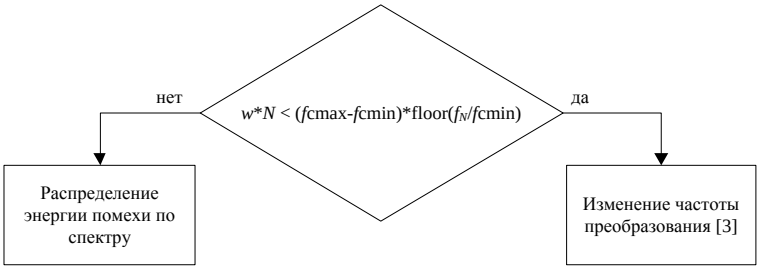


Рис. 7. Выбор метода цифровой коррекции внутренних излучений ВИП

Выводы

По сравнению с известными методами цифровой коррекции гармоник ВИП предложенная методика позволяет устранить узкополосные помехи, рассредоточив их энергию по свободной от помех частотной области. Полученные соотношения позволяют рассчитать параметры цифрового корректора для достижения наиболее равномерного распределения энергии узкополосной помехи ВИП в зависимости от частоты настройки канала. Для достижения предельно возможного подавления гармоник ВИП следует использовать максимально возможную скорость перестройки частоты преобразования ВИП.

Для проверки эффективности предложенной методики проведен эксперимент на SDR-платформе с возможностью синхронизации импульсных ВИП. Полученные результаты совпадают с расчетными значениями с достаточной степенью точности.

Также проведена оценка эффективности описанной методики применительно к сигналам

с перестановочной модуляцией с заданными параметрами. В результате получен выигрыш в величине динамического диапазона 6.8 дБ.

Решение об использовании предложенного метода цифровой коррекции принимается в зависимости от ширины приемного канала и диапазона рабочих частот преобразования ВИП.

В отличие от традиционного экранирования и фильтрации цепей питания уменьшение количества частот, пораженных внутренними излучениями импульсных источников питания, путём цифровой коррекции не приводит к увеличению массы и цены радиостанций. Разработанные оригинальные алгоритмы цифровой коррекции применены при построении систем питания программно-определяемых радиостанций шестого поколения с увеличенной скоростью передачи, что позволяет существенно уменьшить количество самопораженных частот.

Литература

1. *Маковий В.А.* Цифровая коррекция комбинаций в SDR радиостанциях // Теория и техника радиосвязи. 2012. № 3. С. 25–34.

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

3. *Маковий В.А., Евсеев М.А.* Применение цифровой коррекции для уменьшения влияния внутренних излучений радиостанции // Теория и техника радиосвязи. 2015. № 2. С. 44–53.

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

5. *Чупеев С.А.* Повышение скорости передачи аккордных сигналов // Теория и техника радиосвязи. 2004. № 2. С. 131–136.

6. *Marcum J.I., Swerling P.* Special monograph issue. Studies of target detection by pulsed radar // IRE Trans. Inform. Theory. April, 1960. V. IT-6, № 2. Pp. 59–308.

Статья поступила в редакцию 12 марта 2015 года

УДК 621.391.23

ПРИМЕНЕНИЕ КАСКАДНЫХ ИНТЕРПОЛЯТОРОВ ДЛЯ ПЛАВНОГО ИЗМЕНЕНИЯ ЧАСТОТЫ ДИСКРЕТИЗАЦИИ

С.А. Ермаков, к.т.н., консультант, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: versta9km@mail.ru

Проанализирована проблема разработки вычислительно эффективной функциональной схемы асинхронного интерполятора и предложен вариант ее решения. Разработаны оригинальные функциональные схемы первой ступени каскадного интерполятора. Получены аналитические выражения для нахождения уровня помех и динамического диапазона преобразователя частоты дискретизации при плавном преобразовании частоты дискретизации в каскадном интерполяторе. Оценен относительный выигрыш от реализации каскадного интерполятора.

Ключевые слова: *преобразование частоты дискретизации, интерполяция, децимация, динамический диапазон, асинхронный интерполятор, каскадный интерполятор, экспандер частоты дискретизации, компрессор частоты дискретизации.*

CASCADE INTERPOLATORS APPLICATION FOR SAMPLING RATE CONTINUOUS TRANSFORMATION

S.A. Yermakov, Ph.D. in Engineering Sciences, consultant, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: versta9km@mail.ru

The problem of developing a computationally efficient functional circuit of asynchronous interpolator is analyzed and the solution of its decision is offered. The original functional circuits of the first stage cascade interpolator are developed. Analytical expressions for finding the noise level and dynamic range of the sampling rate converter at continuous sampling rate transformation in cascade interpolator are received. The relative gain from the cascade interpolator realization is estimated.

Keywords: *sampling rate transformation, interpolation, decimation, dynamic range, asynchronous interpolator, cascade interpolator, sampling rate expander, sampling rate compressor.*

Современные программно-определяемые радиосредства, в которых реализованы аналого-цифровые тракты (АЦТ) с дискретизацией сигнала на радиочастоте, обеспечивают высокие величины частотной избирательности. Кроме того, теоретически доказано [1, 2], что существует возможность дополнительного увеличения частотной избирательности таких радиосредств путем изменения частоты дискретизации радиочастотного аналого-цифрового преобразователя пропорционально частоте настройки приемника для увеличения частотного разноса между основным каналом приема и его копиями, расположенными в других полосах Найквиста. Однако для практической реализации такого метода цифровой коррекции, помимо переменной частоты дискретизации f_d, необходимо обеспечить фиксированное значение частоты дискретизации f_{out}, с которой отсчеты принимаемого сигнала поступают на вход демодулятора. Данное условие, помимо прочего, необходимо обеспечить по причине неоправданно высокой продолжительности процесса отладки и верификации большого количества соответствующих демодуляторов.

Также известно [3], что реализация преобразования частоты дискретизации возможна с помощью схем, представляющих собой различные сочетания фильтров, интерполяторов, дециматоров и асинхронных интерполяторов [4], плавно изменяющих частоту дискретизации. В частности, асинхронный интерполятор нулевого порядка позволяет одним из способов [4] считывать с частотой f_o отсчеты сигнала $s(m)$ с выхода асинхронного интерполятора по известным отсчетам входного сигнала $s(k)$ с частотой дискретизации f_i. Сигнал $s(m)$ представляет собой сумму передискретизированного с частотой f_o сигнала $s(k)$ и ошибки интерполяции (помехи интерполяции). Причем ошибка интерполяции цифрового сигнала уменьшается при уменьшении временного промежутка между соседними отсчетами, и величина коэффициента интерполяции L должна определяться допустимым

 ISSN 1995-7009

уровнем вносимых в интерполируемый сигнал помех на выходе устройства.

Как показывают расчеты в [4], для удовлетворения современных требований к динамическому диапазону приемника требуется достаточно высокое значение L, что увеличивает вычислительную сложность преобразователя. Этот факт ограничивает применение подобных схем в радиочастотных АЦТ.

Целью настоящей работы является разработка вычислительно эффективной функциональной схемы асинхронного интерполятора, обеспечивающего уровень помех, не превышающий заранее заданного значения.

Как известно [5], интерполяторы первого порядка (линейные интерполяторы) обеспечивают меньший по сравнению с интерполяторами нулевого порядка уровень ошибки. Однако, оставаясь в рамках квантованного сигнала (цифрового, непрерывного по времени), невозможно реализовать линейную интерполяцию между двумя моментами изменения интерполируемого непрерывного по времени сигнала. Это потребовало бы бесконечной тактовой частоты устройства вычисления мгновенной амплитуды на интерполируемом временном интервале. Поэтому для реализации преобразователя частоты дискретизации асинхронный интерполятор нулевого порядка является разумным выбором.

Уменьшить ошибку интерполяции предлагается путем применения каскадной интерполяции. Основная идея построения каскадных интерполяторов основывается на том, что первая ступень каскадного интерполятора (рис. 1), повышает частоту дискретизации входного сигнала интерполятора в L_1 раз, используя линейную интерполяцию между входными цифровыми отсчетами интерполируемого сигнала. Вторая ступень выполнена как известный асинхронный интерполятор нулевого порядка [4].

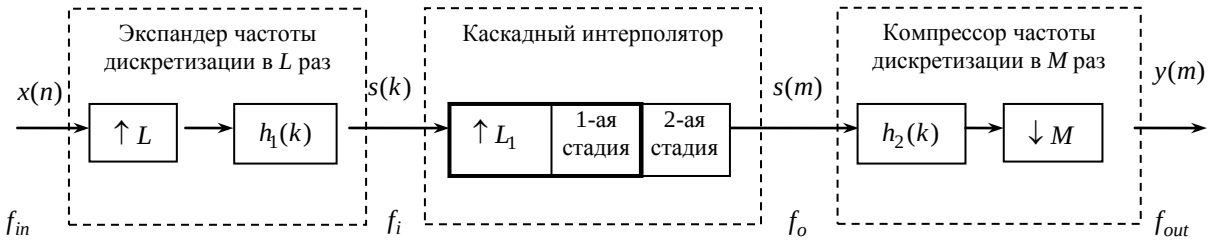


Рис. 1. Преобразователь частоты дискретизации с каскадным асинхронным интерполятором

Представим интерполируемый аналоговый сигнал $s(t)$ в виде суммы четырех сигналов:

$$s(t) = s_{kn}(t) + \xi_1(t) + \xi_0(t) + \Delta(t). \qquad (1)$$

Здесь $s_{kn}(t)$ – результат линейной интерполяции значений цифрового сигнала $s(k)$ на выходе первой ступени каскадного интерполятора;

$\xi_1(t)$ – ошибка линейной интерполяции на выходе первой ступени каскадного интерполятора;

$\xi_0(t)$ – ошибка интерполяции нулевого порядка на выходе второй ступени каскадного интерполятора;

$\Delta(t)$ – ошибка квантования цифрового сигнала на выходе восходящей ступени интерполятора.

Ошибка квантования определяется разрядностью применяемого цифрового тракта и линейно уменьшается при увеличении разрядности. В представляющих практический интерес случаях $\Delta(t) << \xi(t)$, поэтому далее ошибка квантования учитываться не будет. В соответствии с (1) сигнал на выходе каскадного интерполятора до передискретизации с частотой f_o представим в виде

$$s_{kn}(t) = s(t) - \xi_1(t) - \xi_0(t). \qquad (2)$$

На рис. 2 представлены временные диаграммы, демонстрирующие механизм работы каскадного интерполятора и принципы возникновения ошибок интерполяции. На рис. 2а по оси абсцисс отложено время t, моменты k взятия отсчетов цифрового входного сигнала интерполятора с частотой f_i и соответствующие им дополнительные моменты времени k' с той же частотой, сдвинутой относительно нее по времени на $\frac{1}{2 \cdot f_i}$, и формирующие

подынтервалы интерполяции нулевого порядка. Также на оси абсцисс отмечены моменты времени n, в которых рассчитываются значения отсчетов сигнала, являющегося линейной интерполяцией входного сигнала. Также по оси абсцисс отложены дополнительные моменты времени n', формирующие подынтервалы интерполяции нулевого порядка для отсчетов линейно интерполированного сигнала. По оси ординат отложен уровень соответствующих сигналов. На графике рассмотрен один интервал интерполяции $\tau_i = \frac{1}{f_i}$, на котором представлен непрерывный сигнал τ, соответствующий входному цифровому сигналу интерполятора $s(k)$, который на рисунке представлен двумя отсчетами, обозначенными 0 и 1. Также на графике представлены отсчеты сигнала $s_k(n)$, линейно интерполирующие входной сигнал, вычисленные в моменты n и обозначенные 0…6. Кроме того, на графике изображен сигнал $s_{kn}(t)$, непрерывный по времени и квантованный по уровню, полученный путем интерполяции нулевого порядка сигнала $s_k(n)$ на подынтервалах интерполяции n' $(0'...5')$. Для наглядности на графике также отображен цифровой сигнал $s'(n)$, который представляет собой входной сигнал интерполятора, продискретизированный с более высокой частотой $L \cdot f_i$. На основании представленных на рис. 2a графиков вычисляются ошибки интерполяции, которые могут возникнуть при использовании интерполяторов различных типов. Так, на рис. 2b представлена функция $\xi_c(t)$ ошибки интерполяции при использовании асинхронного интерполятора нулевого порядка типа «с» на том же интервале интерполяции; соответственно, $\xi_{c_{\max}}$ – максимальное значение, принимаемое функцией на интервале интерполяции. На рис. 2c представлены отсчеты и огибающая сигнала $\xi_1(t)$, представляющие собой значения функции ошибки интерполяции на выходе первой ступени (линейный интерполятор) каскадного интерполятора на том же интервале интерполяции; соответственно, $\xi_{1_{\max}}$ – максимальное значение, принимаемое функцией на интервале интерполяции. Поведение функции $\xi_0(t)$ ошибки интерполяции при использовании асинхронного интерполятора нулевого порядка типа «с» на более узком интервале интерполяции $\tau_i' = \frac{1}{L_1 \cdot f_i}$ представлено на рис. 2d; соответственно, $\xi_{0_{\max}}$ – максимальное значение, принимаемое функцией на исходном интервале интерполяции $\tau_i = \frac{1}{f_i}$. На рис. 2e представлены функция $\xi_k(t)$ ошибки интерполяции на выходе второй ступени каскадного интерполятора на интервале интерполяции τ_i и, для сравнения, функция ошибки интерполяции $\xi_1(t)$; соответственно, $\xi_{k_{\max}}$ – максимальное значение, принимаемое функцией на исходном интервале интерполяции τ_i. Как видно из рисунка, функция ошибки каскадного интерполятора является комбинацией функций ошибок $\xi_1(t)$ и $\xi_0(t)$ составляющих его ступеней. На рис. 2f представлены отсчеты выходного цифрового сигнала $s(m)$, полученного путем передискретизации с частотой f_o выходного сигнала каскадного интерполятора $s_{kn}(t)$ – непрерывного по времени и квантованного по уровню. Из рисунка видно, что в общем случае ошибка интерполяции не зависит от частоты f_o, поскольку при произвольной величине f_o промежуток времени τ_j между моментом взятия отсчета из интерполированного сигнала $s_{kn}(t)$ нисходящей ступенью интерполятора и дополнительными моментами интерполяции не превысит $\frac{\tau_i}{2 \cdot L_1}$.

Поведение функций $\xi_c(t)$ и $\xi_k(t)$ на рис. 2 демонстрирует результат работы механизма уменьшения максимальной ошибки $\xi_{r_{\max}}$ в каскадном интерполяторе относительно асинхронного интерполятора типа «с».

На основании определения интерполятора первого порядка могут быть синтезированы различные варианты функциональных схем первой ступени каскадного интерполятора.

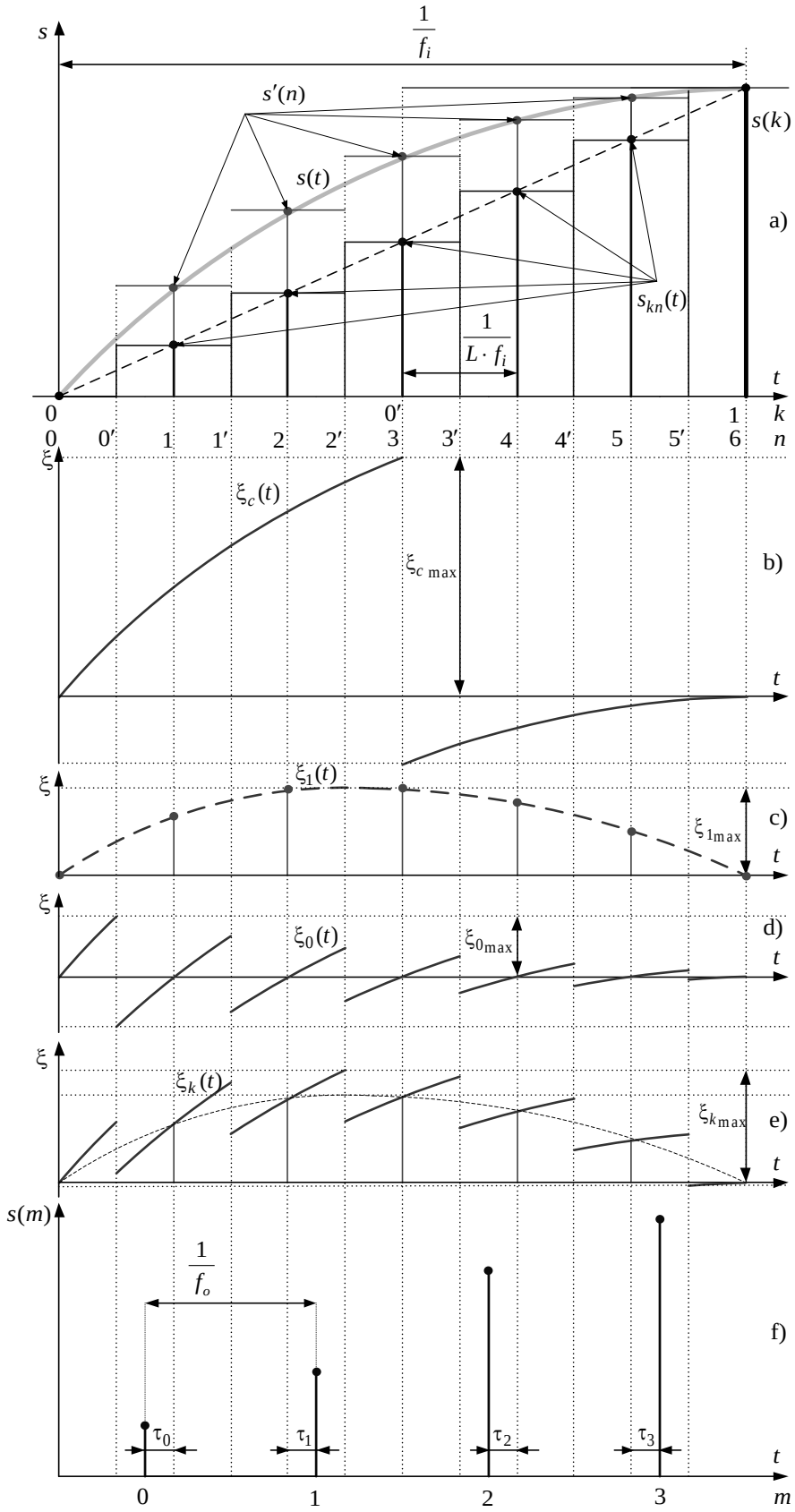


Рис. 2. Временные диаграммы работы каскадного интерполятора

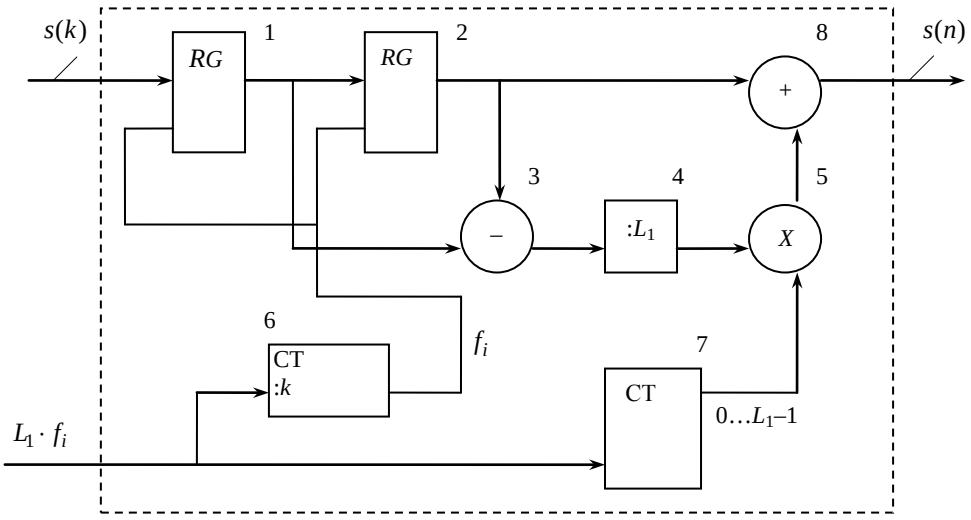


Рис. 3. Первый вариант реализации первой ступени каскадного интерполятора

Первый вариант, функциональная схема которого представлена на рис. 3, работает следующим образом. Отсчеты выходного сигнала экспандера частоты дискретизации $s(k)$ с частотой f_i и достаточной разрядностью поступают на сигнальный вход первой ступени каскадного интерполятора. Для примера на рис. 3 показана разрядность шины данных 32 бита, достаточная для большинства применений. На вход синхронизации первой ступени интерполятора поступает тактовая частота $L_1 \cdot f_i$, которая формируется путем умножения на коэффициент L_1 тактовой частоты выходных отсчетов экспандера частоты дискретизации (рис. 1). Далее она поступает на тактовые входы делителя частоты на L_1 и $\log_2(L_1)$-битного счетчика.

Отсчеты с сигнального входа поступают на два последовательно соединенных параллельных регистра 1 и 2, на тактовые входы (входы параллельной перезаписи) которых поступают импульсы с тактовой частотой f_i с выхода делителя частоты 6. В результате в каждый момент времени t на выходе регистров 1 и 2 присутствуют значения отсчетов интерполируемого сигнала с номерами k и $k-1$ соответственно. Эти отсчеты на рис. 2 обозначены индексами 0 и 1. Выходы первого и второго регистров подключены к входам цифрового вычислителя разности 3, на выходе которого в каждый момент времени присутствует сигнал разности между соседними отсчетами входного сигнала $s(k)$, $s(k)-s(k-1)$. Далее с выхода вычислителя разности 3 сигнал поступает на вход делителя 4, который делит его на L_1 с учетом знака. С выхода делителя 4 сигнал

$$\bar{s}_k(k) = \frac{s(k)-s(k-1)}{L_1} \qquad (3)$$

поступает на первый вход цифрового умножителя 5, на второй вход которого поступает сигнал с выхода счетчика 7. Результат вычисления произведения поступает на первый вход сумматора 8, на второй вход которого поступает задержанный на один такт интерполируемый сигнал с выхода второго регистра 2. Таким образом, с выхода сумматора 8 сигнал поступает на выход первой ступени каскадного интерполятора:

$$s_{kn}(t) = s(k) + \frac{s(k)-s(k-1)}{L_1} \cdot n, \; n = 0...L_1 - 1. \qquad (4)$$

Второй вариант показан на рис. 4. Работает он похожим образом. По аналогии с предыдущей схемой отсчеты выходного сигнала экспандера частоты дискретизации $s(k)$ с частотой f_i и достаточной разрядностью поступают на сигнальный вход первой ступени каскадного интерполятора. Разрядность шины данных – 32 бита. На вход синхронизации первой ступени интерполятора поступает тактовая частота $L_1 \cdot f_i$, которая формируется так же, как и в предыдущей схеме. Далее она поступает на тактовый вход делителя частоты на L_1.

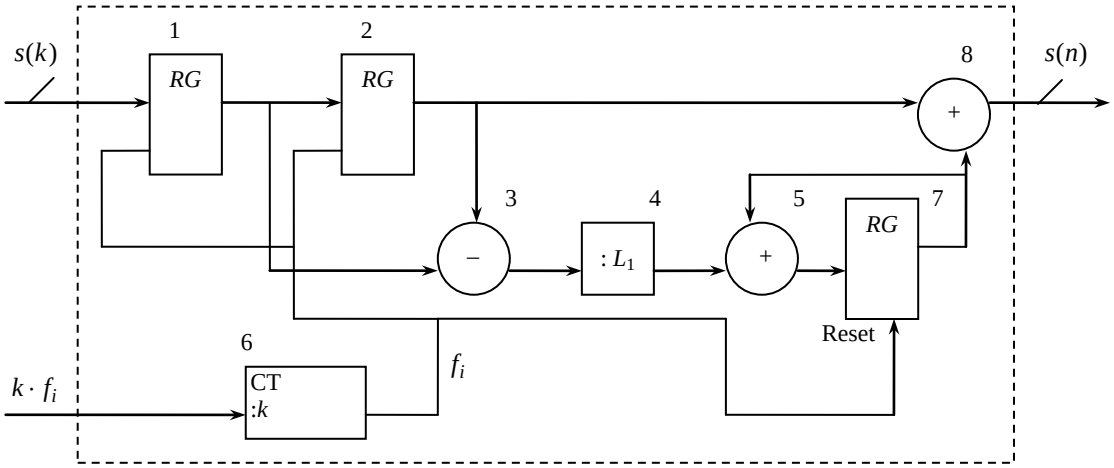


Рис. 4. Второй вариант реализации первой ступени каскадного интерполятора без умножителя

Отсчеты с сигнального входа поступают на два последовательно соединенных параллельных регистра 1 и 2, на тактовые входы (входы параллельной перезаписи) которых поступают импульсы с тактовой частотой f_i с выхода делителя частоты 6. В результате в каждый момент времени t на выходе регистров 1 и 2 присутствуют значения отсчетов интерполируемого сигнала с номерами k и $k-1$ соответственно. Выходы первого и второго регистров подключены к входам цифрового вычислителя разности 3, на выходе которого в каждый момент времени присутствует сигнал разности между соседними отсчетами входного сигнала $s(k)$, $s(k)-s(k-1)$. Далее с выхода вычислителя разности 3 сигнал поступает на вход делителя 4, который делит его на L_1 с учетом знака. С выхода делителя 4 сигнал поступает на первый вход цифрового сумматора, на второй вход которого поступает его задержанная на такт (частоты $L_1 \cdot f_i$) копия. Результат вычисления суммы задерживается на такт в третьем регистре 7 и помимо второго входа первого сумматора 5 поступает на второй вход второго сумматора 8, на первый вход которого поступает задержанный на один такт интерполируемый сигнал с выхода второго регистра 2. Таким образом, с выхода второго сумматора 8 сигнал поступает на выход первой ступени каскадного интерполятора. Сигнал с выхода делителя частоты также поступает на вход сброса третьего регистра. Сброс осуществляется по переднему фронту.

Данная схема будет предпочтительнее в случае реализации на аппаратной платформе с дефицитом аппаратных умножителей или их невысоким быстродействием.

Функционирование второй ступени каскадного интерполятора аналогично асинхронному интерполятору нулевого порядка типа «b» или «c» [4].

Рассмотрим, как предложенная каскадная структура асинхронного интерполятора сказывается на мощности помех, возникающих при прохождении через него сигнала. В процессе анализа примем следующие допущения, не влияющие на общность полученных результатов:

– спектр входного сигнала преобразователя частоты дискретизации ограничен полосой $[0...f_{\max})$, где

$$f_{\max} = \min\left[\frac{f_{in}}{2}, \frac{f_{out}}{2}\right]; \qquad (5)$$

– шумы квантования и округления, возникающие при прохождении сигнала через преобразователь частоты дискретизации, меньше помех интерполяции настолько, что их можно не учитывать;

– моменты времени передискретизации интерполированного сигнала m (взятие выборок из непрерывного сигнала $s_{nk}(t)$) равномерно распределены на временном интервале $[t_k; t_k + \tau_i)$, где t_k – ближайший, предшествующий моменту m момент обновления сигнала на выходе интерполятора.

В первую очередь оценим ошибку интерполяции, вносимую первой ступенью каскадного интерполятора для k-го интервала интерполяции $[t_k;\ t_k + \tau_i)$ при отклонении момента передискретизации $0 \le \tau_j < \tau_i$, причем этот момент должен соответствовать одному из n вычисления

интерполированного отсчета. Для этого преобразуем выражение (4) путем умножения числителя и знаменателя второго слагаемого на τ_i:

$$s_{kn}(t) = s(k) + \frac{s(k)-s(k-1)}{L_1}\cdot n\cdot\frac{\tau_i}{\tau_i} = s(k) + \frac{s(k)-s(k-1)}{\tau_i}\cdot\frac{n\cdot\tau_i}{L_1} = s(k) + \frac{s(k)-s(k-1)}{\tau_i}\cdot\tau_j. \quad (6)$$

Тогда ошибка интерполяции:

$$\xi_1(\tau_j, t_k) = s(t_k+\tau_j) - \left(s(t_k) + \left(s(t_k+\tau_i)-s(t_k)\right)\frac{\tau_j}{\tau_i}\right) - \left(s(t_k) + \left(s(t_k+\tau_i)-s(t_k)\right)\frac{\tau_j}{\tau_i}\right). \quad (7)$$

Перейдем от дискретного сигнала к непрерывному и оценим мощность ошибки интерполяции на интервале анализа T при фиксированном τ:

$$P_{\xi_1}(\tau) = \frac{1}{T}\int_0^T \xi_1^2(\tau,t)dt = \frac{1}{T}\int_0^T\left(s(t+\tau) - \left(s(t) + \left(s(t+\tau_i)-s(t)\right)\frac{\tau}{\tau_i}\right)\right)^2 dt = \frac{1}{T}\int_0^T\Big(s^2(t+\tau) -$$

$$-2s(t+\tau)s(t) - 2s(t+\tau)s(t+\tau_i)\frac{\tau}{\tau_i} + 2s(t+\tau)s(t)\frac{\tau}{\tau_i} + s^2(t) + 2s(t)s(t+\tau_i)\frac{\tau}{\tau_i} - 2s^2(t)\frac{\tau}{\tau_i} +$$

$$+s^2(t+\tau_i)\frac{\tau^2}{\tau_i^2} - 2s(t+\tau_i)s(t)\frac{\tau^2}{\tau_i^2} + s^2(t)\frac{\tau^2}{\tau_i^2}\Big)dt = R_s(0) - 2R_s(\tau) - 2\frac{\tau}{\tau_i}R_s(\tau_i-\tau) + 2\frac{\tau}{\tau_i}R_s(\tau) +$$

$$+R_s(0) + 2\frac{\tau}{\tau_i}R_s(\tau_i) - 2\frac{\tau}{\tau_i}R_s(0) + \frac{\tau^2}{\tau_i^2}R_s(0) - 2\frac{\tau^2}{\tau_i^2}R_s(\tau_i) + \frac{\tau^2}{\tau_i^2}R_s(0) =$$

$$= 2\left(\left(1-\frac{\tau}{\tau_i}+\frac{\tau^2}{\tau_i^2}\right)R_s(0) + \left(\frac{\tau}{\tau_i}-1\right)R_s(\tau) + \left(\frac{\tau}{\tau_i}-\frac{\tau^2}{\tau_i^2}\right)R_s(\tau_i) - \frac{\tau}{\tau_i}R_s(\tau_i-\tau)\right). \quad (8)$$

Так как автокорреляционная функция и спектральная плотность мощности являются Фурье-образами друг друга $R_s(\tau) \leftrightarrow S^2(\omega)$, то можно представить:

$$R_s(\tau_i) = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty S^2(\omega)\cos(\omega\tau_i)d\omega,$$

$$R_s(\tau_i-\tau) = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty S^2(\omega)\cos(\omega(\tau_i-\tau))d\omega,$$

$$R_s(\tau) = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty S^2(\omega)\cos(\omega\tau)d\omega,$$

$$R_s(0) = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty S^2(\omega)d\omega. \quad (9)$$

Тогда, подставляя формулы (9) в выражение (8), получим

$$P_{\xi_1}(\tau) = \frac{2}{\pi}\int_0^\infty S^2(\omega)\left(1-\frac{\tau}{\tau_i}+\frac{\tau^2}{\tau_i^2} + \left(\frac{\tau}{\tau_i}-1\right)\cos(\omega\tau) + \left(\frac{\tau}{\tau_i}-\frac{\tau^2}{\tau_i^2}\right)\cos(\omega\tau_i) - \frac{\tau}{\tau_i}\cos\left(\omega(\tau_i-\tau)\right)\right)d\omega. \quad (10)$$

Основываясь на предположении о равномерности распределения моментов передискретизации τ на интервале $[0;\tau_i)$: $\rho(\tau) = \frac{1}{\tau_i}$, оценим математическое ожидание мощности ошибки линейной интерполяции:

$$M\left[P_{\xi_1}\right] = \int_0^{\tau_i}\frac{1}{\tau_i}P_{\xi_1}(\tau)d\tau = \int_0^{\tau_i}\frac{1}{\tau_i}\frac{2}{\pi}\int_0^\infty S^2(\omega)\left(1-\frac{\tau}{\tau_i}+\frac{\tau^2}{\tau_i^2}+\frac{\tau}{\tau_i}\cos(\omega\tau) - \cos(\omega\tau) + \frac{\tau}{\tau_i}\cos(\omega\tau_i) - \frac{\tau^2}{\tau_i^2}\cos(\omega\tau_i) - \frac{\tau}{\tau_i}\cos\left(\omega(\tau_i-\tau)\right)\right)d\omega d\tau =$$

$$= \frac{2}{\pi\tau_i}\int_0^{\infty} S^2(\omega)\int_0^{\tau_i}\left(1-\frac{\tau}{\tau_i}+\frac{\tau^2}{\tau_i^2}+\frac{\tau}{\tau_i}\cos(\omega\tau)-\right.$$

$$-\cos(\omega\tau)+\frac{\tau}{\tau_i}\cos(\omega\tau_i)-\frac{\tau^2}{\tau_i^2}\cos(\omega\tau_i)-$$

$$\left.-\frac{\tau}{\tau_i}\cos(\omega(\tau_i-\tau))\right)d\tau d\omega =$$

$$= \frac{2}{\pi\tau_i}\int_0^{\infty} S^2(\omega)\left(\frac{5}{6}\tau_i+\frac{\cos(\omega\tau_i)-1}{\omega^2\tau_i}+\right.$$

$$\left.+\frac{\tau_i\cos(\omega\tau_i)}{6}-\frac{1-\cos(\omega\tau_i)}{\omega^2\tau_i}\right)d\omega =$$

$$= \frac{2}{\pi}\int_0^{\infty} S^2(\omega)\left(\frac{5}{6}+\frac{\cos(\omega\tau_i)}{6}+\frac{2(\cos(\omega\tau_i)-1)}{\omega^2\tau_i^2}\right)d\omega. \quad (11)$$

Точное значение интеграла в (11) для сигнала неизвестной формы вычислить невозможно. Однако решение можно получить путем оценки сверху его величины. Опираясь на классификацию и обозначения частот сигнала, проходящего через АЦТ [6], выполним следующие преобразования:

$$\tau_i = \frac{1}{f_i} = \frac{1}{L\cdot f_{in}};$$

$$\omega\tau_i = 2\pi\cdot f\frac{1}{L\cdot f_{in}} = \frac{2\pi\cdot f}{L\cdot f_{in}} = \frac{2\pi\cdot\Omega}{L} = \frac{\Omega_\omega}{L};$$

$$\Omega_\omega \in [0;\pi]. \quad (12)$$

Таким образом, при $L \geq 4$ справедливо неравенство $\omega\tau_i < 1$.

Используя разложение $\cos(\omega\tau_i)$ в ряд Маклорена $\cos(\omega\tau_i) = \sum_{n=0}^{\infty}\frac{(-1)^n}{(2n)!}(\omega\tau_i)^{2n}$ и ограничение $\omega\tau_i < 1$, можно оценить сверху значение второго сомножителя подынтегрального выражения в (11), используя только первые два члена ряда:

$$\frac{5}{6}+\frac{\cos(\omega\tau_i)}{6}+\frac{2(\cos(\omega\tau_i)-1)}{\omega^2\tau_i^2} \leq \frac{\omega^4\tau_i^4}{144}. \quad (13)$$

Применяя неравенство (13) к выражению (11), получим

$$M\left[P_{\xi_1}\right] \leq \frac{2}{\pi}\int_0^{\infty} S^2(\omega)\frac{\omega^4\tau_i^4}{144}d\omega =$$

$$= \frac{\tau_i^4}{72\pi}\int_0^{\infty}\omega^4 S^2(\omega)d\omega. \quad (14)$$

Интегрируемые функции в (14) неотрицательны, следовательно, уровень помех, возникающих после первой ступени каскадной интерполяции, может быть оценен сверху по следующей формуле:

$$M\left[P_{\xi_1}\right] \leq \frac{\omega_{\max}^4\tau_i^4}{72\pi}P_c. \quad (15)$$

Соответственно, динамический диапазон интерполированного цифрового сигнала после линейной интерполяции можно оценить по формуле

$$D_1 \geq \frac{72L^4}{\Omega_{\omega\max}^4}. \quad (16)$$

Анализируя выражение (15), можно сделать вывод о том, что оценка уровня помех не зависит от формы интерполируемого сигнала.

На основании полученных ранее результатов [4] для интерполяторов нулевого порядка можно сделать вывод о том, что наименьший уровень помех вносят интерполяторы типов «b» и «c». Учитывая, что период интерполяции на второй ступени каскадного интерполятора равен $\frac{\tau_i}{L_1}$, величину уровня помех можно оценить сверху по следующей формуле:

$$M\left[P_{\xi_0}\right] \leq \frac{\omega_{\max}^2\frac{\tau_i^2}{L_1^2}}{12\pi}P_c. \quad (17)$$

Также известно, что динамический диапазон интерполированного сигнала после интерполяции нулевого порядка интерполяторами типов «b» и «c» можно оценить по следующей формуле [4]:

$$D_0 \geq \frac{12\overline{L}^2}{\Omega_{\omega\max}^2}, \quad (18)$$

где $\overline{L}$ – общий коэффициент интерполяции входного цифрового сигнала.

Очевидно, что уровень помех, вносимых каскадным интерполятором, можно оценить сверху путем суммирования правых частей неравенств (15) и (17).

Выполним оптимизацию величины L_1 по критерию равенства помех первой и второй ступени каскадного интерполятора. Для этого при-

равняем правые части неравенств (15) и (17) и решим его относительно L_1:

$$\frac{\omega_{\max}^4 \tau_i^4}{72\pi} P_c = \frac{\omega_{\max}^2 \frac{\tau_i^2}{L_1^2}}{12\pi} P \Leftrightarrow L_1^2 = \\ = \frac{6}{\omega_{\max}^2 \tau_i^2} \Leftrightarrow L_1 = \frac{\sqrt{6} \cdot L}{\Omega_{\omega_{\max}}}, \qquad (19)$$

где L – коэффициент интерполяции экспандера частоты дискретизации; $\Omega_{\omega_{\max}}$ – относительная угловая частота, соответствующая максимальной частоте $f_{\max}$.

Таким образом, для канала с полосой частот 0,3–3,4 кГц и частотой дискретизации 8 кГц условием равенства уровня шумов, вносимых каждой ступенью каскадного интерполятора, в соответствии с (19), будет выражение

$$L_1 \approx 0{,}92 \cdot L. \qquad (20)$$

Тогда уровень помех, возникающих в каскадном интерполяторе в тех же условиях, может быть оценен сверху по следующей формуле:

$$M\left[P_{\xi_k}\right] \le \frac{\Omega_{\omega_{\max}}^4}{36L^4} \cdot \frac{P_c}{\pi} \approx \frac{\sqrt{2}}{L^4} \cdot \frac{P_c}{\pi}. \qquad (21)$$

Следовательно, динамический диапазон интерполированного сигнала каскадного интерполятора с равными уровнями помех на внутренних ступенях с учетом L можно оценить по формуле

$$D_k \ge \frac{36L^4}{\Omega_{\omega_{\max}}^4} \approx \frac{L^4}{\sqrt{2}}. \qquad (22)$$

Результаты расчетов динамического диапазона различных видов асинхронных преобразователей частоты дискретизации для рассматриваемого канала при заданном коэффициенте интерполяции L экспандера частоты дискретизации и соответствующем ему коэффициенте L_1 (для каскадного интерполятора) представлены в табл. 1. В третьем столбце приведены оценки снизу динамического диапазона D_0 интерполяторов нулевого порядка типа «b» или «c», рассчитанные в соответствии с формулой (18). В четвертом столбце представлены оценки снизу динамического диапазона D_1 линейного интерполятора, являющегося первой ступенью каскадного интерполятора, рассчитанные в соответствии с формулой (16). В пятом столбце показаны оценки снизу динамического диапазона D_k каскадного интерполятора, рассчитанные в соответствии с формулой (22). Данные получены без учета фильтрующих свойств нисходящей ступени преобразователя частоты дискретизации.

Таблица 1

L	L_1	D_0, дБ	D_1, дБ	D_k, дБ
4	4	14	26	23
8	8	20	38	35
16	15	26	50	47
32	30	32	62	59
64	59	38	74	71

В графическом виде полученные результаты представлены на рис. 5, графики «D_0», «D_1» и «D_k». По вертикальной оси в логарифмическом масштабе приведена величина динамического диапазона в дБ, по горизонтальной оси – коэффициент интерполяции L экспандера частоты (рис. 1).

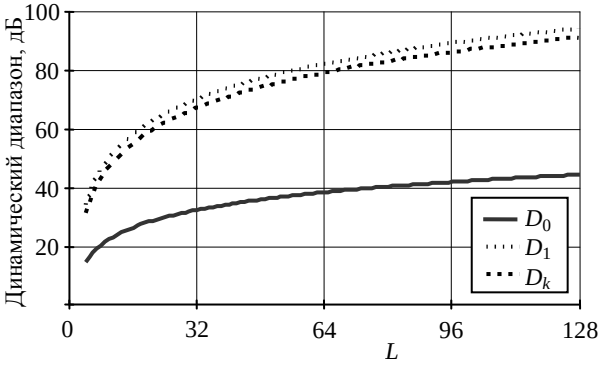


Рис. 5. Зависимость величины динамического диапазона D от коэффициента интерполяции L

Анализ таблицы и рис. 5 подтверждает преимущество предлагаемого каскадного интерполятора и позволяет решить обратную задачу по определению необходимой величины L и соответствующей ей L_1 по заданной величине динамического диапазона. Это продемонстрировано в табл. 2, в которой выполнено сравнение порядков интерполирующего фильтра в экспандере частоты дискретизации.

Таблица 2

D, дБ	Интерполятор нулевого порядка	Каскадный интерполятор	Относительный выигрыш	
	$\bar{L}$	L	L_1	$\bar{L}/L$
20	8	4	4	2
30	25	7	7	4
40	78	11	11	8
50	244	20	19	13
60	772	35	33	23

Анализируя данные, приведенные в табл. 1 и 2, можно сделать следующие выводы: минимальный выигрыш по динамическому диапазону от применения каскадного интерполятора в обозначенных условиях составляет порядка 17 дБ и увеличивается с ростом L, и наоборот – чем более высокое значение динамического диапазона необходимо обеспечить, тем больший выигрыш в порядке интерполирующего фильтра в экспандере частоты дискретизации можно получить.

С точки зрения вычислительных ресурсов применение каскадной интерполяции позволяет снизить коэффициент интерполяции экспандера частоты дискретизации, необходимый для обеспечения заданного динамического диапазона. Поскольку реализация цифрового фильтра, функционирующего на высокой тактовой частоте, является более затратной по вычислительным ресурсам, чем схема, представленная на рис. 4, каскадный интерполятор потенциально более эффективен.

Выводы

Синтезированы оригинальные функциональные схемы каскадного интерполятора, позволяющие применить линейную интерполяцию для увеличения динамического диапазона преобразователя частоты дискретизации.

Предложена методика выбора параметров каскадного интерполятора, основанная на равенстве мощностей помех, вносимых в интерполируемый сигнал каждым каскадом.

Впервые получены аналитические выражения, позволяющие оценить сверху уровень помех при каскадной интерполяции, возникающих при обработке полосовых сигналов, представленных цифровыми отсчетами, а также аналитические выражения для оценки снизу динамического диапазона интерполированного сигнала каскадного интерполятора с равными уровнями помех на внутренних ступенях.

Показано, что предложенный каскадный интерполятор обеспечивает меньший уровень помех по сравнению с известными решениями на базе интерполяторов нулевого порядка.

Полученные выражения позволяют определить по заданному динамическому диапазону сигнала на выходе каскадного интерполятора минимально необходимый порядок интерполирующего фильтра экспандера частоты дискретизации.

Оценен относительный выигрыш при практической реализации каскадного интерполятора.

Литература

1. *Маковий В.А., Ермаков С.А.* Выбор оптимальных частотных режимов в аналого-цифровых трактах программируемых радиоприемных устройств // Теория и техника радиосвязи. 2013. № 3. С. 52–58.

2. *Маковий В.А., Шкуров С.А.* Увеличение избирательности по побочным каналам приема в программно-определяемых радиосредствах // Радиотехника. 2013. № 12. С. 66–76.

3. *Crochiere R.E., Rabiner L.R.* Multirate Digital Signal Processing. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1983.

4. *Маковий В.А., Ермаков С.А.* Плавное преобразование частоты дискретизации в программно-определяемых радиосредствах // Теория и техника радиосвязи. 2015. № 2. С. 54–66.

5. *Proakis J.G, Manolakis D.G.* Digital Signal Processing: Principles, Algorithms and Applications // Prentice-Hall of India. 2000.

6. *Маковий В.А.* Виды представления частот сигнала в цифровом радиоприемном устройстве и переходы между ними // Теория и техника радиосвязи. 2010. № 3. С. 36–45.

Статья поступила в редакцию 19 марта 2015 года

УДК 621.391

ПРИМЕНЕНИЕ ЦИФРОВОЙ КОРРЕКЦИИ ДЛЯ УМЕНЬШЕНИЯ ВЛИЯНИЯ ВНУТРЕННИХ ИЗЛУЧЕНИЙ РАДИОСТАНЦИИ

В.А. Маковий, д.т.н., с.н.с., зам. директора НТЦ, e-mail: Makovij@mail.ru
М.А. Евсеев, старший конструктор, e-mail: z-e-u-s@mail.ru
АО «Концерн «Созвездие»

Рассмотрен метод уменьшения количества частот, пораженных внутренними излучениями, основанный на цифровой коррекции частоты импульсных источников питания в радиостанциях. Предложены алгоритмы расчета частоты преобразования, использующие данные о частоте настройки основного канала приема и позволяющие уменьшить вероятность поражения принимаемого сигнала для одноканальных и многоканальных радиостанций. Определены условия применяемости разработанных алгоритмов.

Ключевые слова: *избирательность, внутренние излучения, частота преобразования, цифровая коррекция, радиостанция.*

THE USE OF A DIGITAL CORRECTION TO REDUCE THE INTERNAL RADIATION IMPACT OF RADIO STATIONS

V.A. Makovy, D.D. in Engineering Sciences, senior research engineer, deputy director of Scientific and Technical Centre, e-mail: Makovij@mail.ru
M.A. Yevseyev, senior designer, e-mail: z-e-u-s@mail.ru
JSC «Sozvezdie» Concern»

The method of reducing the number of frequencies, affected by internal radiations, based on a digital frequency correction of switching power supplies in radio stations is considered. The algorithms for calculating the frequency conversion, using the data on the frequency setting of the main reception channel and allowing to reduce the probability of hitting the received signal for single-channel and multi-channel radio stations, are offered. The conditions of applicability for the developed algorithms are determined.

Keywords: *selectivity, internal radiation, frequency conversion, digital correction, radio.*

Увеличение насыщенности территории средствами радиосвязи, необходимость обеспечения коммуникаций в условиях воздействия средств РЭП приводят к непрерывному совершенствованию как используемых для радиосвязи сигнально-кодовых конструкций, так и аппаратных платформ радиостанций. Усложнение алгоритмов обработки, расширение одновременно обрабатываемой полосы сигнала делают необходимым применение все более быстродействующих АЦП, ЦАП, процессоров цифровой обработки сигналов и ПЛИС. Все это увеличивает мощность, потребляемую программно-аппаратной платформой SDR-радиостанций.

В современных радиостанциях в качестве вторичных источников питания (ВИП) постоянного тока используются импульсные и линейные стабилизаторы напряжения. Линейные стабилизаторы напряжения обладают более высокими параметрами электромагнитной совместимости (ЭМС), однако при этом имеют КПД гораздо ниже импульсных ВИП. Это приводит к высокому энергопотреблению и излишнему нагреву изделия, а в носимых радиостанциях – к быстрому разряду батарей. Импульсные ВИП имеют КПД порядка 70–90% [1], однако в процессе их работы возникают гармонические колебания с частотами, кратными частоте преобразования импульсного стабилизатора. Попадание этих гармоник в полосу основного канала приема (ОКП) приводит к появлению частот, на которых чувствительность приемника будет уменьшена (самопораженных частот). Кроме того, гармоники частоты преобразования ВИП на некоторых частотах приема уменьшают интермодуляционную избирательность и избирательность по побочным каналам приема.

Существуют методы подавления внутренних излучений радиоаппаратуры, основанные на фильтрации цепей питания и экранировке функциональных узлов, однако их эффективность (коэффициент подавления помехи) находится в пределах от 60 до 90 дБ [2]. Как правило, импульсные напряжения в элементах ВИП соизме-

 ISSN 1995-7009

римы с выходными напряжениями. Для ВИП с выходным напряжением 5 В уровень помех в индуктивности составит около 5 В. Типовым коэффициентом шума в современных SDR можно считать величину 2–3 дБ, что в полосе стандартного канала тональной частоты (ТЧ) 3,1 кГц соответствует напряжению шумов 0.035 мкВ. Применение современных сигнально-кодовых конструкций, основанных на перестановочной модуляции [3], основано на использовании парциальных полос порядка 75 Гц. Напряжение шума в полосе 75 Гц при волновом сопротивлении тракта 50 Ом и коэффициенте шума радиоприемника 2 дБ составит не более 0.005 мкВ. Допуская равенство уровня теплового шума приемного тракта и уровня наводок от ВИП, получаем оценку минимально необходимого уровня ослабления помех ВИП. При приеме речевого аналогового сигнала в канале тональной частоты с однополосной модуляцией необходимо ослабить помеху ВИП на величину $K_{\text{тч}}$:

$$K_{\text{тч}} = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{5}{35 \cdot 10^{-9}}\right) \approx 163[\text{дБ}].$$

При приеме сигналов перестановочной модуляции с парциальными полосами 75 Гц минимально необходимый коэффициент ослабления помех от ВИП составляет величину $K_{\text{пм}}$:

$$K_{\text{пм}} = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{5}{5 \cdot 10^{-9}}\right) \approx 180[\text{дБ}].$$

Реализация такого уровня ослабления в компактной радиоаппаратуре является сложной технической задачей, решение которой на современном уровне техники возможно не всегда. Это делает актуальной разработку методов уменьшения уровня помех, основанных на других принципах, в частности на принципах цифровой коррекции [4].

Предлагаемый метод подразумевает применение ВИП с фиксированной, не зависящей от нагрузки частотой преобразования, синхронизируемой с внешним источником частоты. На рис. 1 показан спектр помех ВИП, проникающих в основной канал приема SDR-радиотракта диапазона ДКМВ в диапазоне 19,3–19,7 МГц. Расстояние между соседними максимумами в спектре равно частоте преобразования ВИП, в данном случае 116 кГц.

В полосе канала ТЧ (3,1 кГц) уровень помехи на частоте, соответствующей максимальному от уровня помехи на частоте минимума, отличается на 13 дБ. Эта разница соответствует максимально возможному выигрышу при применении цифровой коррекции частоты источников питания.

Изменение частоты преобразования ВИП приводит к пропорциональному изменению частот, соответствующих максимумам помех.

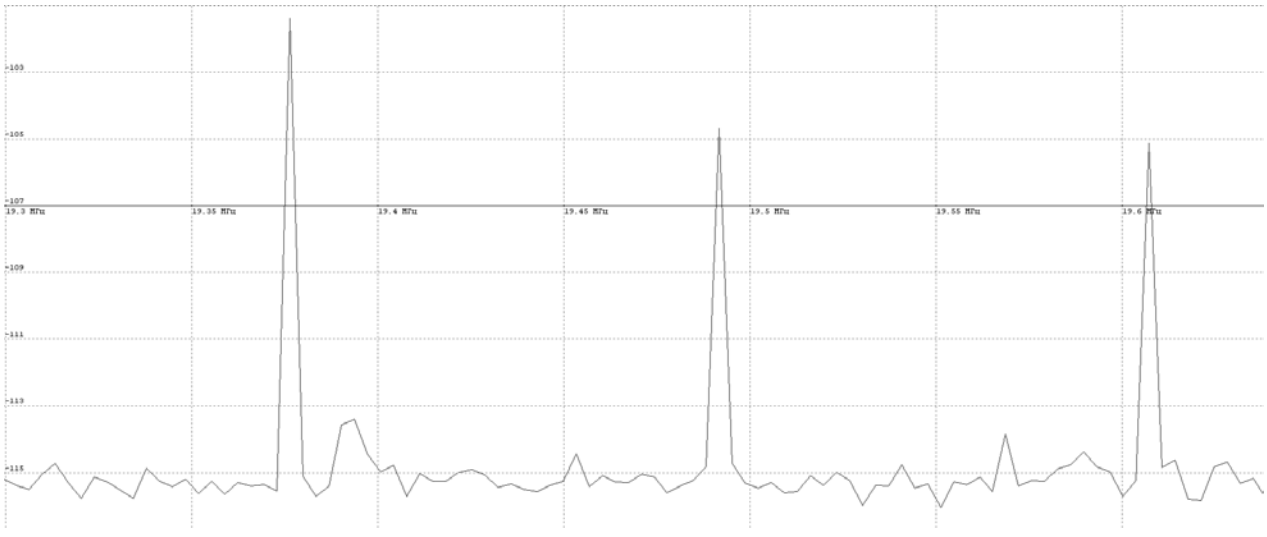


Рис. 1. Спектр помех от ВИП, измеренный в SDR-платформе ДКМВ диапазона

Целью настоящей работы является разработка методики и алгоритмов расчета частоты преобразования ВИП, позволяющих при произвольной заранее известной частоте настройки основного канала приема обеспечить в нем минимально возможный уровень помех.

Управление частотой преобразования блока питания осуществляется с помощью цифрового

синтезатора частоты, подключенного к соответствующим входам импульсного ВИП. Это позволяет синхронизировать все ВИП SDR-платформы одной частотой преобразования. Структурная схема SDR-платформы с синхронизируемыми ВИП показана на рис. 2.

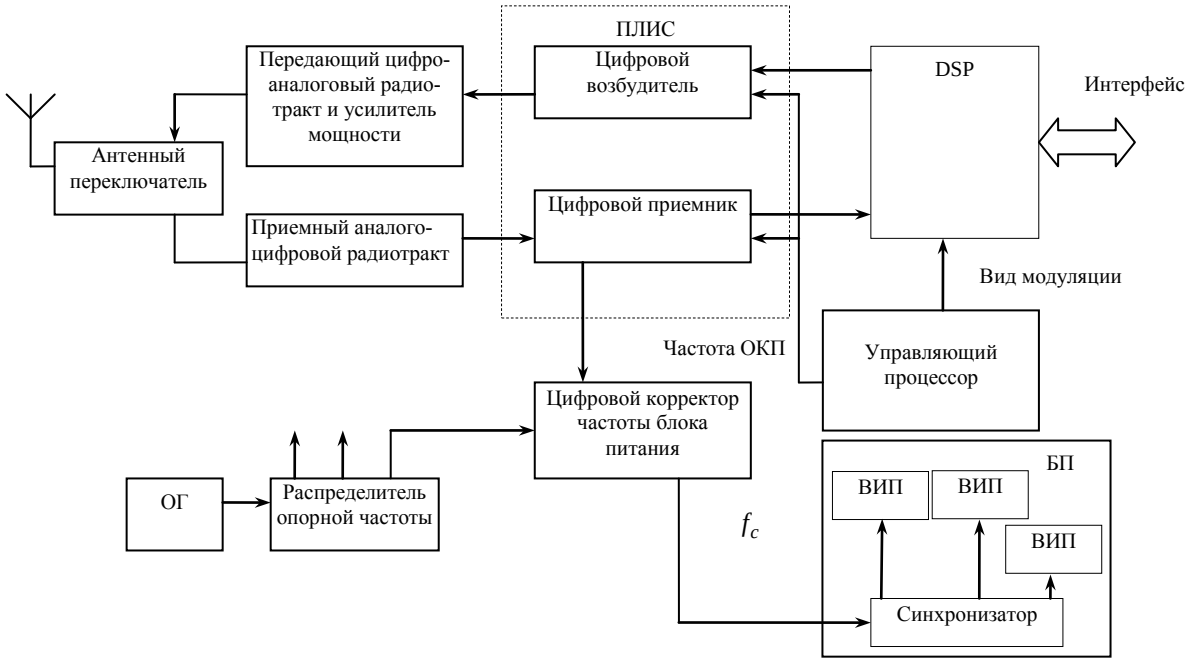


Рис. 2. Структурная схема SDR-платформы с синхронизируемым блоком питания

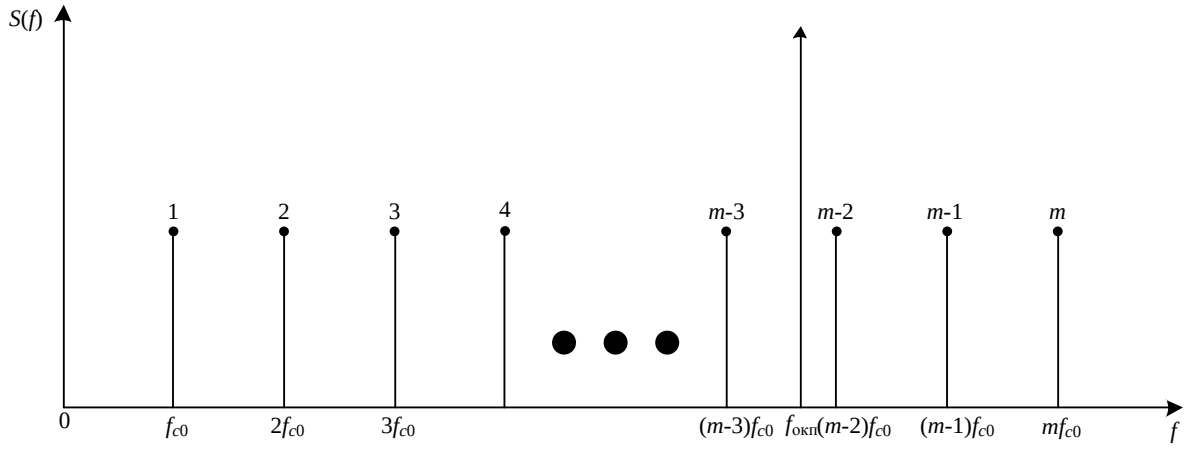


Рис. 3. Спектр диапазона принимаемых частот с паразитными гармониками частоты преобразования ВИП

SDR-платформа на рис. 2 обеспечивает управление частотой преобразования f_c блока питания (группы ВИП), учитывающее частоту ОКП.

Цифровая коррекция заключается в установлении такой зависимости f_c от центральной частоты ОКП, которая обеспечивает минимально возможный уровень помех от блока питания в полосе ОКП.

Рассмотрим случай, когда на SDR-платформе реализован одноканальный приемный тракт.

Введем обозначения:

f_{c0} – основная частота преобразования ВИП;

$f_{окп}$ – частота основного канала приема (ОКП),

Δf_{lo} – частотное расстояние от ОКП до ближайшей гармоники частоты преобразования ВИП снизу;

Δf_{hi} – частотное расстояние от ОКП до ближайшей гармоники частоты преобразования ВИП сверху;

m_{lo} – номер гармоники частоты синхронизации, ближайшей к ОКП снизу;

m_{hi} – номер гармоники частоты синхронизации, ближайшей к ОКП сверху.

При недостаточной фильтрации цепей питания или экранировке ВИП диапазон принимаемых частот будет заполнен регулярными составляющими, кратными f_{c0} (рис. 3).

В случае использования одного канала приема наименьшее влияние помехи оказывают при равноудаленном расположении гармонических составляющих частоты преобразования от ОКП (рис. 4).

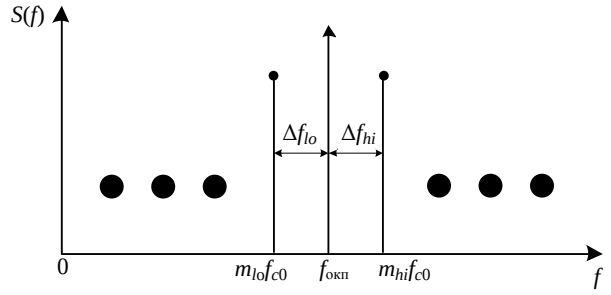


Рис. 4. Наилучшее расположение ОКП относительно паразитных гармоник частоты преобразования

Чтобы найти необходимое значение частоты синхронизации для достижения наилучшего расположения ОКП относительно гармоник ВИП, определим номера гармоник, ближайших к $f_{\text{окп}}$:

$$m_{lo} = \left\lfloor \frac{f_{\text{окп}}}{f_{c0}} \right\rfloor; \quad (1)$$

$$m_{hi} = \left\lfloor \frac{f_{\text{окп}}}{f_{c0}} \right\rfloor + 1 = m_{lo} + 1. \quad (2)$$

Расстояние по частоте от ОКП до гармоник найдем следующим образом:

$$\Delta f_{lo} = f_{\text{окп}} - m_{lo} \cdot f_{c0} = f_{\text{окп}} - \left\lfloor \frac{f_{\text{окп}}}{f_{c0}} \right\rfloor \cdot f_{c0}, \quad (3)$$

$$\Delta f_{hi} = m_{hi} \cdot f_{c0} - f_{\text{окп}} = \left\lfloor \frac{f_{\text{окп}}}{f_{c0}} \right\rfloor \cdot f_{c0} - f_{\text{окп}}. \quad (4)$$

Тогда, если $\Delta f_{hi} > \Delta f_{lo}$ и номер ближайшей гармоники ВИП m_{lo}, минимальное изменение частоты преобразования будет соответствовать отстройке вниз:

$$f_c = \frac{f_{\text{окп}}}{(m_{lo} + 0{,}5)}. \quad (5)$$

В случае, когда $\Delta f_{hi} < \Delta f_{lo}$ и номер ближайшей гармоники ВИП m_{hi}, минимальное изменение частоты преобразования будет соответствовать отстройке вверх:

$$f_c = \frac{f_{\text{окп}}}{(m_{hi} - 0{,}5)}. \quad (6)$$

Введем параметр w – ширина канала приема. Тогда при попадании гармоники частоты синхронизации ВИП в полосу канала приема (рис. 5) достаточно отстроить частоту синхронизации на df_c:

$$df_c = \frac{f_{\text{окп}} - f_{c0} \cdot m + \frac{w}{2}}{m}, \quad (7)$$

где m – номер ближайшей гармоники частоты синхронизации ВИП:

$$m = \left\lceil \frac{f_{\text{окп}}}{f_{c0}} \right\rceil. \quad (8)$$

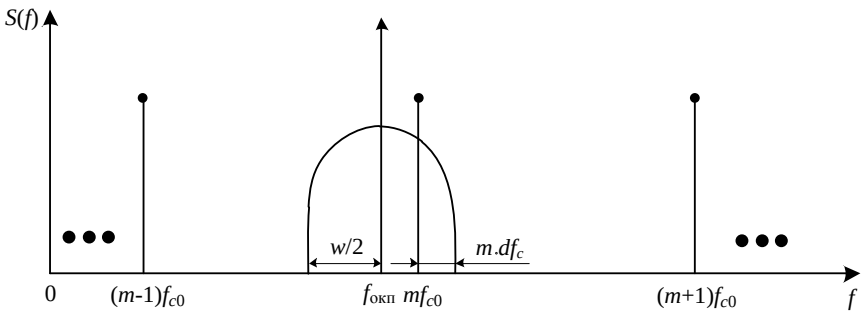


Рис. 5. Гармоника частоты синхронизации ВИП в приемном канале

Определим ограничения применяемости формулы (7) для произвольной частоты настройки приемного канала. Докажем утверждение.

Утверждение 1: Гармонику частоты преобразования ВИП можно всегда отстроить из полосы пропускания произвольного приемного канала, если выполняется неравенство

$$w < f_{c\max} - f_{c\min}, \qquad (9)$$

где $f_{c\min}$ и $f_{c\max}$ – техническое ограничение частоты преобразования ВИП.

Доказательство

Если рассмотреть гармоники одного порядка *k*, порождаемые минимальной $f_{c\min}$ и максимальной $f_{c\max}$ частотой преобразования, то расстояние по частоте между ними будет определяться как $\Delta f_c = \left(f_{c\max} - f_{c\min}\right)\cdot k$. В этом частотном диапазоне между гармониками можно разместить канал шириной $w = \Delta f_c$. Максимально возможная ширина канала произвольной частоты настройки будет соответствовать минимальному частотному расстоянию Δf_c. Минимальное Δf_c достигается при $k = 1$, что и требовалось доказать.

В реальном приемнике спектр принимаемых сигналов ограничен снизу ($f_{\text{н}}$) и сверху ($f_{\text{в}}$). С учетом этих ограничений неравенство (9) можно переписать в следующей форме:

$$w < \left(f_{c\max} - f_{c\min}\right)\cdot\left\lfloor\frac{f_{\text{н}}}{f_{c\min}}\right\rfloor. \qquad (10)$$

Если есть несколько приемных каналов, работающих одновременно, необходимо выполнить поиск такой частоты преобразования ВИП, гармоники которой будут находиться вне полосы пропускания всех каналов приема. Такую частоту преобразования назовем *идеальной*.

В случае если идеальная частота не может быть найдена в диапазоне допустимых частот преобразования, необходимо найти такую частоту преобразования, при которой поражено гармониками минимально возможное количество каналов приема. В этом случае назовем частоту *оптимальной*.

Пусть имеется *N* приемных каналов шириной *w* каждый. Начальная частота синхронизации выбирается как минимально возможная частота преобразования для данного типа ВИП: $f_c = f_{c\min}$. Задача – найти идеальную или оптимальную частоту преобразования ВИП.

Оценить количество пораженных каналов приема можно проверкой попадания гармоники частоты преобразования в интервал $\left[f_n - \frac{w}{2} \ldots f_n + \frac{w}{2}\right]$, где f_n – частота канала приема с номером *n*. Для этого по формуле (8) вычисляется номер ближайшей гармоники *m* частоты преобразования ВИП и проверяется условие

$$\left|f_n - f_c \cdot m\right| < \frac{w}{2}. \qquad (11)$$

Для вычисления частот преобразования воспользуемся методом полного перебора. Если условие (10) выполняется хотя бы для одного канала приема, то двигаем частоту синхронизации вверх с фиксированным шагом df_c и повторяем цикл. В случае если была достигнута максимально допустимая частота преобразования $f_{c\max}$, выбираем оптимальную частоту преобразования f_{copt}, которой соответствует наименьшее количество самопораженных каналов приема. Если условие не выполняется для всех каналов приема, фиксируем идеальную частоту преобразования. Блок-схема алгоритма показана на рис. 6.

Эффективность и точность выполнения поиска зависят от выбранного шага перестройки частоты синхронизации df_c. Современные цифровые синтезаторы частот имеют возможность генерировать сигнал с шагом перестройки менее 0,001 Гц. Такая точность перестройки частоты позволяет проводить наиболее тщательный поиск частоты преобразования ВИП. Однако чем меньше шаг частоты, тем большее количество циклов поиска приходится совершать, и, следовательно, увеличивается время выполнения программы.

Для решения этой проблемы предлагается использовать метод динамического изменения шага частоты преобразования ВИП.

В начале проверки на попадание помехи в канал выбирается самая низкая из пораженных частот настройки. Если в качестве начальной частоты преобразования выбрать минимально возможную $f_c = f_{c\min}$, то отстраивать помеху из канала можно только в сторону увеличения частоты преобразования. Наименьшее необходимое приращение частоты преобразования для отстройки помехи из канала рассчитывается по уже известной формуле (7). После приращения частоты преобразования цикл повторяется до тех пор, пока не исчезнут пораженные каналы. Блок-схема алгоритма приведена на рис. 7.

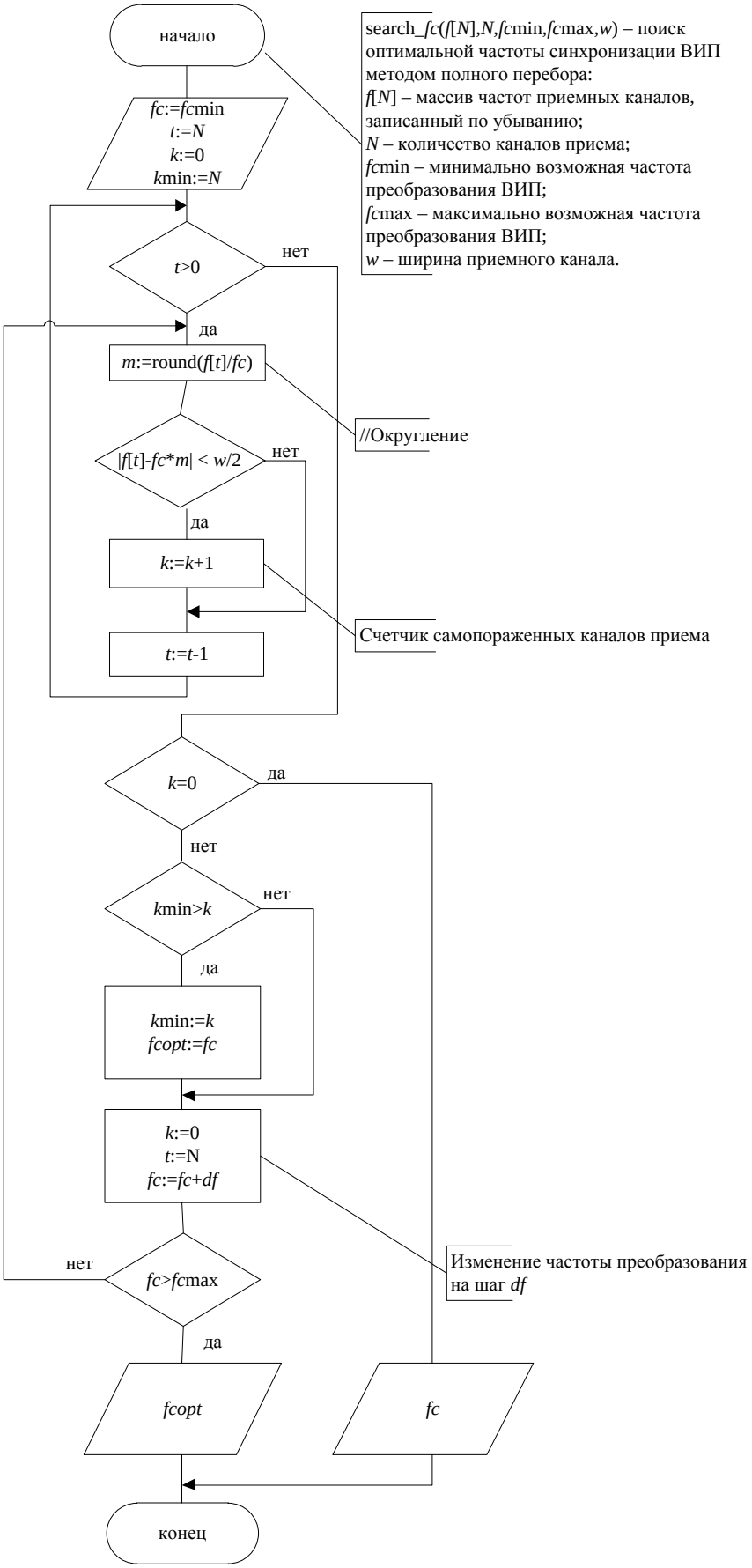


Рис. 6. Блок-схема алгоритма поиска частоты преобразования методом полного перебора

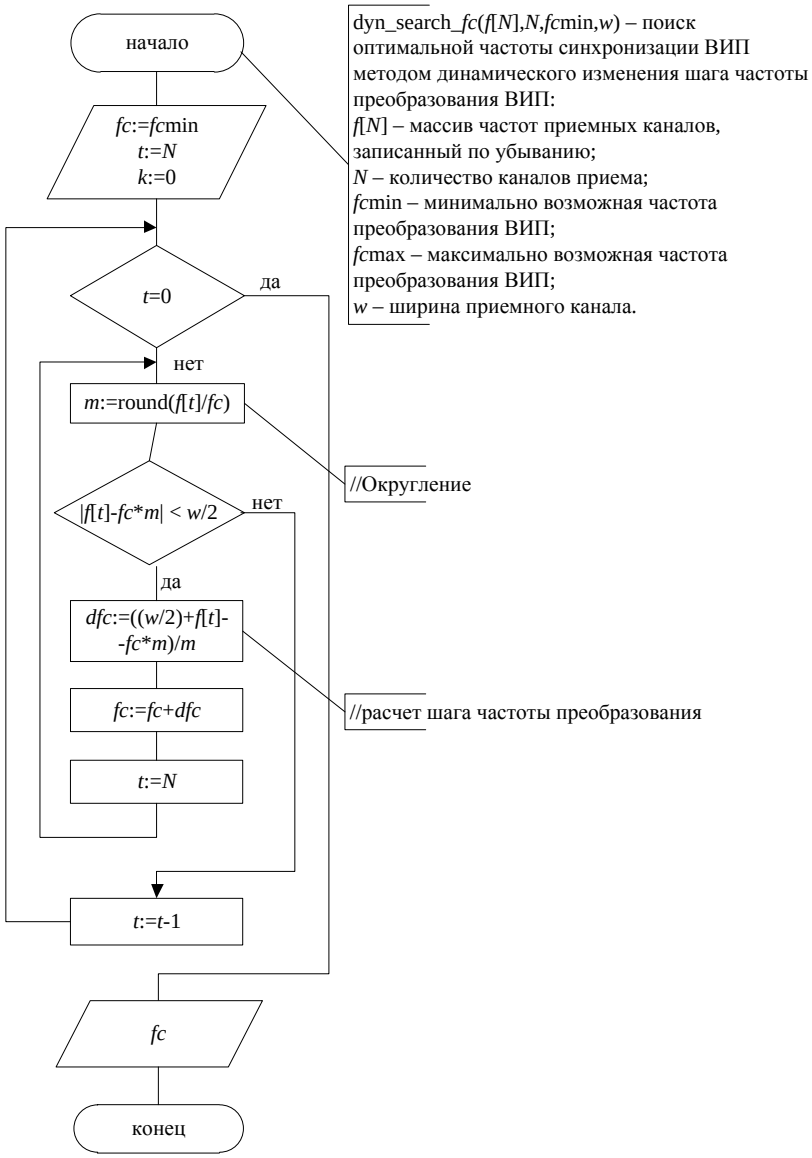


Рис. 7. Блок-схема алгоритма поиска идеальной частоты преобразования ВИП методом динамического изменения шага частоты

При поиске идеальной частоты преобразования метод динамического изменения шага обеспечивает значительно меньшее время выполнения и при этом обладает точностью, ограниченной лишь возможностями синтезатора частот преобразования ВИП.

Недостатком этого метода является его ограниченная точность при поиске оптимальной частоты, так как рассматриваются не все возможные частоты преобразования. Применение данного метода целесообразно, если точно известно, что идеальная частота преобразования существует при заданных начальных условиях. Сформулируем утверждение об условии существования идеальной частоты преобразования ВИП для N-канального радиоприемника (9).

Утверждение 2: Идеальная частота преобразования ВИП для произвольных частот настройки каналов приема всегда существует, если суммарная полоса пропускания этих каналов не превышает диапазон допустимых частот преобразования ВИП:

$$N \cdot w < f_{c\max} - f_{c\min}. \qquad (12)$$

Доказательство.

Если рассматривать каждый из N каналов приема по отдельности, то, согласно неравенству (9), для гарантированного идеального распределения гармоник каждому каналу требуется диапазон перестройки частоты преобразования

не менее $\frac{f_{c\max} - f_{c\min}}{N}$. Таким образом, первый из N каналов займет область регулировки частот преобразования не менее $\frac{f_{c\max} - f_{c\min}}{N}$; второй канал, с учетом ограничений для первого, займет область перестройки частот преобразований $2 \cdot \frac{f_{c\max} - f_{c\min}}{N}$; k-й канал, с учетом ограничений, введенных $k-1$ каналами, займет область $k \cdot \frac{f_{c\max} - f_{c\min}}{N}$. И, наконец, область перестройки частоты преобразования для N каналов будет удовлетворять неравенству (12).

По аналогии с неравенством (11) для реального приемника уточняем условие

$$w \cdot N < \left(f_{c\max} - f_{c\min}\right) \cdot \left\lfloor \frac{f_{\text{н}}}{f_{c\min}} \right\rfloor, \qquad (13)$$

где $f_{\text{н}}$ – нижняя частота диапазона принимаемых частот.

Неравенство можно еще уточнить, если вместо нижней частоты диапазона $f_{\text{н}}$ подставить самую низкую частоту f_N из N частот настройки каналов:

$$w \cdot N < \left(f_{c\max} - f_{c\min}\right) \cdot \left\lfloor \frac{f_N}{f_{c\min}} \right\rfloor. \qquad (14)$$

На основе условия гарантированного существования идеальной частоты преобразования предлагается проводить оценку целесообразности применения того или иного алгоритма перестройки частоты преобразования (рис. 8).

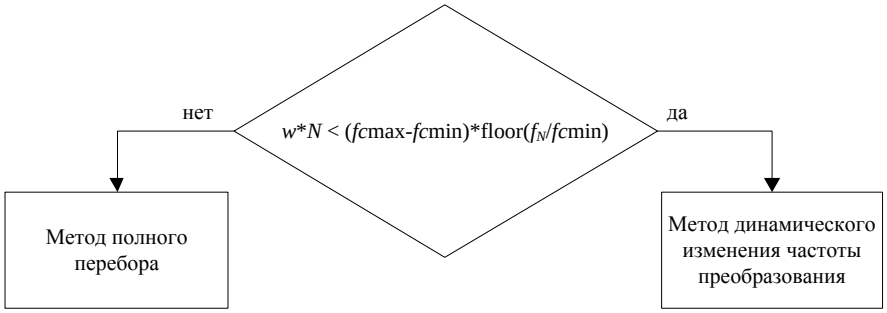


Рис. 8. Выбор метода перестройки частоты преобразования ВИП

Выводы

В статье рассмотрен метод цифровой коррекции, обеспечивающий уменьшение количества частот, пораженных внутренними излучениями импульсных источников питания. Метод основан на согласованном с частотой основного канала приема или частотами нескольких каналов приема изменении частоты преобразования блока питания и, следовательно, частот гармонических составляющих помех.

Введены понятия идеальной и оптимальной частоты преобразования ВИП. Предложены алгоритмы поиска и вычисления оптимальной и идеальной частот преобразования. Сформулированы достаточные условия существования идеальной частоты преобразования в случае одноканального и многоканального приема. Показано, что при выполнении условий существования идеальной частоты преобразования целесообразно пользоваться методом динамического изменения шага, так как этот метод обладает более высокой производительностью и точностью.

В отличие от традиционного экранирования и фильтрации цепей питания уменьшение количества частот, пораженных внутренними излучениями импульсных источников питания, путем цифровой коррекции не приводит к увеличению массы и цены радиостанций. Разработанные оригинальные алгоритмы применены при построении систем питания программно-определяемых радиостанций шестого поколения с увеличенной скоростью передачи, что позволило существенно уменьшить количество самопораженных частот, обеспечив при этом увеличение коэффициента подавления помехи на 13 дБ по сравнению с традиционными методами борьбы с внутренними излучениями.

Литература

1. *Титце У., Шенк К.* Полупроводниковая схемотехника: в 2 т.: пер. с нем. Т. 2. М.: Додэка-XXI, 2008. 942 с.: ил. Сер. «Схемотехника».

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

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

4. *Peter Kenington B.* RF and baseband techniques for software defined radio – Artech House mobile communications series, 2005. 340 p.

Статья поступила в редакцию 30 января 2015 года

УДК 621.391.23

ПЛАВНОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ ДИСКРЕТИЗАЦИИ В ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМЫХ РАДИОСРЕДСТВАХ

В.А. Маковий, д.т.н., с.н.с., зам. директора НТЦ «Связь», e-mail: Makovij@mail.ru
С.А. Ермаков, к.т.н., консультант, e-mail: versta9km@mail.ru
АО «Концерн «Созвездие»

Рассмотрено плавное преобразование частоты дискретизации, основанное на интерполяции нулевого порядка. Предложена классификация различных интерполяторов. Получены аналитические выражения, позволяющие найти уровень помех, возникающих при плавном преобразовании частоты дискретизации в интерполяторах различного типа. Проведена оценка динамического диапазона преобразователя частоты дискретизации с произвольным коэффициентом преобразования.

Ключевые слова: *преобразование частоты дискретизации, интерполяция, децимация, динамический диапазон, асинхронный интерполятор, компрессор частоты дискретизации, экспандер частоты дискретизации.*

CONTINUOUS TRANSFORMATION OF A SAMPLING RATE IN SOFTWARE-DEFINED RADIOS

V.A. Makovy, D.D. in Engineering Sciences, senior research engineer, deputy director of Scientific and Technical Centre, e-mail: Makovij@mail.ru
S.A. Yermakov, Ph.D. in Engineering Sciences, consultant, e-mail: versta9km@mail.ru
JSC «Sozvezdie» Concern»

The continuous transformation of a sampling rate based on the zeroth order interpolation is considered. The various interpolators classification is offered. The analytic forms allowing to find a noise level appearing at the continuous transformation of a sampling rate in the interpolators of different types are found. The dynamic range of sampling frequency transformator with a free conversion ratio is estimated.

Keywords: *transformation of a sampling rate, interpolation, decimation, dynamic range, asynchronous interpolator, sampling rate compressor, sampling rate expander.*

В программно-определяемых радиосредствах для обеспечения высоких величин частотной избирательности применяются аналого-цифровые тракты (АЦТ) с дискретизацией сигнала на радиочастоте [1, 2]. Дополнительное увеличение частотной избирательности возможно путем изменения частоты дискретизации пропорционально частоте настройки для увеличения частотного разноса между основным каналом приема (ОКП), располагающимся в одной из полос Найквиста, и копиями основного канала приема, расположенными в других полосах Найквиста [3].

Передача данных в современных системах радиосвязи осуществляется при помощи различных сигнально-кодовых конструкций [4]. Отладка и верификация большого количества демодуляторов занимает продолжительное время, поэтому, несмотря на переменную частоту дискретизации f_d радиочастотного аналого-цифрового преобразователя, отсчеты принимаемого сигнала на вход демодулятора должны поступать с фиксированной частотой дискретизации f_{out}.

Для преобразования частоты дискретизации цифрового сигнала применяются различные сочетания фильтров, интерполяторов и дециматоров [5], изменяющих частоту дискретизации в целое число раз. Устройство, осуществляющее изменение частоты дискретизации цифрового сигнала, будем называть преобразователем частоты дискретизации. Известная [6] структурная схема преобразователя частоты дискретизации приведена на рис. 1.

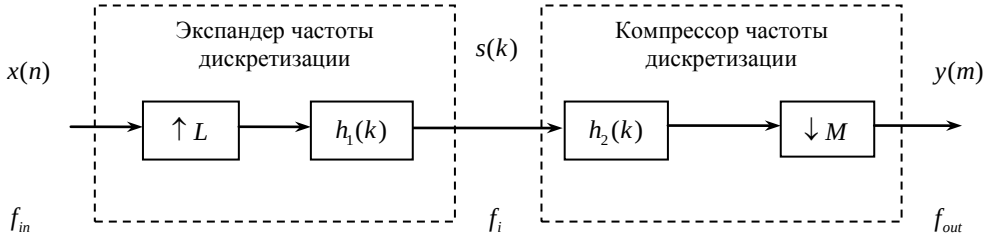


Рис. 1. Преобразователь частоты дискретизации с целочисленным коэффициентом преобразования

Входной сигнал $x(n)$, дискретизированный с частотой f_{in}, поступает на вход экспандера частоты дискретизации, осуществляющего повышение частоты дискретизации в L раз до величины f_i, $f_i = L * f_{in}$. Далее компрессор частоты дискретизации осуществляет понижение частоты дискретизации в M раз до величины f_{out}. Интерполяция с коэффициентом L всегда предшествует децимации с коэффициентом M, при этом ширина основной полосы промежуточного сигнала $s(k)$ будет больше или равна ширине полос входного $x(n)$ и выходного $y(m)$ сигналов. Диапазон возможных коэффициентов преобразования частот преобразователей рассмотренного типа ограничен дробно-численным отношением $\frac{L}{M}$, где L и M – натуральные числа. Вычислительная сложность преобразователя увеличивается с увеличением L и M. Такие ограничения затрудняют применение подобных схем в АЦТ с плавным изменением частоты дискретизации для обеспечения наилучшей частотной избирательности по побочным каналам приема [7]. В то же время в процессе преобразования сигнала по схеме на рис. 1 не вносятся систематические ошибки, вызванные изменением частоты дискретизации.

Реализация произвольного коэффициента преобразования частоты дискретизации возможна в преобразователях, построенных по схеме на рис. 2.

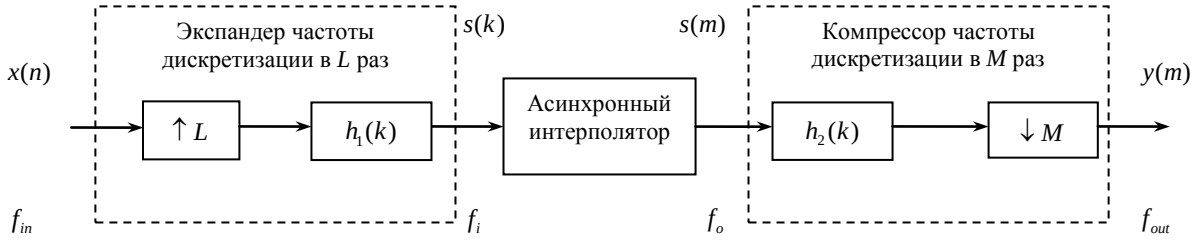


Рис. 2. Преобразователь частоты дискретизации с произвольным коэффициентом преобразования

Ее основное отличие от схемы на рис. 1 – наличие асинхронного интерполятора, позволяющего одним из способов определять величину выходного сигнала по известным отсчетам входного сигнала $s(k)$ с частотой дискретизации f_i в любой момент времени. Это позволяет считывать с частотой f_o отсчеты сигнала $s(m)$ с выхода асинхронного интерполятора. Сигнал $s(m)$ является суммой передискретизированного с частотой f_o сигнала $s(k)$ и ошибки интерполяции (помехи интерполяции). В то же время в процессе преобразования сигнала по схеме на рис. 2 вносятся систематические ошибки, вызванные интерполяцией сигнала в асинхронном интерполяторе.

Поскольку ошибка интерполяции цифрового сигнала уменьшается при уменьшении временного промежутка между соседними отсчетами, величина L определяется допустимым уровнем вносимых помех на выходе устройства: с увеличением L уровень вносимых помех уменьшается. В отличие от преобразователя частоты дискретизации с целочисленным коэффициентом преобразования, в схеме на рис. 2 величина M выбирается исходя из целесообразности фильтрации помех интерполяции за полосой сигнала.

Задача расчета преобразователя частоты дискретизации с произвольным коэффициентом преобразования (рис. 2) заключается в расчете коэффициентов L и M и выборе типа асинхронного интерполятора для обеспечения уровня помех, не превышающего заранее заданного значения.

Интерполятор типа «а»

Наиболее простым в реализации является асинхронный интерполятор нулевого порядка, одна из возможных реализаций которого (на основе параллельного регистра) приведена на рис 3.

Представим интерполируемый аналоговый сигнал $s(t)$ в виде суммы трех сигналов:

$$s(t) = s_k(t) + \xi(t) + \Delta(t), \qquad (1)$$

где $s_k(t)$ – результат интерполяции нулевого порядка значений цифрового сигнала $s(k)$ на выходе восходящей ступени (Hi) интерполятора;

$\xi(t)$ – ошибка асинхронной интерполяции на выходе восходящей ступени интерполятора;

$\Delta(t)$ – ошибка квантования цифрового сигнала на выходе восходящей ступени интерполятора.

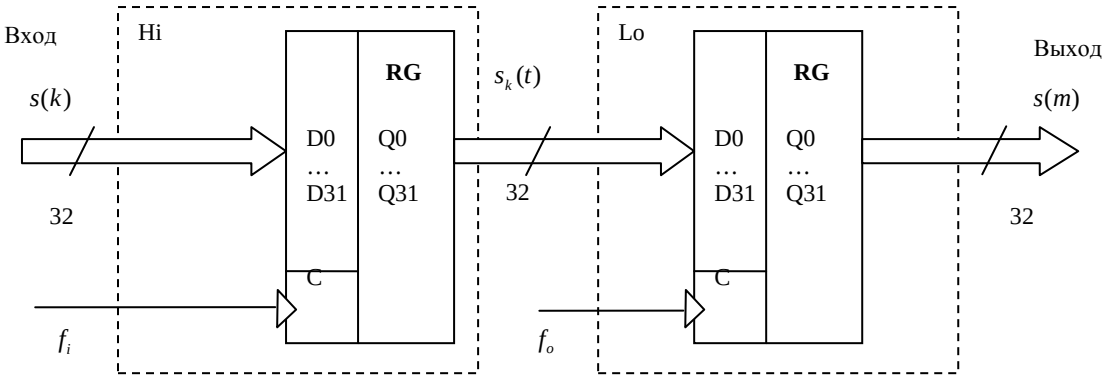


Рис. 3. Асинхронный интерполятор нулевого порядка с разрядностью шины данных 32 бита

Ошибка квантования определяется разрядностью применяемого цифрового тракта и линейно уменьшается при увеличении разрядности. В представляющих практический интерес случаях $\Delta(t) << \xi(t)$, поэтому далее ошибка квантования учитываться не будет. В соответствии с (1) сигнал на входе экспандера частоты (Hi) до передискретизации с частотой f_o представим в виде

$$s_k(t) = s(t) - \xi(t). \qquad (2)$$

На рис. 4 показан механизм возникновения ошибки при асинхронной интерполяции нулевого порядка, $\tau_i = \dfrac{1}{f_i}$.

Из приведенного рисунка видно, что $\xi(t)$ возникает вследствие работы ступени Hi. В общем случае ошибка асинхронной интерполяции не зависит от частоты f_o, поскольку в схеме на рис. 3 при произвольной величине f_o промежуток времени τ_j между моментом взятия отсчета из интерполированного сигнала $s_k(t)$ нисходящей ступенью интерполятора и моментом выдачи очередного значения сигнала $s_k(t)$ не превысит τ_i:

$$0 \le \tau_j < \tau_i. \qquad (3)$$

Ошибка асинхронного интерполятора на рис. 3 является несимметричной (односторонней) относительно моментов обновления сигнала на выходе ступени Hi. Если момент *m* взятия отсчета ступенью Lo совпадает с моментом *k* обновления выходного сигнала ступени Hi, ошибка интерполяции равна 0. Увеличение расстояния по оси времени между ближайшими моментами *m* и *k* в среднем приводит к увеличению ошибки интерполяции ξ во входном сигнале ступени Lo в момент взятия отсчета с частотой дискретизации f_o.

Рассмотрим, как это сказывается на мощности помех, возникающих при прохождении сигнала через такой интерполятор. В процессе анализа примем следующие допущения, не влияющие на общность полученных результатов:

– спектр входного сигнала преобразователя частоты дискретизации ограничен полосой $[0...f_{\max})$, где

$$f_{\max} = \min\left[\frac{f_{in}}{2}, \frac{f_{out}}{2}\right]; \qquad (4)$$

– шумы квантования и округления, возникающие при прохождении сигнала через преобразователь частоты дискретизации, меньше помех интерполяции настолько, что их можно не учитывать;

– моменты времени передискретизации интерполированного сигнала m (взятие выборок ступенью Lo из непрерывного сигнала $s_k(t)$) равномерно распределены на временном интервале $[t_k; t_k + \tau_i)$, где t_k – ближайший предшествующий моменту m момент обновления сигнала на выходе интерполятора. Далее рассмотренную реализацию асинхронного интерполятора будем называть интерполятором типа «а».

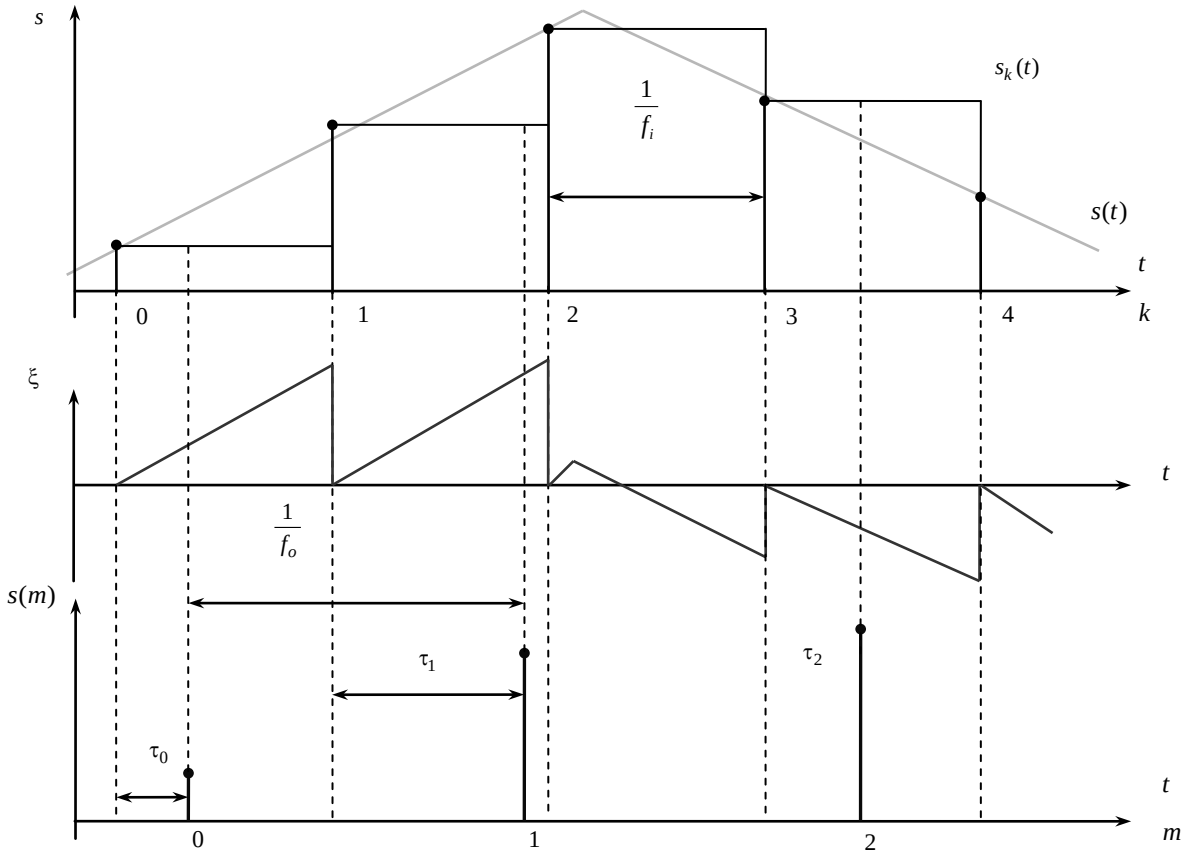


Рис. 4. Ошибка ξ при асинхронной интерполяции нулевого порядка до дискретизации нисходящей ступенью интерполятора (*L*o)

Ошибка интерполяции асинхронного интерполятора типа «а» для k-го интервала интерполяции $[t_k; t_k + \tau_i)$ при отклонении момента передискретизации нисходящей ступенью $0 \le \tau_j < \tau_i$:

$$\xi_a(\tau_j, t_k) = s(t_k + \tau_j) - s(t_k). \qquad (5)$$

Переход от дискретного сигнала к непрерывному позволяет упростить вычисления [8]. Тогда мощность ошибки на интервале анализа T при фиксированном τ

$$P_{\xi_a}(\tau) = \frac{1}{T}\int_0^T \xi_a^2(\tau, t)dt =$$

$$= \frac{1}{T}\int_0^T (s(t+\tau) - s(t))^2 dt =$$

$$= \frac{1}{T}\int_0^T (s^2(t+\tau) + s^2(t) - 2s(t+\tau)s(t))dt =$$

$$= \frac{1}{T}\int_0^T (s^2(t+\tau)dt + \frac{1}{T}\int_0^T s^2(t)dt - \frac{2}{T}\int_0^T s(t+\tau)s(t))dt =$$

$$= R_s(0) + R_s(0) - 2R_s(\tau), \qquad (6)$$

где $R_s(\tau)$ – автокорреляционная функция сигнала $s(t)$.

Так как автокорреляционная функция и спектральная плотность мощности являются

Фурье-образами друг друга $R_s(\tau) \leftrightarrow S^2(\omega)$, то можно представить

$$R_s(\tau) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S^2(\omega) e^{i\omega\tau} d\omega =$$

$$= \frac{1}{\pi}\int_0^{\infty} S^2(\omega)\cos(\omega\tau) d\omega,$$

$$R_s(0) = P_s = \frac{1}{\pi}\int_0^{\infty} S^2(\omega) d\omega. \qquad (7)$$

Тогда, подставляя формулы (7) в выражение (6), получим

$$P_{\xi_a}(\tau) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\infty} S^2(\omega)(1-\cos(\omega\tau)) d\omega. \qquad (8)$$

Основываясь на предположении о равномерности распределения моментов передискретизации τ на интервале $[0;\tau_i)$: $\rho(\tau) = \frac{1}{\tau_i}$, оценим математическое ожидание мощности ошибки интерполяции:

$$M\left[P_{\xi_a}\right] = \int_0^{\tau_i} \frac{1}{\tau_i} P_{\xi_a}(\tau) d\tau =$$

$$= \int_0^{\tau_i} \frac{1}{\tau_i} \frac{2}{\pi}\int_0^{\infty} S^2(\omega)(1-\cos(\omega\tau)) d\omega d\tau =$$

$$= \frac{2}{\pi\tau_i}\int_0^{\infty} S^2(\omega)\int_0^{\tau_i}(1-\cos(\omega\tau)) d\tau d\omega =$$

$$= \frac{2}{\pi\tau_i}\int_0^{\infty} S^2(\omega)\left(\tau_i - \frac{\sin(\omega\tau_i)}{\omega}\right) d\omega =$$

$$= \frac{2}{\pi}\int_0^{\infty} S^2(\omega)\left(1 - \frac{\sin(\omega\tau_i)}{\omega\tau_i}\right) d\omega. \qquad (9)$$

Точное значение интеграла в (9) для сигнала неизвестной формы вычислить невозможно. Однако решение можно получить путем оценки сверху его величины. Опираясь на классификацию и обозначения частот сигнала, проходящего через АЦТ [9], выполним следующие преобразования:

$$\tau_i = \frac{1}{f_i} = \frac{1}{L \cdot f_{in}};$$

$$\omega\tau_i = 2\pi \cdot f \frac{1}{L \cdot f_{in}} = \frac{2\pi \cdot f}{L \cdot f_{in}} = \frac{2\pi \cdot \Omega}{L} = \frac{\Omega_\omega}{L};$$

$$\Omega_\omega \in [0;\pi]. \qquad (10)$$

Таким образом, при $L \geq 4$ справедливо неравенство $\omega\tau_i < 1$.

Используя разложение $\sin(\omega\tau_i)$ в ряд Маклорена $\sin(\omega\tau_i) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{(2n+1)!}(\omega\tau_i)^{2n+1}$ и ограничение $\omega\tau_i < 1$, можно оценить сверху следующее выражение:

$$1 - \frac{\sin(\omega\tau_i)}{\omega\tau_i} \leq \frac{\omega^2\tau_i^2}{6}. \qquad (11)$$

Тогда, применяя неравенство (10) к выражению (9), получим

$$M\left[P_{\xi_a}\right] \leq \frac{2}{\pi}\int_0^{\infty} S^2(\omega)\frac{\omega^2\tau_i^2}{6} d\omega = \frac{\tau_i^2}{3\pi}\int_0^{\infty} \omega^2 S^2(\omega) d\omega. \qquad (12)$$

Интегрируемые функции в (11) неотрицательны, следовательно,

$$\frac{\tau_i^2}{3\pi}\int_0^{\infty} \omega^2 S^2(\omega) d\omega \leq \frac{\tau_i^2\omega_{\max}^2}{3\pi}\int_0^{\omega_{\max}} S^2(\omega) d\omega, \qquad (13)$$

и с учетом (7) выражение (11) принимает вид

$$M\left[P_{\xi_a}\right] \leq \frac{\omega_{\max}^2\tau_i^2}{3} P_c. \qquad (14)$$

Правая часть (14) является верхней границей для $M\left[P_{\xi_a}\right]$, не зависящей от формы интерполируемого сигнала. Тогда динамический диапазон интерполированного сигнала асинхронного интерполятора типа «а» с учетом L можно оценить по формуле

$$D_a \geq \frac{3f_i^2}{\omega_{\max}^2} = \frac{3L^2}{\Omega_{\omega\max}^2} \text{ при } L \geq 4. \qquad (15)$$

Таким образом, динамический диапазон интерполированного сигнала на выходе схемы на рис. 3 можно оценить снизу по формуле (15), причем он не зависит от частоты f_o и прямо пропорционален квадрату f_i. Главным недостатком рассмотренной схемы является ненулевое среднее значение временной погрешности, возникающей в процессе «односторонней» интерполяции. Уменьшения мощности ошибки можно добиться, изменив поведение функции $\xi(t)$ на интервале интерполяции так, как это показано на графиках b и c, рис 5.

Интерполятор типа «b»

Интерполятор, в котором поведение $\xi(t)$ соответствует графику на рис. 5b, будем называть интерполятором типа «b». Повышение его точности основано на цифровой коррекции постоянной составляющей ошибки интерполяции индивидуально на каждом интервале интерполяции, ограниченном моментами k обновления сигнала на выходе ступени Hi. Характерной особенностью поведения функции ошибки $\xi(t)$ на рис. 5b является то, что на правой и левой границе интервала интерполяции ошибка всегда равна по величине и противоположна по знаку.

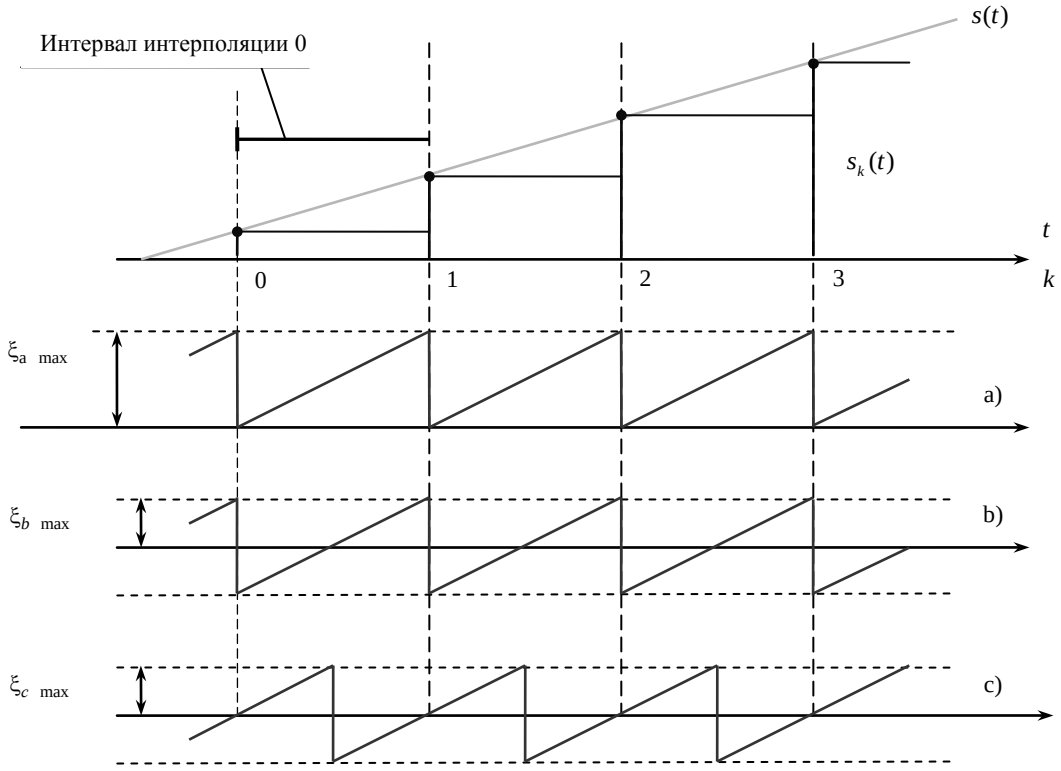


Рис. 5. Временные диаграммы ошибки интерполяции для различных типов интерполяторов нулевого порядка

Интерполятор, в котором поведение $\xi(t)$ соответствует графику на рис. 5c, будем называть интерполятором типа «c». Для повышения точности авторами предложено разделить интервал интерполяции на две равные части, обеспечив изменение $\xi(t)$ в его центре (рис. 5c).

Синтезированная по заранее заданной зависимости $\xi(t)$ функциональная схема асинхронного интерполятора типа «b» показана на рис. 6. Работает она следующим образом. Отсчеты выходного сигнала экспандера частоты дискретизации $s(k)$ с частотой f_i и достаточной разрядностью поступают на вход ступени Hi асинхронного интерполятора. Для примера на рис. 6 показана разрядность шины данных 32 бита, достаточная для большинства применений.

Отсчеты входного сигнала поступают на два последовательно соединенных параллельных регистра 1 и 2. На тактовый вход (вход параллельной перезаписи) поступают импульсы с тактовой частотой f_i. В результате в каждый момент времени t на выходе регистров 1 и 2 присутствуют значения отсчетов с номерами k и $k-1$ соответственно. Выходы первого и второго регистра подключены к входам цифрового вычислителя разности 3, на выходе которого в каждый момент времени присутствует сигнал разности между соседними отсчетами входного сигнала $s(k)$, $s(k)-s(k-1)$, соответствующий $\xi_{\max a}$ интерполятора типа «a». Далее с выхода вычислителя разности 3 сигнал поступает на вход делителя 4, который делит его на 2 с учетом знака. С выхода делителя 4 сигнал

$$\overline{s}_k(k)=\frac{s(k)-s(k-1)}{2}, \qquad (16)$$

который равен половине значения функции $\xi(t)$ на правом краю k-го интервала интерполяции, поступает на второй вход второго цифрового вычислителя разности 5, на первый вход которого поступает задержанный на один такт интерполируемый сигнал с выхода второго регистра 2. В вычислителе разности 5 величина $\overline{s}_k(k)$ вычитается из сигнала, поступающего на его первый вход. Сигнал $s_k(t)$ с выхода вычислителя разности 5 поступает на выход ступени Hi асинхронного интерполятора:

$$s_k(t) = s(k) - \frac{s(k) - s(k-1)}{2}. \qquad (17)$$

Функционирование ступени Lo интерполятора типа «b» аналогично функционированию ступени Lo интерполятора типа «a», рассмотренному ранее. Временные диаграммы работы интерполятора типа «b» приведены на рис. 7.

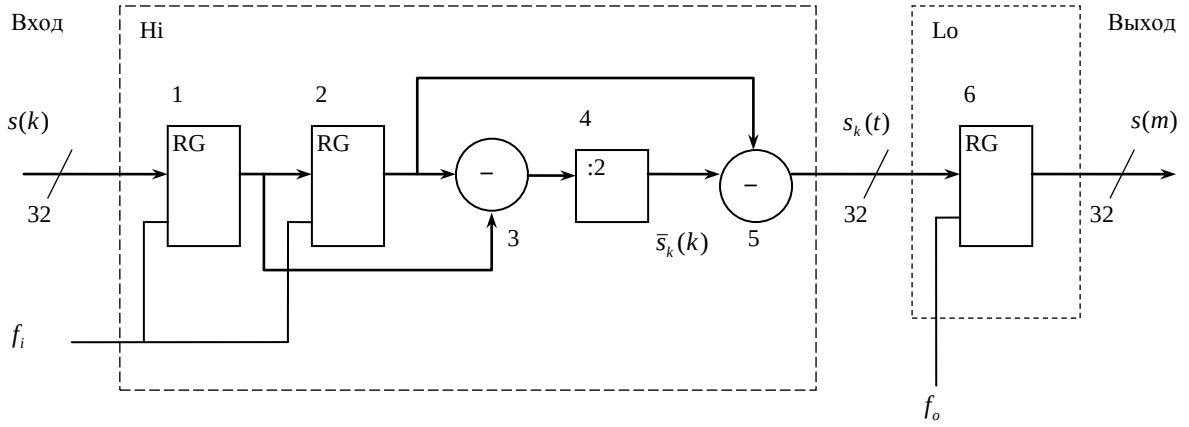


Рис. 6. Структурная схема асинхронного интерполятора типа «b»

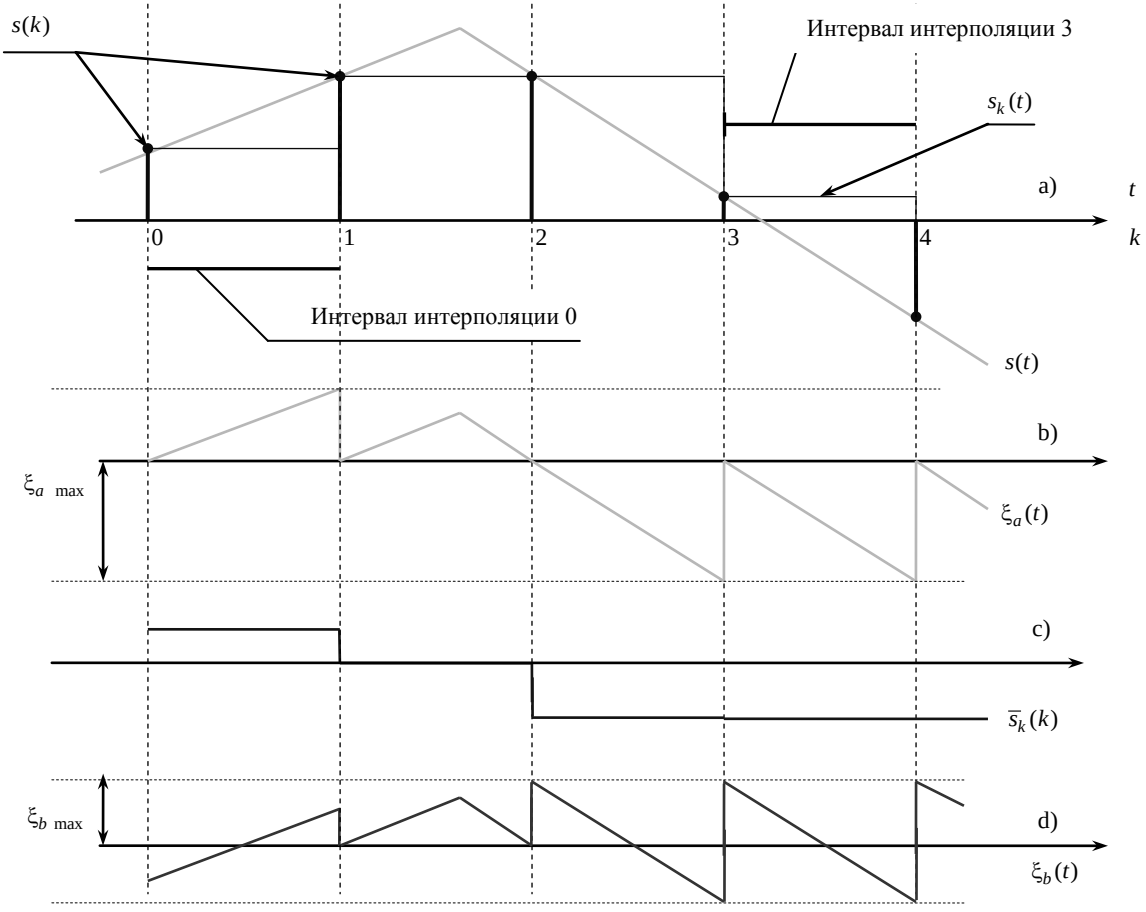


Рис. 7. Диаграммы работы асинхронного интерполятора типа «b»

Выбранная в качестве примера форма интерполируемого сигнала позволяет рассмотреть три из типовых случаев:

– интерполяция монотонного сигнала с положительной первой производной, интервал интерполяции 0;

– интерполяция не изменяющего знака сигнала с биполярной первой производной, интервал интерполяции 1;

– интерполяция монотонного сигнала с отрицательной первой производной, интервал интерполяции 2;

– интерполяция знакопеременного сигнала с отрицательной первой производной, интервал интерполяции 3.

На рис. 7a изображен непрерывный сигнал $s(t)$, соответствующий входному цифровому сигналу $s(k)$, показаны отсчеты цифрового входного сигнала интерполятора $s(k)$ и соответствующий им непрерывный во времени квантованный сигнал на выходе регистра $s_k(t)$. На рис. 7b для сравнения изображена функция ошибки интерполяции $\xi_a(t)$, описывающая поведение ошибки на интервалах интерполяции в схеме на рис. 3. На рис. 7c показано значение непрерывного во времени сигнала $\bar{s}_k(k)$ на выходе делителя 4 (рис. 6). Поведение функции ошибки $\xi_{b\ \max}$ выходного сигнала $s_k(t)$ асинхронного интерполятора типа «b» показано на рис. 7d. Поведение функций $\xi_a(t)$ и $\xi_b(t)$ демонстрирует результат работы механизма уменьшения максимальной ошибки $\xi_{b\ \max}$ в асинхронном интерполяторе типа «b» относительно асинхронного интерполятора типа «a» (рис. 3).

Ошибка интерполяции асинхронного интерполятора типа «b» для *k*-го интервала интерполяции $[t_k; t_k + \tau_i)$ при отклонении момента передискретизации нисходящей ступенью $0 \le \tau_j < \tau_i$:

$$\xi_b(\tau_j, t_k) = s(t_k + \tau_j) + \frac{s(t_k + \tau_i) - s(t_k)}{2} - s(t_k + \tau_i). \qquad (18)$$

Перейдем от дискретного сигнала к непрерывному и оценим мощность ошибки интерполяции на интервале анализа *T* при фиксированном τ:

$$P_{\xi_b}(\tau) = \frac{1}{T}\int_0^T \xi_b^2(\tau, t)dt =$$

$$= \frac{1}{T}\int_0^T \left(s(t+\tau) - \frac{1}{2}\big(s(t+\tau_i) + s(t)\big)\right)^2 dt =$$

$$= \frac{1}{T}\int_0^T (s^2(t+\tau) + \frac{1}{4}\big(s(t+\tau_i) + s(t)\big)^2 -$$

$$-s(t+\tau)\big(s(t+\tau_i) + s(t)\big)dt =$$

$$= \frac{1}{T}\int_0^T (s^2(t+\tau) + \frac{1}{4}s^2(t+\tau_i) + \frac{1}{4}s^2(t) +$$

$$+\frac{1}{2}s(t+\tau_i)s(t) - s(t+\tau)s(t+\tau_i) - s(t+\tau)s(t))dt =$$

$$= R_s(0) + \frac{1}{4}R_s(0) + \frac{1}{4}R_s(0) +$$

$$+\frac{1}{2}R_s(\tau_i) - R_s(\tau - \tau_i) - R_s(\tau). \qquad (19)$$

Так как автокорреляционная функция и спектральная плотность мощности являются Фурье-образами друг друга $R_s(\tau) \leftrightarrow S^2(\omega)$, то можно представить:

$$R_s(\tau_i) = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty S^2(\omega)\cos(\omega\tau_i)d\omega,$$

$$R_s(\tau - \tau_i) = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty S^2(\omega)\cos(\omega(\tau - \tau_i))d\omega,$$

$$R_s(\tau) = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty S^2(\omega)\cos(\omega\tau)d\omega,$$

$$R_s(0) = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty S^2(\omega)d\omega. \qquad (20)$$

Тогда, подставляя формулы (20) в выражение (19), получим

$$P_{\xi_b}(\tau) =$$

$$= \frac{1}{\pi}\int_0^\infty S^2(\omega)\left(\frac{3}{2} + \frac{1}{2}\cos(\omega\tau_i) - \cos(\omega(\tau - \tau_i)\right) -$$

$$-\cos(\omega\tau))d\omega. \qquad (21)$$

Основываясь на предположении о равномерности распределения моментов передискретизации τ на интервале $[0; \tau_i)$: $\rho(\tau) = \frac{1}{\tau_i}$, оценим математическое ожидание мощности ошибки интерполяции:

$$M\left[P_{\xi_b}\right]=\int_0^{\tau_i}\frac{1}{\tau_i}P_{\xi_b}(\tau)d\tau=\int_0^{\tau_i}\frac{1}{\tau_i}\frac{1}{\pi}\int_0^{\infty}S^2(\omega)\left(\frac{3}{2}+\frac{1}{2}\cos(\omega\tau_i)-\cos(\omega(\tau-\tau_i))-\cos(\omega\tau)\right)d\omega d\tau=$$

$$=\frac{1}{\pi\tau_i}\int_0^{\infty}S^2(\omega)\int_0^{\tau_i}\left(\frac{3}{2}+\frac{1}{2}\cos(\omega\tau_i)-\cos(\omega(\tau-\tau_i))-\cos(\omega\tau)\right)d\omega=$$

$$=\frac{1}{\pi\tau_i}\int_0^{\infty}S^2(\omega)\left(\frac{3}{2}\tau_i+\frac{1}{2}\tau_i\cos(\omega\tau_i)-\frac{\sin(\omega\tau_i)}{\omega}-\frac{\sin(\omega\tau_i)}{\omega}\right)d\omega=$$

$$=\frac{1}{2\pi}\int_0^{\infty}S^2(\omega)\left(3+\cos(\omega\tau_i)-\frac{4\sin(\omega\tau_i)}{\omega\tau_i}\right)d\omega. \qquad (22)$$

Так же, как и для интерполятора типа «a», оценим сверху значение интеграла (22). Для этого используем известные разложения тригонометрических функций в ряд Маклорена:

$$\sin(\omega\tau_i)=\sum_{n=0}^{\infty}\frac{(-1)^n}{(2n+1)!}(\omega\tau_i)^{2n+1},$$

$$\cos(\omega\tau_i)=\sum_{n=0}^{\infty}\frac{(-1)^n}{(2n)!}(\omega\tau_i)^{2n}.$$

Из выражения (10) следует справедливость неравенства $\omega\tau_i<1$ при $L\geq 4$. Тогда

$$3+\cos(\omega\tau_i)-\frac{4\sin(\omega\tau_i)}{\omega\tau_i}\leq\frac{\omega^2\tau_i^2}{6}. \qquad (23)$$

Применяя неравенство (23) к выражению (22), получим

$$M\left[P_{\xi_b}\right]\leq\frac{1}{2\pi}\int_0^{\infty}S^2(\omega)\frac{\omega^2\tau_i^2}{6}d\omega=\frac{\tau_i^2}{12\pi}\int_0^{\infty}\omega^2S^2(\omega)d\omega. \qquad (24)$$

Интегрируемые функции в (24) неотрицательны, следовательно:

$$M\left[P_{\xi_b}\right]\leq\frac{\omega_{\max}^2\tau_i^2}{12\pi}P_c. \qquad (25)$$

Правая часть (25) является верхней границей для $M\left[P_{\xi_b}\right]$, не зависящей от формы интерполируемого сигнала. Тогда динамический диапазон интерполированного сигнала асинхронного интерполятора типа «b» с учетом L можно оценить по формуле

$$D_b\geq\frac{12f_i^2}{\omega_{\max}^2}=\frac{12L^2}{\Omega_{\omega\max}^2}\ \text{при}\ L\geq 4. \qquad (26)$$

Интерполятор типа «c»

Основная идея, на которой основана работа интерполятора типа «c», заключается в обеспечении нулевой ошибки на правой и левой границе интервала интерполяции (рис. 5c). Из рис. 5c также следует, что для обеспечения этого выходной сигнал интерполятора должен изменяться не только в моменты времени k – должны быть введены дополнительные моменты k' обновления сигнала на выходе ступени Hi (рис. 8a). Для разбиения временной оси выхода ступени Hi на симметричные относительно моментов k подынтервалы интерполяции используется сетка дополнительных моментов времени с частотой, равной частоте f_i и сдвинутой относительно нее по времени на $\frac{1}{2\cdot f_i}$, как это показано на рис. 8, где эти моменты обозначены $0'$, $1'$, $2'$… Каждый интервал интерполяции $[k-1,k)$ в предлагаемой реализации интерполятора состоит из двух подынтервалов, симметрично расположенных относительно момента k обновления информации на выходе ступени Hi. На первом подынтервале $[k-1,k')$ ошибка интерполяции уменьшается по мере приближения к моменту времени k и в момент времени k равна 0, поскольку в этот же момент времени на выходе ступени Hi присутствует соответствующее ему истинное значение сигнала $s(t)$. На втором подынтервале $[k',k)$ в момент k ошибка также равна 0, как и в момент $k-1$. Очевидно, что функционирование интерполятора типа «c» на подынтервале $[k-1,k')$ идентично поведению интерполятора типа «a» (рис. 3). На подынтервале $[k',k)$ на выходе должен присутствовать

сигнал, соответствующий k-му моменту времени.

Принцип каузальности позволяет реализовать такое устройство, введя задержку выходного сигнала ступени Hi на 1 отсчет. Тогда в любой момент времени будет доступен как предыдущий (задержанный) сигнал для формирования подынтервала $[k-1,k')$, так и текущий (незадержанный) сигнал для формирования подынтервала $[k',k)$. Переключение между задержанным и исходным сигналом на выходе ступени Hi должно осуществляться управляющим сигналом, временная диаграмма которого показана на рис. 8d.

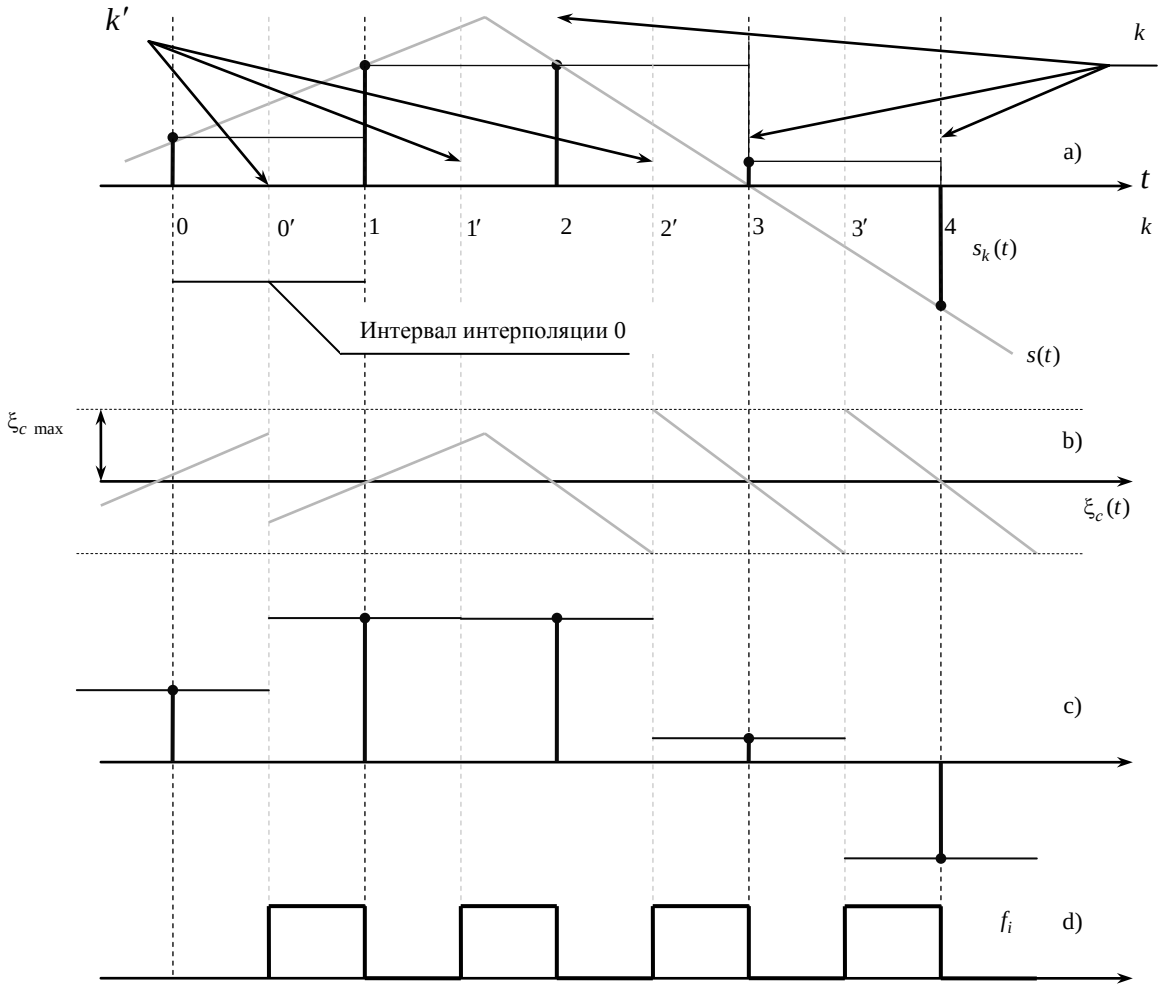


Рис. 8. Диаграммы работы асинхронного интерполятора типа «c»

Синтезированная по заранее заданной зависимости $\xi(t)$ упрощенная функциональная схема асинхронного интерполятора типа «c» показана на рис. 9. Ступень Hi состоит из двух соединенных последовательно-параллельных регистров 1 и 2, делителя частоты на 2 на D-триггере 3 и мультиплексора 4.

Работает устройство по схеме на рис. 9 следующим образом. Отсчеты выходного сигнала компрессора частоты дискретизации $s(k)$ с частотой f_i и достаточной разрядностью поступают на вход ступени Hi асинхронного интерполятора. Для примера на рис. 9 показана разрядность шины данных 32 бита, достаточная для большинства применений. На вход синхронизации ступени Hi интерполятора поступает удвоенная тактовая частота выходных отсчетов $2 \cdot f_i$ компрессора частоты дискретизации (рис. 2). Далее она поступает на тактовый вход D-триггера 3, инверсный выход которого $\overline{Q}$ подключен к его входу D. Фактически триггер является делителем частоты на 2, и сигнал на его выходе Q используется следующим образом:

– по переходу лог.1 и лог.0 сигнала с частотой f_i на выходе первого и второго регистров RG 1 и 2 обновляется значение выходного интерполируемого сигнала – эти моменты времени на рис. 8 обозначены k;

– при уровне сигнала с частотой f_i лог.0 сигнал на выход ступени Hi интерполятора поступает через мультиплексор 4 с выхода второго триггера;

– при уровне сигнала с частотой f_i лог.1 сигнал на выход ступени Hi интерполятора поступает через мультиплексор 4 с выхода первого триггера;

– длительности лог.1 и лог.0 сигнала с частотой f_i равны между собой, скважность сигнала на выходе Q D-триггера 3 составляет 50%.

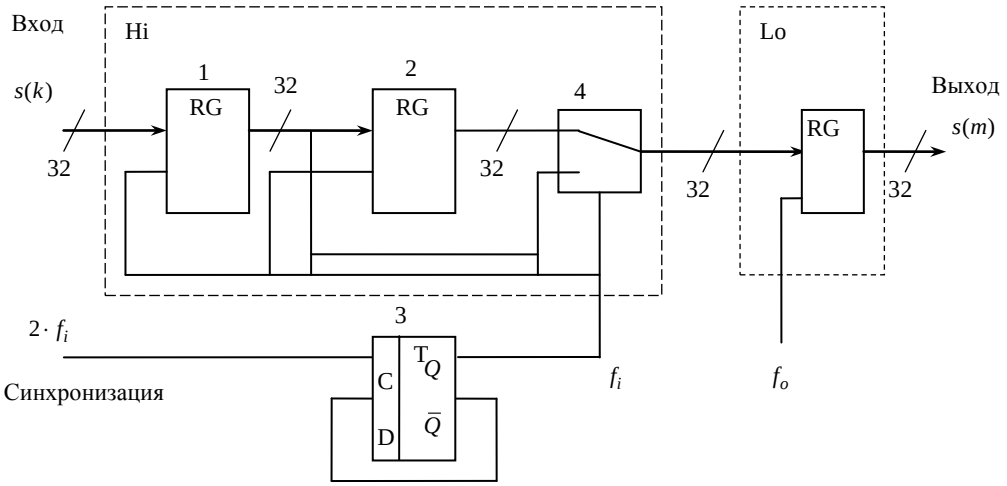


Рис. 9. Структурная схема асинхронного интерполятора типа «с»

Функционирование ступени Lo интерполятора типа «с» аналогично функционированию ступени Lo интерполятора типа «а», рассмотренному ранее.

Ошибка интерполяции асинхронного интерполятора типа «с» для k'-интервала интерполяции $\left[t_k-\frac{\tau_i}{2};t_k+\frac{\tau_i}{2}\right)$ при отклонении момента передискретизации нисходящей ступенью $-\frac{\tau_i}{2}\le\tau_j<\frac{\tau_i}{2}$:

$$\xi_c(\tau_j,t_k)=s(t_k+\tau_j)-s(t_k). \qquad (27)$$

Перейдем от дискретного сигнала к непрерывному и оценим мощность ошибки интерполяции на интервале анализа T при фиксированном τ:

$$P_{\xi_c}(\tau)=\frac{1}{T}\int_0^T\xi_c^2(\tau,t)dt=\frac{1}{T}\int_0^T(s(t+\tau)-s(t))^2dt=$$

$$=\frac{1}{T}\int_0^T(s^2(t+\tau)+s^2(t)-2s(t+\tau)s(t))dt=$$

$$=\frac{1}{T}\int_0^T(s^2(t+\tau)dt+\frac{1}{T}\int_0^T s^2(t)dt-$$

$$-\frac{2}{T}\int_0^T s(t+\tau)s(t))dt=R_s(0)+R_s(0)-2R_s(\tau). \qquad (28)$$

Тогда, подставляя формулы (7) в выражение (28), получим

$$P_{\xi_c}(\tau)=\frac{2}{\pi}\int_0^\infty S^2(\omega)(1-\cos(\omega\tau))d\omega. \qquad (29)$$

Основываясь на предположении о равномерности распределения моментов передискретизации τ на интервале $\left[-\frac{\tau_i}{2};\frac{\tau_i}{2}\right)$: $\rho(\tau)=\frac{1}{\tau_i}$, оценим математическое ожидание мощности ошибки интерполяции:

$$M\left[P_{\xi_c}\right]=\int_{-\frac{\tau_i}{2}}^{\frac{\tau_i}{2}}\frac{1}{\tau_i}P_\xi(\tau)d\tau=$$

$$= \int_{-\frac{\tau_i}{2}}^{\frac{\tau_i}{2}} \frac{1}{\tau_i} \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} s^2(\omega)(1-\cos(\omega\tau))d\omega d\tau =$$

$$= \frac{2}{\pi\tau_i} \int_0^{\infty} s^2(\omega) \int_{-\frac{\tau_i}{2}}^{\frac{\tau_i}{2}} (1-\cos(\omega\tau))d\tau d\omega =$$

$$= \frac{2}{\pi\tau_i} \int_0^{\infty} s^2(\omega) \left(\tau_i - \frac{\sin\left(\omega\frac{\tau_i}{2}\right)}{\omega} \right) d\omega =$$

$$= \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} s^2(\omega) \left(1 - \frac{\sin\left(\omega\frac{\tau_i}{2}\right)}{\omega\frac{\tau_i}{2}} \right) d\omega . \qquad (30)$$

По аналогии с предыдущими расчетами оценим сверху значение интеграла (30):

$$\frac{\omega\tau_i}{2} = \pi f \frac{1}{L \cdot f_d} = \frac{\pi f}{L \cdot f_d} = \frac{\pi\Omega}{L};$$

$$\Omega \in [0;0.5] \Rightarrow \frac{\omega\tau_i}{2} < 1 \text{ при } L \geq 2 . \qquad (31)$$

Тогда, используя разложение в ряд Маклорена и условие $\frac{\omega\tau_i}{2} < 1$, имеем

$$1 - \frac{\sin\left(\omega\frac{\tau_i}{2}\right)}{\omega\frac{\tau_i}{2}} \leq \frac{\omega^2\tau_i^2}{24} . \qquad (32)$$

Применяя неравенство (32) к выражению (30), получим

$$M\left[P_{\xi_c}\right] \leq \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} S^2(\omega) \frac{\omega^2\tau_i^2}{24} d\omega = \frac{\tau_i^2}{12\pi} \int_0^{\infty} \omega^2 S^2(\omega) d\omega . \qquad (33)$$

Сравнивая выражения (24) и (33), можно сделать вывод о том, что оценки сверху мощности ошибки интерполяции для интерполяторов типа «b» и «c» имеют одинаковые значения, и, следовательно, динамический диапазон интерполированного сигнала асинхронного интерполятора типа «c» с учетом L можно оценить по формуле

$$D_b \geq \frac{12 f_i^2}{\omega_{\max}^2} = \frac{12L^2}{\Omega_{\omega\max}^2} \text{ при } L \geq 2 . \qquad (34)$$

Результаты расчетов динамического диапазона асинхронных преобразователей частоты дискретизации для канала с полосой частот 0,3–3,4 кГц и частотой дискретизации 8 кГц, выполненных в соответствии с полученными выражениями (15), (26), (34), представлены в таблице. Данные получены без учета фильтрующих свойств нисходящей ступени преобразователя частоты дискретизации.

В графическом виде полученные результаты представлены на рис. 10 (графики a, b и c). По вертикальной оси для трех рассмотренных типов интерполяторов в логарифмическом масштабе отложена величина динамического диапазона в дБ, по горизонтальной оси – коэффициент интерполяции L экспандера частоты (рис. 3).

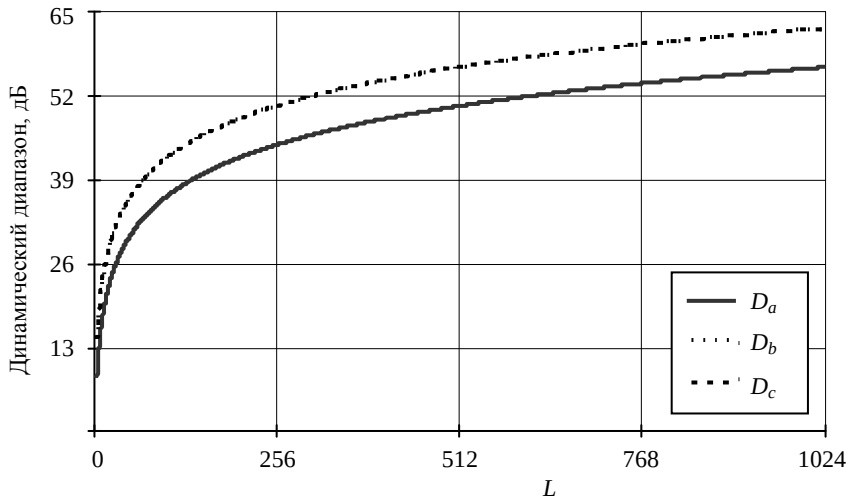


Рис. 10. Зависимость величины динамического диапазона D от коэффициента интерполяции L

Таблица

L	D_a, дБ	D_b, дБ	D_c, дБ
2	–	–	8.28
4	8.28	14.3	14.3
16	20.32	26.34	26.34
256	44.4	50.43	50.43
512	50.43	56.45	56.45
1024	56.45	62.47	62.47

Представленные на рис. 10 графики подтверждают преимущество предложенных типов асинхронных интерполяторов и позволяют решать обратную задачу, то есть определять требуемую величину L по заданной величине динамического диапазона.

Выводы

Предложенная классификация интерполяторов, основанная на поведении функции ошибки на интервале интерполяции, позволила синтезировать функциональные схемы интерполяторов с увеличенным динамическим диапазоном.

Получены аналитические выражения, позволяющие оценить сверху уровень помех интерполяции, возникающих при обработке полосовых сигналов, представленных цифровыми отсчетами.

Показано, что предложенные интерполяторы обеспечивают меньший уровень помех по сравнению с известным решением.

Практическая значимость полученных результатов обусловлена применением плавной интерполяции для синхронизации цифровых потоков аналоговых сигналов при рассинхронизации опорных генераторов источника и приемника. Полученные выражения позволяют определить минимально необходимый вычислительный ресурс при реализации асинхронных интерполяторов по заданному динамическому диапазону сигнала на выходе интерполятора.

Литература

1. *Peter B. Kenington.* RF and Baseband Techniques for Software Defined Radio. Artech House mobile communications series, 2005.

2. *Elettra Venosa, Fredric J. Harris, Francesco A.N. Palmieri.* Software Radio: Sampling Rate Selection, Design and Synchronization. Springer, 2012. 131 p.

3. *Маковий В.А., Ермаков С.А.* Выбор оптимальных частотных режимов в аналого-цифровых трактах программируемых радиоприемных устройств // Теория и техника радиосвязи. 2013. № 3. С. 52–58.

4. *Николаев В.И., Маковий В.А.* Высоконадежная сеть ДКМВ масштаба страны на основе программно-определяемых радиосредств. http://www.pandia.ru/text/77/132/411.php.

5. *Crochiere R.E., Rabiner L.R.* Multirate Digital Signal Processing. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1983.

6. *Crochiere R.E., Rabiner L.R.* Interpolation and decimation of digital signals – A tutorial review // Proceedings of the IEEE. March 1981. V. 69, № 3. Pp. 300–331.

7. *Маковий В.А., Шкуров С.А.* Увеличение избирательности по побочным каналам приема в программно-определяемых радиосредствах // Радиотехника. 2013. № 12. С. 66–76.

8. *Маковий В.А.* Динамический диапазон дискретизатора // Радиотехника. 1991. № 6. С. 40–42.

9. *Маковий В.А.* Виды представления частот сигнала в цифровом радиоприемном устройстве и переходы между ними // Теория и техника радиосвязи. 2010. № 3. С. 36–45.

Статья поступила в редакцию 19 января 2015 года

УДК 621.372.018.78

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОНЕЧНОГО ПОЛОЖЕНИЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО КОЛЕБАТЕЛЬНОГО КОНТУРА ПОСЛЕ ПРОИЗВОЛЬНОГО КОЛИЧЕСТВА ПЕРЕКЛЮЧЕНИЙ

Н.М. Назаров, начальник сектора, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: nicksx@rambler.ru

Осуществляется поиск формулы, позволяющей по начальному состоянию последовательного колебательного контура и известному кусочно-постоянному входному воздействию найти конечное положение контура в пространстве состояний.

Ключевые слова: *последовательный колебательный контур, высокоэнергетичный тракт, релейное управление, пространство состояний.*

THE DEFINITION OF THE SERIAL LC TANK FINAL POSITION AFTER THE ARBITRARY QUANTITY OF SWITCHINGS

N.M. Nazarov, head of sector, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: nicksx@rambler.ru

The search of the formula allowing to find a final position of the serial LC tank in a state space by the initial state of a series tank circuit and the certain piecewise constant input influence is carried out.

Keywords: *series tank circuit, high-energy section, relay control, state space.*

Возрастающие требования к характеристикам широкополосных мощных мобильных передающих средств низкочастотного диапазона заставляют разработчиков отказываться от традиционных способов синтеза высокоэнергетичного тракта и приводят к необходимости применять альтернативные методы построения. Так, в частности, помимо применения в передатчике выходных усилительных каскадов, работающих в высокоэффективном с точки зрения энергетических показателей ключевом режиме, приходится отказываться от применения сложных и громоздких согласующих устройств, отдавая предпочтение простейшим способам соединения выхода передатчика с антенной. Одним из вариантов такого соединения является использование в качестве соединителя катушки индуктивности. Получающийся последовательный колебательный контур обладает высокой добротностью и, соответственно, малой полосой пропускания. Это делает невозможным формирование на выходе контура сигнала, имеющего широкий основной лепесток спектра, путем подачи этого сигнала на вход оконечного каскада выходного усилителя передатчика. Вместе с тем, практика показывает, что широкополосный сигнал в добротном контуре все же может быть получен. Для этого необходимо специальным образом формировать входной сигнал. Если речь идет о формировании широкополосного фазоманипулированного сигнала, то входным сигналом будет последовательность импульсов, ширина которых в начале и в конце тактового интервала будет максимальной, за исключением первого и последнего полупериода, а в середине такта будут более узкими. В результате такого воздействия на каждом такте колебания тока в контуре будут иметь огибающую, которую можно считать аппроксимацией прямоугольной огибающей.

Выбору ширины первого и последнего импульсов внутри тактового интервала посвящена работа [1]. В ней исследован вопрос о возможности мгновенного переключения фазы в высокодобротном последовательном колебательном контуре. Затронут также вопрос и о переводе контура из произвольного положения в точку, в которой возможно такое переключение. Благодаря полученным результатам оказывается возможным сформировать переходный процесс внутри тактового интервала. Вопрос об особенностях выбора параметров импульсов на том участке такта, на котором формируется плоская вершина огибающей, остается открытым. Для решения этой задачи в работе [2] найден специальный прием, позволяющий существенно упростить описание изменения выходного тока контура. В работе [3] этот прием применен для отыскания характерных математических объектов, участвующих в описании процессов, протекающих в контуре. В настоящей работе развиваются результаты, полученные в [2] и [3].

 ISSN 1995-7009

Рассмотрим последовательный колебательный контур подробнее. Входным сигналом является напряжение источника ЭДС U (рис. 1), выходным – ток, текущий через сопротивление нагрузки R_a.

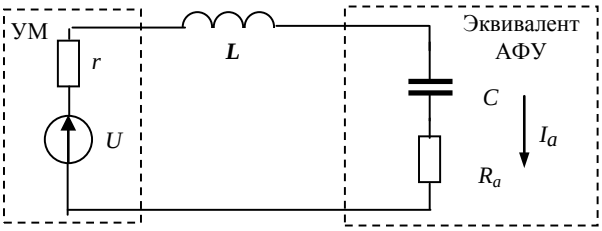


Рис. 1. Контур – модель высокоэнергетичного тракта

В работе [2] было приведено описание поведения последовательного колебательного контура в пространстве состояний и найден переход в такое пространство, в котором движение контура описывается наиболее просто:

$$\vec{X}(t) = \mathbf{M}(t) \cdot \left(\vec{X}_0 - \vec{F} \right) + \vec{F}. \qquad (1)$$

Здесь $\vec{X}(t)$ – вектор положения системы в пространстве состояний в произвольный момент времени t:

$$\vec{X}(t) = \begin{vmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{vmatrix}. \qquad (2)$$

Координата x_2 совпадает с выходным током i_a. $\vec{X}_0$ – вектор положения системы в пространстве состояний в начальный момент времени $t_0 = 0$. Вектор $\vec{F}$ – фокус, вокруг которого осуществляется движение контура. Его представление получено в работе [3]:

$$\vec{F} = \begin{vmatrix} -\dfrac{\left(\alpha^2 + \beta^2\right) \cdot b_1}{a_0 \cdot \beta} \cdot U(t) \\ 0 \end{vmatrix}, \qquad (3)$$

где α – логарифмический коэффициент затухания контура; β – частота собственных колебаний; a_0 и b_0 – коэффициенты дифференциального уравнения контура, подробное описание которых можно найти в [2]; $U(t)$ – кусочно-постоянная функция. На практике чаще всего используются такие усилители мощности (УМ), которые определяют область значений функции U как $D(U) = \{-E, 0, E\}$.

$\mathbf{M}(t)$ – фундаментальная матрица решений:

$$M(t) = e^{\alpha \cdot t} \cdot \begin{vmatrix} \cos(\beta \cdot t) & -\sin(\beta \cdot t) \\ \sin(\beta \cdot t) & \cos(\beta \cdot t) \end{vmatrix}. \qquad (4)$$

Рассмотрим процесс формирования сигнала на выходе контура. Пусть в начальный момент t_0 система находилась в точке X_0 и двигалась под действием напряжения $U_1 \in D(U)$. В некоторый момент t_1 входное напряжение изменилось и стало $U_2 \in D(U)$. Напряжение U_2 оставалось неизменным до момента t_2. Здесь вновь произошло переключение. И такие переключения происходили в моменты t_2, t_3 и т.д. вплоть до момента t_n. Задача, решаемая в настоящей работе, формулируется следующим образом: определить положение контура в пространстве состояний в момент t_n $X(t_n)$.

Решение задачи определения положения

Введем обозначения понятий. Весь рассматриваемый промежуток времени обозначим $T_a = [0, t_n)$. Он разбит на множество непересекающихся интервалов времени I_i:

$$\begin{aligned} &I_i \subseteq T_a, \\ &\bigcap_{i=1}^{n} I_i = \varnothing. \end{aligned} \qquad (5)$$

Каждый интервал представляет собой непрерывный отрезок на оси времени. Длина каждого из интервалов может принимать любое значение, не превышающее длины промежутка T_a. Количество интервалов – n. Интервалы покрывают весь промежуток T_a без остатка:

$$T_a = \bigcup_{i=1}^{n} I_i. \qquad (6)$$

Началом интервала является момент t_{i-1}, а концом – t_i:

$$I_i = \left[t_{i-1}, t_i \right). \qquad (7)$$

Длиной интервала I_i является разность

$$\Delta_i = t_i - t_{i-1}. \qquad (8)$$

Каждый интервал I_i характеризуется тем, что на нем напряжение источника ЭДС контура $U \in D(U)$ остается неизменным. Напряжение U задает в пространстве состояний фокус, вокруг которого осуществляется движение на интервале I_i. Будем обозначать этот фокус F_i.

Положение контура в пространстве состояний в момент времени t_i будем обозначать X_i:

$$\vec{X}_i = \vec{X}\left(t_i\right). \quad (9)$$

Если в начальный момент времени $t_0 = 0$ контур находился в точке X_0 и далее до момента t_1 двигался вокруг фокуса F_1, то в момент t_1 положение контура станет, согласно (1),

$$\vec{X}_1 = \mathbf{M}\left(t_1\right)\cdot\left(\vec{X}_0 - \vec{F}_1\right) + \vec{F}_1. \quad (10)$$

Предположим, что в момент t_1 произошло переключение напряжения ЭДС, и контур начал двигаться до момента t_2 вокруг фокуса F_2. Положение контура в момент t_2:

$$\vec{X}_2 = \mathbf{M}\left(t_2 - t_1\right)\cdot\left(\vec{X}_1 - \vec{F}_2\right) + \vec{F}_2. \quad (11)$$

Подставим значение X_1 в выражение (11) из выражения (10). Получим

$$\vec{X}_2 = \mathbf{M}\left(t_2 - t_1\right)\times$$

$$\times\left(\mathbf{M}\left(t_1\right)\cdot\left(\vec{X}_0 - \vec{F}_1\right) + \vec{F}_1 - \vec{F}_2\right) + \vec{F}_2. \quad (12)$$

Продолжая подобное рассмотрение интервалов I_i, можно построить формулу, позволяющую вычислить положение контура на конце последнего интервала I_n:

$$\vec{X}_n = \mathbf{M}\left(t_n\right)\cdot\left[\vec{X}_0 + \sum_{i=1}^{n-1}\left(\mathbf{M}\left(-t_i\right) - \mathbf{M}\left(-t_{i-1}\right)\right)\cdot\vec{F}_i\right] +$$

$$+\left(E - \mathbf{M}\left(t_n\right)\cdot\mathbf{M}\left(-t_{n-1}\right)\right)\cdot\vec{F}_n. \quad (13)$$

Прежде чем убедиться в правильности формулы (13), зафиксируем некоторые важные для дальнейшего изложения свойства фундаментальной матрицы $\mathbf{M}(t)$.

1. Умножение матриц вида (4) коммутативно:

$$\mathbf{M}(a)\cdot\mathbf{M}(b) = \mathbf{M}(b)\cdot\mathbf{M}(a). \quad (14)$$

Убедиться в этом можно простой подстановкой матрицы (4) в (14), но представляется интересным дать качественное описание подтверждения свойства 1. Рассмотрим выражение (4). Оно представляет собой произведение коэффициента пропорциональности в виде экспоненты, зависящей от параметра $e^{\alpha\cdot t}$, на матрицу. Данная матрица является матрицей поворота на угол $\varphi = \beta\cdot t$. Обозначим ее $\mathbf{R}(t)$. В этих обозначениях выражение (4) приобретает вид

$$\mathbf{M}(t) = e^{\alpha\cdot t}\cdot\mathbf{R}(t). \quad (15)$$

Тогда произведение фундаментальных матриц примет вид

$$\mathbf{M}(a)\cdot\mathbf{M}(b) = e^{\alpha\cdot a}\cdot\mathbf{R}(a)\cdot e^{\alpha\cdot b}\cdot\mathbf{R}(b). \quad (16)$$

Экспоненциальные множители являются обычными действительными числами. Они коммутативны как с матрицами $\mathbf{R}(t)$, так и друг с другом. Произведение матриц $\mathbf{R}$ имеет наглядную геометрическую интерпретацию. Если с помощью произведения $\mathbf{R}(a)\mathbf{R}(b)$ осуществляется преобразование вектора $\vec{V}$, то результатом этого преобразования является вектор $\vec{V}_R$, для получения которого необходимо повернуть начальный вектор $\vec{V}$ вначале на угол $\varphi_b = \beta\cdot b$, а затем довернуть еще на угол $\varphi_a = \beta\cdot a$. Известно, что результирующий угол поворота вектора $\vec{V} - \varphi_R$ не зависит от порядка осуществления промежуточных поворотов:

$$\varphi_R = \varphi_a + \varphi_b = \varphi_b + \varphi_a. \quad (17)$$

Поэтому и результирующий вектор $\vec{V}_R$ не зависит от порядка применения матриц поворотов $\mathbf{R}(a)$ и $\mathbf{R}(b)$.

2.

$$\mathbf{M}(a)\cdot\mathbf{M}(b) = \mathbf{M}(a+b). \quad (18)$$

3.

$$\mathbf{M}(0) = \mathbf{E}, \quad (19)$$

где $\mathbf{E}$ – единичная матрица:

$$\mathbf{E} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix}. \quad (20)$$

4.

$$\mathbf{M}\left(\frac{\pi}{\beta}\right) = -e^{\frac{\alpha}{\beta}\cdot\pi}\cdot\mathbf{E}. \quad (21)$$

Вернемся к рассмотрению выражения (13). Его обоснованность доказывается по индукции.

Подстановка $n = 1$ дает выражение (10). Допустим, что выражение (13) верно. Найдем положение контура в момент t_{n+1}:

$$\vec{X}_{n+1} = \mathbf{M}\left(t_{n+1} - t_n\right)\cdot\left(\vec{X}_n - \vec{F}_{n+1}\right) + \vec{F}_{n+1} =$$

$$= \mathbf{M}\left(t_{n+1}\right)\cdot\mathbf{M}\left(-t_n\right)\cdot\vec{X}_n - \mathbf{M}\left(t_{n+1}\right)\times$$

$$\times\mathbf{M}\left(-t_n\right)\cdot\vec{F}_{n+1} + \vec{F}_{n+1}. \quad (21)$$

Подставляя значение $\vec{X}_n$, найденное по (13), в (21), получаем

$$\vec{X}_{n+1} = \mathbf{M}\left(t_{n+1}\right)\cdot\mathbf{M}\left(-t_n\right)\times$$

$$\times\left(\mathbf{M}(t_n)\cdot\left[\vec{X}_0+\sum_{i=1}^{n-1}\left(\mathbf{M}(-t_i)-\mathbf{M}(-t_{i-1})\right)\cdot F_i\right]+\right.$$
$$\left.+\left(\mathbf{E}-\mathbf{M}(t_n)\cdot\mathbf{M}(-t_{n-1})\right)\right)-$$
$$-\mathbf{M}(t_{n+1})\cdot\mathbf{M}(-t_n)\cdot\vec{F}_{n+1}+\vec{F}_{n+1}. \qquad (22)$$

Пользуясь законом дистрибутивности умножения матриц относительно сложения, раскрываем скобки, стоящие во второй строке выражения (22):

$$\vec{X}_{n+1}=\mathbf{M}(t_{n+1})\times$$
$$\times\left[\vec{X}_0+\sum_{i=1}^{n-1}\left(\mathbf{M}(-t_i)-\mathbf{M}(-t_{i-1})\right)\cdot F_i\right]+$$
$$+\left(\mathbf{M}(t_{n+1})\cdot\mathbf{M}(-t_n)-\mathbf{M}(t_{n+1})\cdot\mathbf{M}(-t_{n-1})\right)\cdot\vec{F}_n-$$
$$-\mathbf{M}(t_{n+1})\cdot\mathbf{M}(-t_n)\cdot\vec{F}_{n+1}+\vec{F}_{n+1}. \qquad (23)$$

При раскрытии скобок в выражении (22) учитывалось, что $\mathbf{M}(-t_n)\cdot\mathbf{M}(t_n)=\mathbf{E}$.

В слагаемых из первых двух строк выражения (23) общий множитель, матрица $\mathbf{M}(t_{n+1})$, выносится за скобки:

$$\vec{X}_{n+1}=\mathbf{M}(t_{n+1})\times$$
$$\times\left[\vec{X}_0+\sum_{i=1}^{n-1}\left(\mathbf{M}(-t_i)-\mathbf{M}(-t_{i-1})\right)\cdot F_i+\right.$$
$$\left.+\left(\mathbf{M}(-t_n)-\mathbf{M}(-t_{n-1})\right)\cdot F_n\right]-$$
$$-\mathbf{M}(t_{n+1})\cdot\mathbf{M}(-t_n)\cdot\vec{F}_{n+1}+\vec{F}_{n+1}. \qquad (24)$$

В выражении (24) обращает на себя внимание третье слагаемое в квадратных скобках. По форме оно в точности совпадает с выражением, стоящим под знаком суммы, только индекс является следующим за тем, на котором заканчивается суммирование во втором слагаемом в выражении, стоящем в квадратных скобках. Благодаря этому слагаемое $\left(\mathbf{M}(-t_n)-\mathbf{M}(-t_{n-1})\right)\cdot F_n$ вносится под знак суммы, а верхний индекс суммирования увеличивается на один. В результате выражение (24) приобретает вид

$$\vec{X}_{n+1}=\mathbf{M}(t_{n+1})\times$$
$$\times\left[\vec{X}_0+\sum_{i=1}^{n}\left(\mathbf{M}(-t_i)-\mathbf{M}(-t_{i-1})\right)\cdot F_i\right]-$$
$$-\mathbf{M}(t_{n+1})\cdot\mathbf{M}(-t_n)\cdot\vec{F}_{n+1}+\vec{F}_{n+1}. \qquad (25)$$

Наконец, в последних двух слагаемых общий множитель $\vec{F}_{n+1}$ выносится за скобки:

$$\vec{X}_{n+1}=\mathbf{M}(t_{n+1})\times$$
$$\times\left[\vec{X}_0+\sum_{i=1}^{n}\left(\mathbf{M}(-t_i)-\mathbf{M}(-t_{i-1})\right)\cdot F_i\right]+$$
$$+\left(\mathbf{E}-\mathbf{M}(t_{n+1})\cdot\mathbf{M}(-t_n)\right)\cdot\vec{F}_{n+1}. \qquad (26)$$

Введя обозначение $k=n+1$, и, соответственно, $n=k-1$, получим выражение (13), что и требовалось доказать.

Интерпретация результата

Предположим, что на последнем интервале напряжение U было нулевым. В этом случае фокус

$$\vec{F}_n=0. \qquad (27)$$

Тогда выражение (13) теряет последнее слагаемое:

$$\vec{X}_n=\mathbf{M}(t_n)\times$$
$$\times\left[\vec{X}_0+\sum_{i=1}^{n-1}\left(\mathbf{M}(-t_i)-\mathbf{M}(-t_{i-1})\right)\cdot\vec{F}_i\right]. \qquad (28)$$

Обозначим

$$\vec{S}=\sum_{i=1}^{n-1}\left(\mathbf{M}(-t_i)-\mathbf{M}(-t_{i-1})\right)\cdot\vec{F}_i. \qquad (29)$$

Тогда

$$\vec{X}_n=\mathbf{M}(t_n)\cdot\left(\vec{X}_0+\vec{S}\right). \qquad (30)$$

Вектор $\vec{S}$ имеет смысл смещения начального состояния в некоторую новую точку X_S:

$$\vec{X}_S=\vec{X}_0+\vec{S}. \qquad (31)$$

Отсюда

$$\vec{X}_n=\mathbf{M}(t_n)\cdot\vec{X}_S. \qquad (32)$$

Так как выражения (32) и (28) тождественны, то можно утверждать, что контур, двигаясь в пространстве состояний из положения X_0 под воздействием входного сигнала $U(t)$ в виде кусочно-постоянной функции, в конечный момент t_n окажется в той же точке X_n, в которой он оказался бы, если бы двигался без переключений в течение того же времени t_n из смещенной начальной точки X_S.

Если на последнем интервале движение происходило вокруг ненулевого фокуса, то появляется слагаемое

$$\vec{S}_{mis} = \left(\mathbf{E} - \mathbf{M}\left(t_n\right) \cdot \mathbf{M}\left(-t_{n-1}\right)\right) \cdot \vec{F}_n. \qquad (33)$$

Его удобно перенести в левую часть выражения (13). Тогда, с учетом (29)–(32),

$$\vec{X}_n - \vec{S}_{mis} = \mathbf{M}\left(t_n\right) \cdot \vec{X}_S. \qquad (34)$$

В результате формулировка утверждения о конечной точке траектории станет такой: конечная точка движения контура без переключений из смещенной начальной точки X_S в течение времени t_n будет отличаться от конечной точки движения контура с переключениями в течение времени t_n из начальной точки X_0 на вектор $\vec{S}_{mis}$.

Выводы

В результате проделанной работы найдено и доказано выражение (13), позволяющее по известному начальному положению контура в пространстве состояний и известной кусочно-постоянной функции входного воздействия $U(t)$ определить положение контура в конечный момент времени.

Литература

1. *Назаров Н.М.* Переключение фазы на произвольный угол в высокодобротном последовательном колебательном контуре // Теория и техника радиосвязи. Воронеж, 2005. Вып. 2. С. 55–62.

2. *Назаров Н.М.* Упрощение описания траекторий движения последовательного колебательного контура в пространстве состояний // Теория и техника радиосвязи. 2014. № 4. С. 84–88.

3. *Назаров Н.М.* Преобразование объектов пространства состояний последовательного колебательного контура // Теория и техника радиосвязи. 2015. № 1. С. 66–68.

Статья поступила в редакцию 28 октября 2014 года

УДК 539.216.2

МЕХАНИЗМ ФОРМИРОВАНИЯ КОМПАКТНОЙ НАНОКРИСТАЛЛИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ ПРИ КОНДЕНСАЦИИ ДВУХКОМПОНЕНТНЫХ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ СИСТЕМ С ОГРАНИЧЕННОЙ ВЗАИМНОЙ РАСТВОРИМОСТЬЮ[1]

Р.Е. Беляев, зам. начальника НТУ, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: astashova@sozvezdie.su
Г.В. Меркулов, к. ф.-м. н., инженер, ВГУ, тел. (473) 246-76-33
Д.Б. Омороков, к. ф.-м. н., ст. конструктор, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: saref@list.ru
Т.Л. Тураева, к. ф.-м. н., профессор, зав. кафедрой, ВГТУ, e-mail: tlturaeva@mail.ru
Е.В. Шведов, д. ф.-м. н., профессор, ВГУ, e-mail: karl12@yandex.ru

Исследованы субструктуры двухкомпонентных металлических пленок Ag–Cu и Ag–Ni, образующихся при термическом испарении из независимых источников. Разработаны модель формирования наноструктур в двухкомпонентных металлических пленках и математическое описание диффузионных процессов, определены температурные области формирования нанокристаллических структур различного типа. Показано, что в системах Ag–Cu, Ag–Ni формирование слоистой субструктуры контролируется процессом поверхностной диффузии компонентов. Рассчитаны температурный интервал и диффузионные характеристики, необходимые для реализации модулированных по составу слоистых наноструктур при конденсации в вакууме из двухкомпонентной паровой фазы в системах Ag–Cu, Ag–Ni.

Ключевые слова: *вакуумная конденсация, слоистые нанокомпозиты, поверхностная диффузия, двухкомпонентные металлические системы, наноструктуры, математическая модель.*

THE MECHANISM OF COMPACT NANOCRYSTALLINE STRUCTURE FORMATION AT THE CONDENSATION OF BICOMPONENT METAL SYSTEMS WITH LIMITED MUTUAL SOLUBILITY

R.E. Belyaev, deputy head of Scientific and Technical Management, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: astashova@sozvezdie.su
G.V. Merkulov, candidate in Physics and Mathematics, engineer, Voronezh State University, tel. (473) 246-76-33
D.B. Omorokov, candidate in Physics and Mathematics, senior designer, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: saref@list.ru
T.L. Turayeva, candidate in Physics and Mathematics, professor, head of chair, Voronezh State Engineering University, e-mail: tlturaeva@mail.ru
E.V. Shvedov, D.D. in Physics and Mathematics, professor, Voronezh State University, e-mail: karl12@yandex.ru

The substructures of binary metal films Ag–Cu and Ag–Ni, formed by thermal evaporation from independent sources are investigated. The model of nanostructures formation in two-component metal films and the mathematical description of diffusion processes are developed, the temperature fields of nanocrystalline structures of various types forming are identified. It is shown that the formation of a layered substructure is controlled by surface diffusion process components in systems Ag–Cu, Al–Ni. Temperature range and diffusion characteristics needed for implementing the layered modulation nanostructures at a condensation in vacuum from two-component vapor phase in systems Ag–Cu, Ag–Ni are calculated.

Keywords: *vacuum condensation, layered nanocomposites, surface diffusion, two-component metallic systems, nanostructures, mathematical model.*

Разработка научных основ создания и исследования общих свойств и принципов функционирования элементов, схем и устройств вычислительной техники и систем управления на данный момент является актуальной задачей. Применение в электронике нанообъектов позволяет говорить о новом этапе миниатюризации устройств вычислительной техники и систем управления – переходе от интегральных микросхем к интегральным наносхемам. Исследователи из различных стран мира создают новые типы электронных элементов со сверхмалыми размерами, которые и составят в ближайшем будущем элементную базу вычислительной техники. Для создания наноэлектронных приборов и устройств

[1] Работа выполнена при поддержке фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере («Фонд содействия инновациям») в рамках программы «Умник».

на сегодняшний день используются достаточно хорошо разработанные в рамках технологии микроэлектроники процессы, такие как молекулярно-лучевая эпитаксия, вакуумная конденсация из паровой фазы, а также ионный синтез. При этом во всех указанных процессах рассматривается явление самоорганизации с формированием наноразмерных элементов, включая пространственно упорядоченные. Последнее направление представляется одним из наиболее перспективных, однако степень разработки непосредственно технологических подходов и их теоретического осмысления является в настоящее время недостаточной.

Нанокристаллические материалы представляют собой особое состояние конденсированного вещества – макроскопические ансамбли ультрамалых частиц с размерами до нескольких нанометров. Необычные свойства этих материалов обусловлены как особенностями отдельных частиц (кристаллитов), так и их коллективным поведением, зависящим от характера взаимодействия между наночастицами.

Нанокристаллические материалы и нанослои широко применяются в производстве современных микроэлектронных, оптоэлектронных устройств, а также систем управления, в число которых входят элементы памяти, сенсоры, датчики, светодиоды, цветные дисплеи и т.д.

Согласно [1] оба компонента бинарной системы могут переходить в кристаллическое состояние различным образом. В одних случаях компоненты *A* и *B* могут смешиваться в твердом состоянии при всех концентрациях (образование непрерывного ряда смешанных кристаллов), в других они могут смешиваться частично (образование смешанных кристаллов с ограниченной растворимостью), причем чаще всего компонент *A* поглощает малое количество компонента *B* (или наоборот), тогда как в среднем диапазоне концентраций происходит выпадение кристаллов из растворов (распад). Также они могут вообще не смешиваться, при этом оба компонента сосуществуют в твердом состоянии.

Скорость диффузии компонентов тесно связана с растворимостью диффундирующих частиц в веществе. Такая взаимосвязь вызывается тем, что оба эти явления во многом обуславливаются одними и теми же факторами. В [2] отмечено, что корреляция между скоростью диффузии и растворимостью наблюдается для металлических и полупроводниковых систем и отнюдь не является случайной. Она обусловлена тем, что как диффузия, так и растворимость, в конечном счете, определяются одними и теми же факторами: концентрацией вакансий и энергией связи примесных атомов в этих вакансиях. При данной температуре кристалла (которая определяет концентрацию вакансий) состояние чужеродных (примесных) атомов в вакантных узлах кристалла будет тем устойчивее, а коэффициент диффузии тем меньше, чем больше их энергия связи, иначе – чем глубже потенциальные ямы, в которых находятся эти примесные атомы. С другой стороны, этот же фактор определяет и растворимость чужеродных атомов в вакантных узлах кристалла: чем больше энергия связи между чужеродными атомами и вакантными узлами, тем больше и вероятность оккупации этих узлов, следовательно, и больше растворимость.

Вопрос о диффузии в поверхностном слое представляет значительный научный и практический интерес, поскольку состояние поверхности материала и подвижность атомов и структурных дефектов на поверхности во многом определяют поведение материала в эксплуатации. Кроме того, остается актуальным исследование процессов влияния внешней среды (особенно поверхностно активной) на свойства тонких пленок. Поверхностная диффузия является одной из важнейших стадий многих процессов – адсорбция и десорбция, гетерогенный катализ и рост кристаллов, смачивание и т.д. [3]. Поверхностную диффузию рассматривают в двух аспектах: как диффузию адсорбированных атомов на чистой поверхности или как диффузию в приповерхностном слое.

Свойства атомов в мономолекулярном слое на поверхности вследствие наличия некомпенсированных связей отличаются от свойств атомов внутри кристалла. Из-за менее совершенного строения решетки на ее поверхности с меньшей энергией зарождаются структурные дефекты и перемещаются атомы. Многие экспериментальные данные свидетельствуют, что на поверхности металлов имеется очень подвижный слой атомов [4].

В реальных кристаллах высокая подвижность атомов возможна в многоатомном приповерхностном слое. Физико-химическое состояние тонкого приповерхностного слоя вследствие общения с внешней средой и внешнего воздействия может существенно отличаться от состояния внутренних слоев как в термодинамическом, так и в кинетическом отношении.

Самодиффузия на поверхности металлов осуществляется механизмом, получившим название «перекати-поле» (rolling stone). Адсорбированные атомы (адатомы) катятся по поверхности как шарики, смещаясь в элементарном акте на расстояния, во много раз превышающие межатомные. Если шероховатость поверхности отличается от равновесной при данной температуре, то поверхностная диффузия приводит к сглаживанию рельефа за счет направленного перемещения ступеней и изломов на них. Коэффициент поверхностной самодиффузии зависит как от кристаллографической ориентации поверхности, так и от направления в ней.

В случае поверхностной гетеродиффузии перемещение примесных атомов по механизму «перекати-поле» затруднено, если энергия адсорбции велика. В этом случае происходит твердофазное растекание примеси по так называемому механизму «развертывающегося ковра», пока атомы примеси не покроют поверхность моноатомным слоем.

Экспериментальные результаты

Пленки толщиной около 0.1 и 0.2 мкм получали путем одновременного термического испарения из двух вольфрамовых испарителей Ag и Cu, Ag и Ni и конденсации в вакууме $5\cdot10^{-4}$ Па на вакуумные сколы по плоскости спайности (001) кристаллов NaCl. Температуру подложки изменяли от комнатной до 400°C. Скорость конденсации составляла 5–10 нм·с$^{-1}$. Ориентацию и субструктуру пленок исследовали на просвечивающем микроскопе ПЭМ 100 АК. Пленки Ag-Cu толщиной 1.2 мкм исследовали на рентгеновском дифрактометре ДРОН 3М. Общий состав пленки определяли рентгеноспектральным микроанализом на приборе JXA-3A с точностью около 0.6%, состав кристаллических фаз – по изменению параметров кристаллических решеток, соответствующих чистым металлам. Для электронно-микроскопического исследования толстые пленки утоняли методом ионно-лучевого травления в установке Ion Tech Ltd700 при ускоряющем напряжении 5 кВ и токе пучка 50–70 мкА.

На рис. 1 приведены фрагменты электронограмм и микрофотографии пленок Ag–Cu толщиной около 100 нм для различных температур конденсации. При комнатной температуре формируются двухфазные высокодисперсные пленки с размером зерен 10–20 нм. Происходит сближение параметров кристаллических решеток в основном за счет уменьшения параметра решетки серебра до значений 0.402–0.405 нм (по результатам электронографических измерений) при температуре подложки до 300°C, что соответствует растворению в нанокристаллах Ag до 17% Cu. Эта закономерность характерна и для толстых пленок: происходит уменьшение параметра решетки серебра до 0.406 нм (концентрация Cu в зернах Ag около 7%) и увеличение параметра решетки меди до 0.362 нм (концентрация Ag в зернах Cu около 1%).

Для используемых параметров процесса изменение постоянных кристаллических решеток вполне объяснимо конденсационно-стимулированным избыточным взаимным растворением Cu и Ag, которое не учитывается равновесной диаграммой для этой системы.

При сохранении дисперсности зеренной структуры с повышением температуры подложки в относительно узкой области температур вблизи 250°C происходит ориентированная кристаллизация с параллельным сопряжением решеток Ag, Cu и подложки. Хорошо выраженные рефлексы двойной дифракции на зернах обеих нанокристаллических фаз отражают их слоистое взаимное расположение. При росте пленок преимущественно происходит не латеральное расслоение фаз, а в направлении роста. При этом образуются слоистые композиции из чередующихся очень тонких, диаметром до нескольких нанометров, взаимноориентированных пластинок обеих фаз. Схема такой структуры изображена на рис. 2. Компоненты *A* и *B* – (Ag–Cu) или (Ag–Ni) соответственно.

Таким образом, происходит автомодуляция по составу в направлении роста при сохранении в целом высокодисперсной структуры. Направление такой композиционной модуляции совпадает с направлением роста пленки. Это подтверждается сохранением относительной концентрации Ag и Cu, интегрально измеряемой методом ОЖЕ-электронной спектроскопии при послойном ионном травлении такой пленки. Область температур реализации достаточно строгой параллельной ориентации составляет всего несколько десятков градусов. Дальнейшее повышение температуры подложки приводит к ухудшению качества двухосной текстуры, и при температурах, больших 300°C, – к образованию структуры с произвольной ориентацией. При этом в пленках происходит сквозное прорастание зерен каждой фазы, и они становятся моноблочными (в данном случае монофазными) по толщине образца. В таких структурах практически восстанавливаются значения параметров кристаллических решеток до соответствующих чистым Ag и Cu.

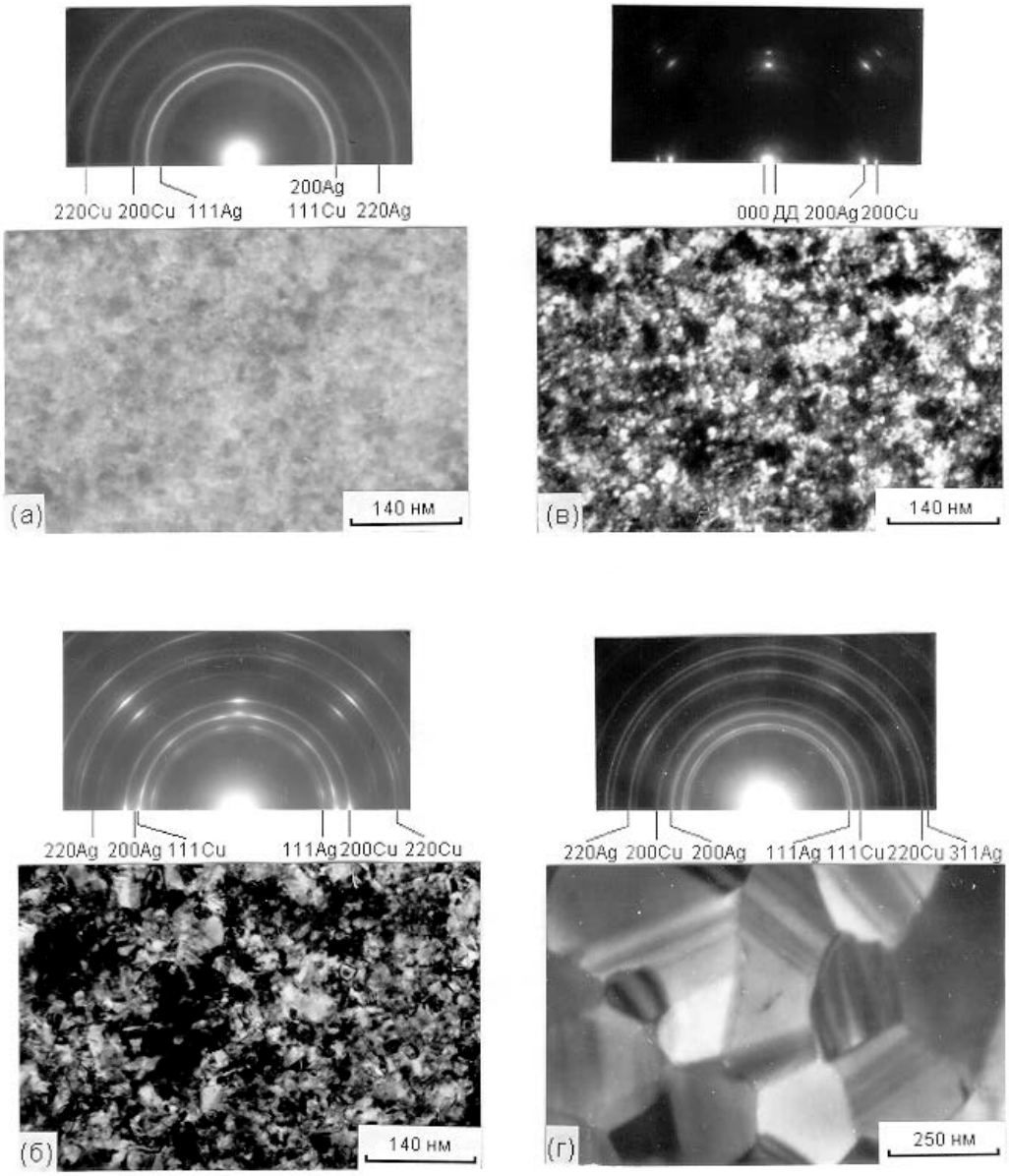


Рис. 1. Фрагменты электронограмм и микрофотографии структуры тонких пленок Ag–Cu на NaCl (001), полученных при различных температурах: а) 20°С, б) 245°С, в) 255°С, г) 330°С

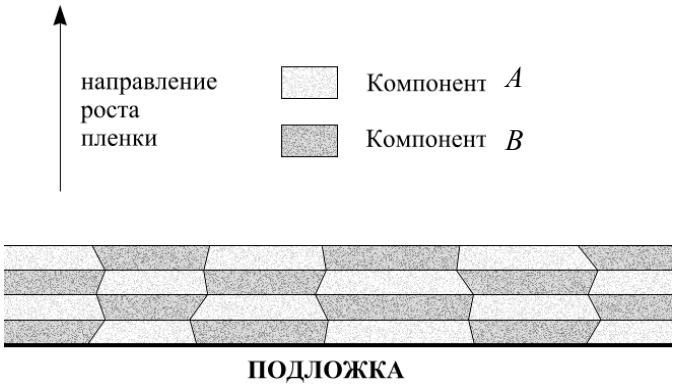


Рис. 2. Схема слоистой структуры двухкомпонентных металлических пленок с ограниченной взаимной растворимостью компонентов

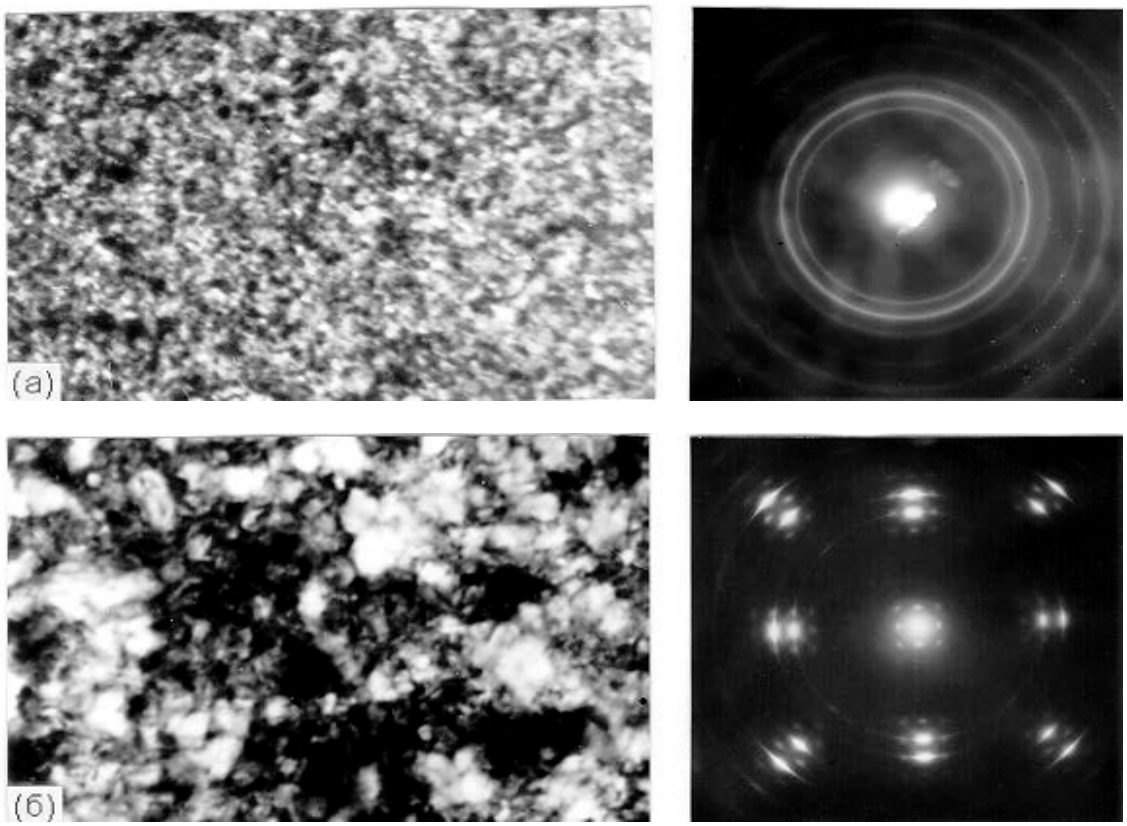
Аналогичная субструктура формируется в пленках Ag–Ni. На рис. 3 приведены микрофотографии и электронограммы пленок Ag–Ni толщиной около 100 нм, полученных при разных температурах. Ориентированные композиции образуются при температуре подложки около 340° С. В отличие от пленок Ag–Cu, в Ag–Ni не выявлено заметных изменений параметров кристаллических решеток.

Для анализа механизма формирования слоистой структуры пленок и оценки параметров его реализации разработана модель диффузионного расслоения.

На начальной стадии конденсации (до образования сплошной пленки) на поверхности подложки образуются плоские островки из атомов *A* и *B*, а также состоящие из смеси атомов *A* и *B*. Плотность островков и распределение по размерам определяются в основном величинами энергии активации диффузии адсорбированных атомов по поверхности подложки, а их ориентация на монокристаллической подложке задается закономерностями ориентированной кристаллизации. Атомы сорта *A* и *B* с равной вероятностью могут как образовывать кристаллическую матрицу, так и выступать в роли примеси. На начальной стадии конденсации эти роли распределяются случайными флуктуациями плотности потоков, падающих на подложку атомов. Рассмотрим соседние зарождающиеся зерна из атомов сорта *A* и *B*. На них поступают из двух потоков атомы *A* и *B* (рис. 5).

При равном содержании обоих компонентов в падающем потоке и при небольшом различии энергий активации поверхностной диффузии распределение по размерам зерен-островков для компонент *A* и *B* будет примерно одинаковым [5]. Параллельная ориентация островков первого слоя задается кристаллографическим соответствием плоскостей металлов и подложки.

Атомы *A*, попадающие на поверхность зерна *A*, встраиваются в свою кристаллическую решетку. Атомы *B* мигрируют по поверхности зерна. Граница зерна *A* является для них стоком, так как при ее достижении атомы *B* будут присоединяться к соседнему зерну *B*. Аналогично в направлении зерна *A* возникает поток атомов *A*. При определенных значениях температуры конденсации и энергии активации поверхностной диффузии E_d возможно установление динамического равновесия между потоком атомов *B*, покидающих островок *A* в результате поверхностной диффузии, и потоком атомов *B*, поступающих на зерно из пара. В этом случае зерно будет расти, имея на своей поверхности постоянное количество примесных атомов.



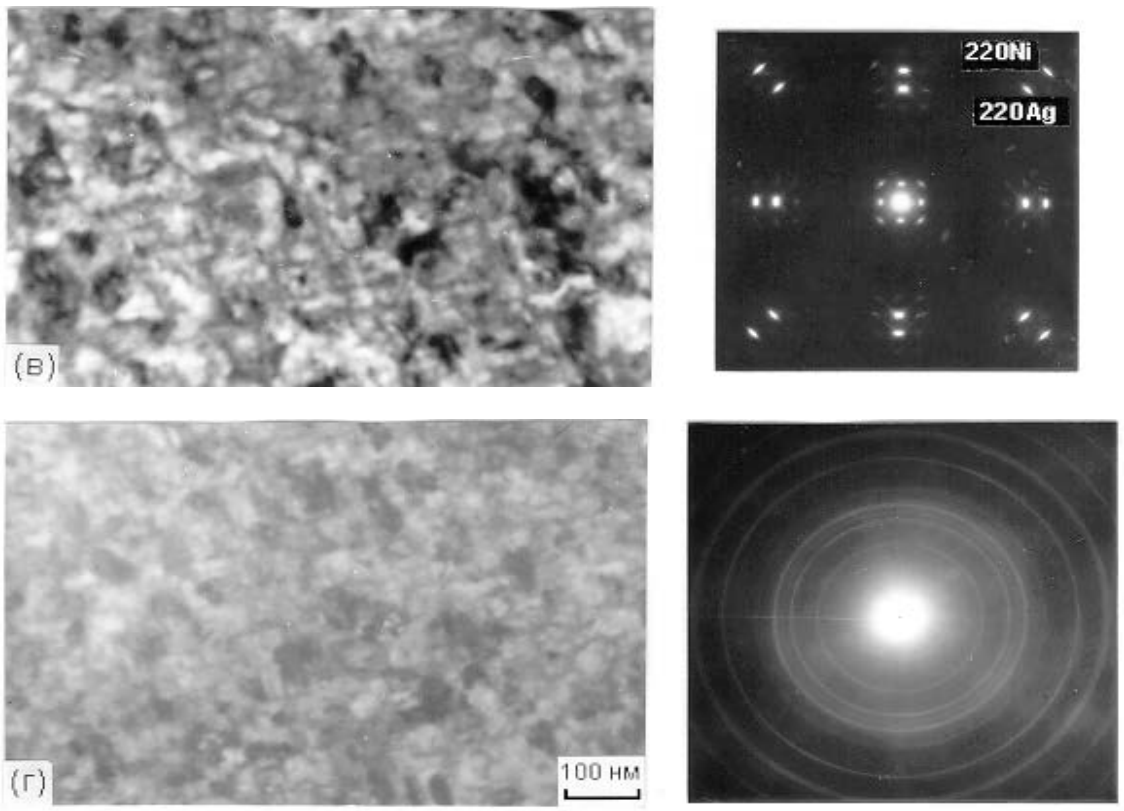


Рис. 3. Микрофотографии и электронограммы тонких пленок Ag–Ni, полученных при разных температурах: а) 20°С, б) 280°С, в) 340°С, г) 400°С

Рис. 4 схематично иллюстрирует зависимость структуры пленок Ag–Cu и Ag–Ni с ограниченной взаимной растворимостью компонент от температуры конденсации.

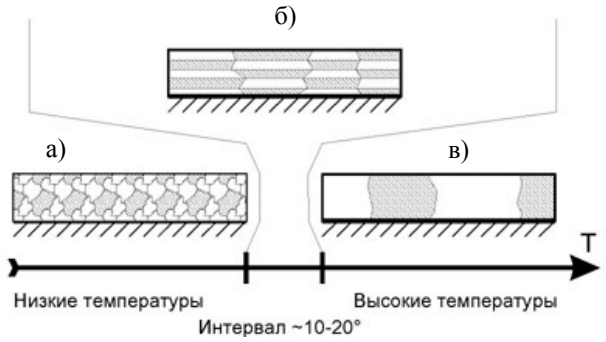


Рис. 4. Структура двухкомпонентных металлических пленок с ограниченной взаимной растворимостью при различных температурах конденсации:
а – высокодисперсная структура, состоящая из мелких неупорядоченных зерен обеих фаз;
б – модулированная в направлении роста структура с сохранением взаимной параллельной ориентации зерен;
в – моноблочная структура, состоящая из крупных монофазных зерен, проросших на всю толщину пленки

Модель диффузионного расслоения двухкомпонентной пленки

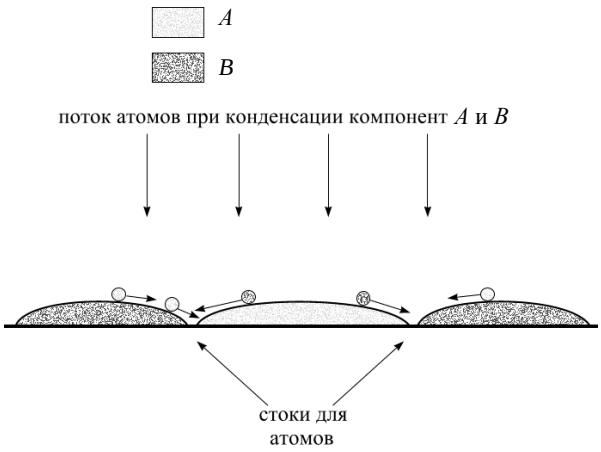


Рис. 5. Схема потоков для соседних сформировавшихся зерен компонентов *A* и *B*

При низких температурах конденсации поверхностная диффузия замедляется, смесь атомов *A* и *B* будет распадаться по причине почти полной нерастворимости на мелкие зерна на поверхности зерна *A*, и дисперсность пленки будет возрастать, как видно из рис. 4. При повышении температуры примесные атомы *B*, уходя с зерна

A, все же будут накапливаться на фронте роста (поверхности зерна) в количестве, достаточном для образования ими нескольких монослоев. Происходит смена кристалла-матрицы. Процесс будет периодически повторяться, вследствие чего формируется слоистая композиционно-модулированная структура. При дальнейшем повышении температуры зерна прорастут по толщине, полностью сбрасывая примесные атомы на соседнее зерно.

Проведем расчеты и оценим значения параметров модели, при которых реализуется диффузионное расслоение.

Математическое описание модели диффузионного расслоения

Рассмотрим поверхность растущего зерна, состоящего преимущественно из атомов компонента *A*. Будем считать, что плоское зерно имеет форму круга с радиусом $r = r_0$. Как было отмечено выше, граница зерна $r = r_0$ является стоком для атомов *B*, т.к. они будут присоединяться к соседнему зерну *B*. На рис. 6 изображена схема миграции атомов компонента *B* по поверхности зерна, состоящего из атомов компонента *A*.

Запишем уравнение диффузии атомов сорта *B* по поверхности островка *A* в виде

$$\frac{\partial c}{\partial t} = D\left(\frac{\partial^2 c}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\frac{\partial c}{\partial r}\right) + R, \qquad (1)$$

где $c(x,t)$ – концентрация атомов; D – коэффициент поверхностной диффузии, R – плотность потока падающих атомов.

В силу симметрии распределение зависит от координаты r и времени, $r = 0$ соответствует началу координат в центре островка.

Для данной задачи начальные и граничные условия будут нулевыми. Концентрация атомов *B* на начальной стадии конденсации

$$c(r,0) = 0, \qquad (2)$$

и граница зерна является бесконечным стоком для атомов:

$$c(r_0,t) = 0. \qquad (3)$$

Аналитическое решение уравнения (1) с учетом начальных и граничных условий получается с помощью функций Бесселя. Методика решения подобных уравнений изложена в [6]. Решение имеет следующий вид:

$$c(r,t) = \frac{2Rr_0^{\,2}}{D}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{J_0\left(\frac{\mu_k}{r_0}r\right)}{\mu_k^{\,3}J_1(\mu_k)}\left[1-\exp\left(-\frac{D\mu_k^{\,2}}{r_0^{\,2}}t\right)\right], \qquad (4)$$

где J_0 и J_1 – функции Бесселя соответственно нулевого и первого порядка; μ_k – корни функции Бесселя нулевого порядка. Значения функций Бесселя рассчитываются по формулам [7]

$$J_0(z) = \sum_{i=0}^{\infty}(-1)^i\frac{z^{2i}}{2^{2i}(i!)^2}; \qquad (5)$$

$$J_1(z) = \frac{z}{2}\sum_{i=0}^{\infty}(-1)^i\frac{z^{2i}}{2^{2i}\,i!(i+1)!}. \qquad (6)$$

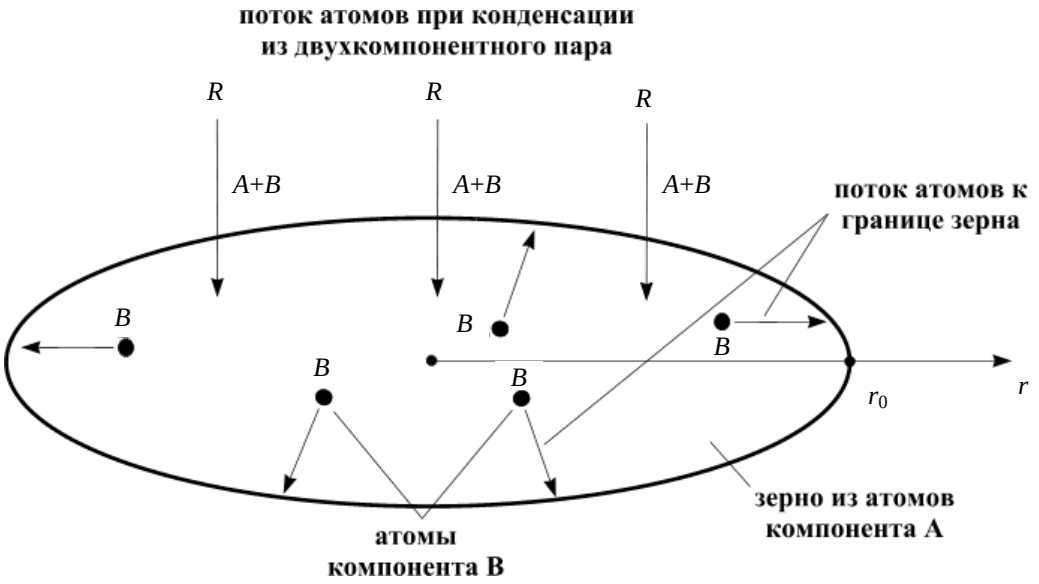


Рис. 6. Схема миграции атомов компонента *B* по поверхности зерна, состоящего из атомов компонента *A*

Решение уравнения (4) дает нам концентрацию примесных атомов в любой точке на поверхности островка в зависимости от времени. Средняя концентрация примесных атомов на островке подсчитывается по формуле

$$c_{\text{ср}} = \frac{2}{r_0^2}\int_0^{r_0} c(r,t)rdr. \qquad (7)$$

Результаты расчетов и их обсуждение

Результаты расчетов позволяют построить различные концентрационные кривые, характеризующие накопление примеси на поверхности зерна при различных параметрах конденсации.

На рис. 7 изображены графики концентрации примесных атомов в центре зерна θ в монослоях (ML) в зависимости от времени для различных значений температур подложки.

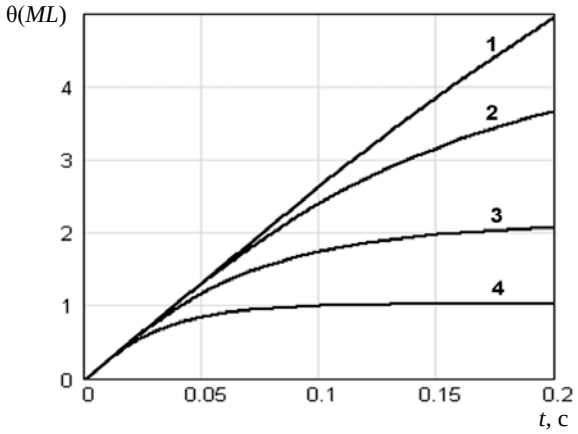


Рис. 7. Зависимость концентрации примеси (θ-число монослоев) в центре зерна от времени для различных температур подложки. Суммарный поток R = 0,64∗1017см$^{-2}$с$^{-1}$, радиус зерна 10 нм, E_d = 0.8 эВ, температура: 1 – 330, 2 – 340, 3 – 350, 4 – 360 К

Кривые 1–2 отображают процесс накопления примеси на поверхности зерна при низких температурах. В силу более низкой диффузионной подвижности атомы накапливаются и не успевают покинуть зерно.

Кривая 4 показывает, что за 0.1 с в центральной части на поверхности зерна образуется слой примеси толщиной около одного монослоя, и в дальнейшем он не увеличивается. Поток примесных атомов, поступающих на поверхность зерна из пара, равен потоку атомов, покидающих зерно в результате поверхностной диффузии. Зерно растет, полностью сбрасывая примесные атомы. На рис. 8 приведены концентрационные профили, соответствующие кривой 4 для различных моментов времени.

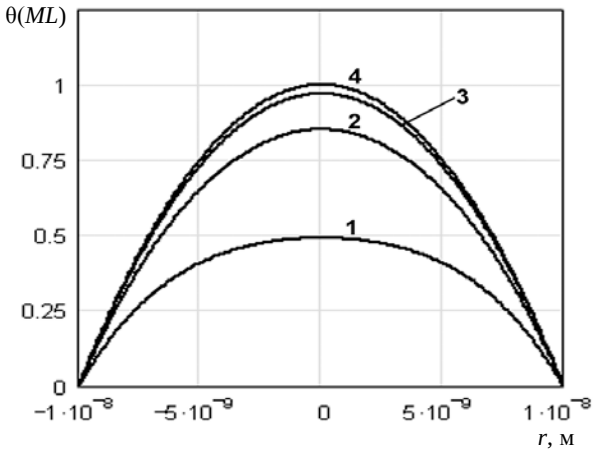


Рис. 8. Концентрационные профили, соответствующие различным моментам времени для кривой 4 на рис. 7: 1 – 0.02, 2 – 0.05, 3 – 0.08, 4 – 0.1 с

Соответствующие рис. 7 концентрационные профили для времени t = 0.2 с приведены на рис. 9.

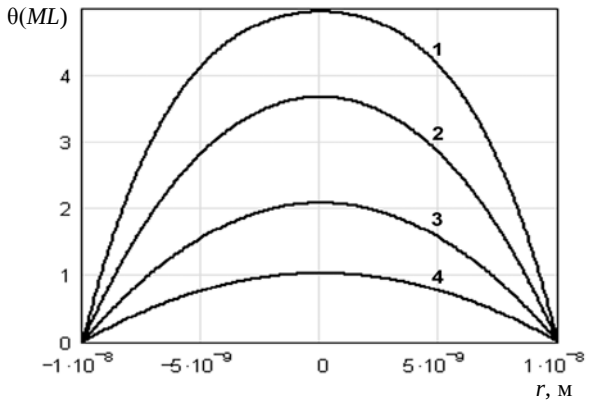


Рис. 9. Концентрационные профили примеси для t = 0.2 с. Суммарный поток R = 0.64∗10^{17}см$^{-2}$с$^{-1}$, радиус зерна 10 нм, E_d = 0.8 эВ, температура: 1 – 330, 2 – 340, 3 – 350, 4 – 360 К

Вид кривых 3 и 4 на рис. 9 не меняется с течением времени. Для нестационарных процессов, которым соответствуют кривые 1 и 2, характерно накопление примеси на островке и, как следствие, изменение концентрационных профилей.

На рис. 10 и 11 приведены графики поверхностной концентрации примеси в центре зерна и соответствующие им концентрационные профили для различных значений радиуса зерна.

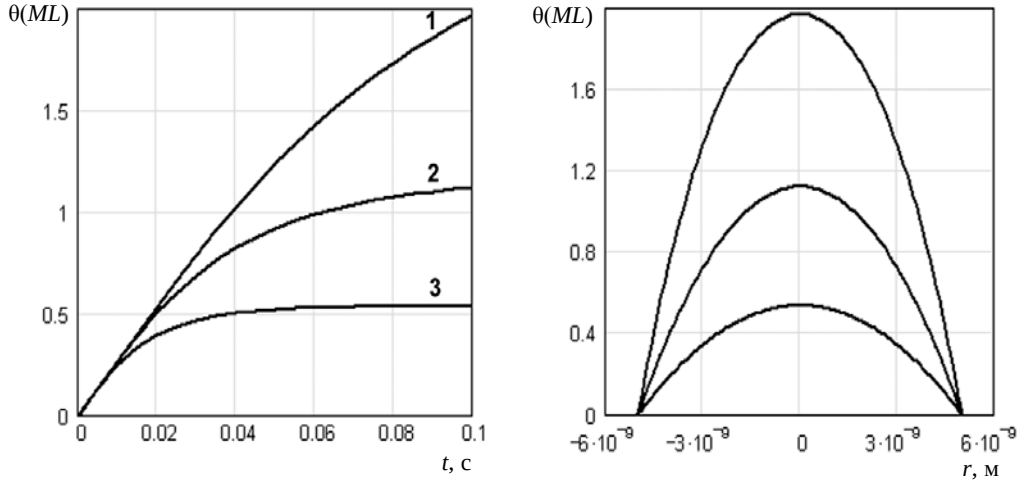


Рис. 10. Графики поверхностной концентрации примеси в центре зерна и соответствующие им концентрационные профили. Радиус зерна 5 нм, t = 0.1 с, E_d = 0.8 эВ, температура: 1 – 330, 2 – 340, 3 – 350 К

Сброс примеси идет с большей интенсивностью с зерен меньшего размера. Графики для r = 20 нм представлены на рис. 11.

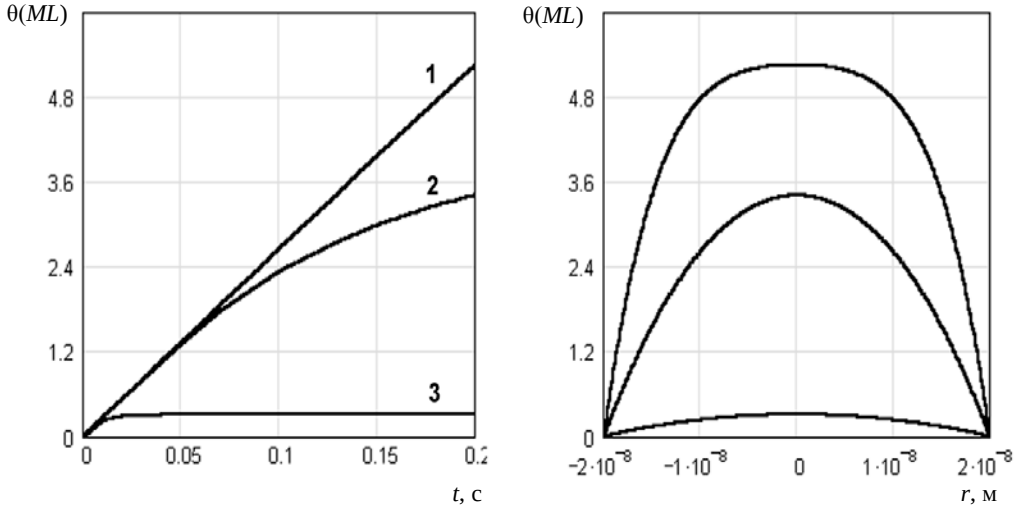


Рис. 11. Графики поверхностной концентрации примеси в центре зерна и соответствующие им концентрационные профили. Радиус зерна 20 нм, t = 0.2 с, E_d = 0.8 эВ, температура: 1 – 340, 2 – 360, 3 – 400 К

Определим область температур образования модулированной структуры в координатах «температура – энергия» активации поверхностной диффузии (T–E_d).

Высокотемпературная граница определяется как температура, выше которой концентрация примеси в центре зерна в процессе конденсации не достигает одного монослоя. Зерна прорастают на всю толщину пленки, сбрасывая атомы примеси на соседние зерна другой фазы. Низкотемпературная граница находится из условия, что за время возрастания концентрации примеси в центре зерна до двух монослоев средняя длина диффузионного пробега $X = \sqrt{Dt}$ не превышает радиус зерна. В представленной модели это означает, что в процессе конденсации происходит накопление примеси и диффузионное расслоение происходит на поверхности зерна, в результате чего дисперсность структуры возрастает.

На диаграмме T–E_d показаны области формирования нанокристаллических гетероструктур различного типа (рис. 12).

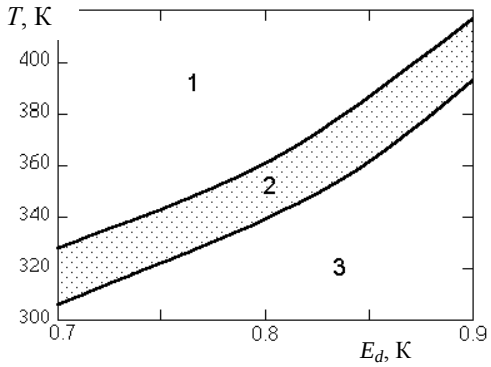


Рис. 12. Области формирования нанокристаллических гетероструктур различного типа на диаграмме $T - E_d$: 1 – высокотемпературная область монофазной по толщине пленки; 2 – область образования модулированной структуры; 3– низкотемпературная область высокодисперсной структуры

Ширина области 2 на рис. 12 составляет 20–30 К с учетом разброса размера зерен в пределах 10–30 нм. Этот интервал соответствует экспериментально определенному в работах [8, 9] для пленок систем Ag–Cu и Ag–Ni.

Выводы

1. При конденсации двухкомпонентных металлических пленок Ag–Cu, Ag–Ni с ограниченной взаимной растворимостью в узком интервале температур образуются слоистые нанокомпозиты из чередующихся очень тонких, диаметром до нескольких нанометров, взаимно-ориентированных пластинок обеих фаз.

2. Результаты расчетов показывают, что процесс формирования модулированной наноструктуры контролируется поверхностной диффузией адсорбированных атомов.

3. Из решения уравнений диффузии компонентов по поверхности растущих зерен следует, что ширина области температур образования модулированной структуры составляет около 20 К. При незначительном повышении температуры подложки процесс поверхностной диффузии активизируется, приводя к полному очищению растущего зерна от примеси и формированию монокристаллической по толщине пленки. При понижении температуры образуется высокодисперсная неориентированная структура.

Литература

1. Физика тонких пленок / под ред. Г. Хасса. Т. 5. М.: Мир, 1967. 230 с.

2. *Мейер К.* Физико-химическая кристаллография. М.: Металлургия, 1972. 480 с.

3. *Антонов Н.М., Гусаров В.В., Попов И.Ю.* Модель спинодального распада фаз в условиях гиперболической диффузии. ФТТ. 1999. Т. 41, № 5. С. 907–909.

4. *Tiedema T.J., Bouman J., Burgers W.G.* Study on Precipitation Phenomena in thin films of supersaturated gold-nickel alloy. Precipitation in gold-platinum alloys // Acta Metallurgica. 1957. V. 5, № 6. Pp. 310–321.

5. *Хачатурян А.Г.* Теория фазовых превращений и структура твердых растворов. М.: Наука, 1974. 384 с.

6. *Murgatroyd I.J., Norman A.G., Booker G.R.* Observation of {111} ordering and [110] modulation in molecular beam epitaxial $GaAs_{i-y}Sb_y$ layers: possible relationship to surface reconstruction // Journal of applied physics. 1990. V. 67, № 5. Pp. 2310–2319.

7. *Пискунов Н.С.* Дифференциальное и интегральное исчисления. М.: Наука, 1972. 307 с.

8. *Иевлев В.М., Шведов Е.В., Ампилогов В.П., Мышляев М.М.* Диффузионное расслоение при росте пленок двухкомпонентных систем с ограниченной взаимной растворимостью // Вестник ВГТУ. Сер. Материаловедение. Воронеж: ВГТУ, 1998. № 1.4. С. 41–43.

9. *Шведов Е.В., Ампилогов В.П.* Диффузионное расслоение при росте двухкомпонентных пленок Ag–Ni // Вестник ВГТУ. Сер. Материаловедение. № 1.6. Воронеж. 1999. С. 73–75.

Статья поступила в редакцию 28 января 2015 года

УДК 621.396.679.4

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ НЕСИММЕТРИЧНЫХ ШИРОКОПОЛОСНЫХ АНТЕНН ВЧ ДИАПАЗОНА

А.И. Колодин, аспирант, e-mail: kolodin_aleksandr@bk.ru
В.М. Жуков, к.т.н., доцент, e-mail: valzhuk@rambler.ru
Тамбовский гос. тех. ун-т

Проведен анализ нескольких типов излучателей, используемых в качестве элементов кольцевой фазированной антенной решетки. Определены диаграммы направленности и входные характеристики элементов.

Ключевые слова: *кольцевая фазированная антенная решетка, диаграмма направленности, несимметричный вибратор, поляризация.*

CONTRASTIVE ANALYSIS OF ASYMMETRICAL WIDEBAND HIGH FREQUENCY RANGE ANTENNAS

A.I. Kolodin, postgraduate, e-mail: kolodin_aleksandr@bk.ru
V.M. Zhukov, Ph.D. in Engineering Sciences, associate professor, e-mail: valzhuk@rambler.ru
Tambov State Technical University

Several emitter types which are used as the ring elements of phased array antenna are analyzed. Directional diagrams and input characteristics of elements are defined.

Keywords: *annular phased array antenna, directional diagram, asymmetrical vibrator, polarization.*

Выбор элемента кольцевой фазированной антенной решетки (КФАР) играет ключевую роль в построении всей КФАР для подвижной системы связи. Элемент антенны должен отвечать следующим требованиям [1]:

– излучать электромагнитные волны (ЭМВ) требуемой поляризации;

– иметь ненаправленные свойства в азимутальной плоскости;

– иметь входное сопротивление, значения которого приемлемы для антенно-согласующего устройства;

– элемент должен быть диапазонным, т.е. его характеристики и параметры не должны резко изменяться в заданном диапазоне частот;

– конструкция излучателя должна отвечать требованиям мобильности и выдерживать механическую и ветровую нагрузку.

Наиболее просто реализуется вертикально расположенная несимметричная антенна. Ее геометрические размеры – наименьшие по сравнению с другими типами антенн. Кроме того, такая антенна излучает радиоволны преимущественно вертикальной поляризации, что обеспечивает радиосвязь как поверхностной, так и ионосферной радиоволнами. Научной и инженерной проблемой является выбор такой ее конструкции, чтобы она имела наименьшую зависимость входного сопротивления от частоты (была диапазонной), а также отвечала требованиям мобильности (времени и технологии развертывания) и выдерживала механическую и ветровую нагрузки.

Конструктивно реализовать такую антенну возможно из системы медных канатиков, которые образуют определенную геометрическую фигуру. Наиболее известной антенной такого типа является несимметричный вибратор Надененко. Его вид и рассчитанные численными методами характеристики приведены на рис. 1–3. На рис. 2 приведены зависимости активной и реактивной составляющих входного сопротивления от частоты, а на рис. 3 – диаграмма направленности (ДН) в горизонтальной (азимутальной) и вертикальной (угломестной) плоскостях.

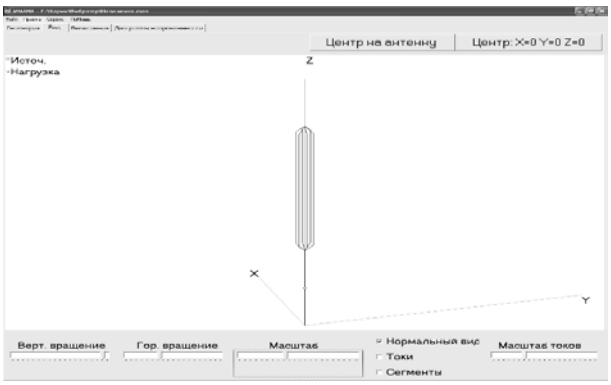


Рис. 1. Несимметричный вибратор Надененко

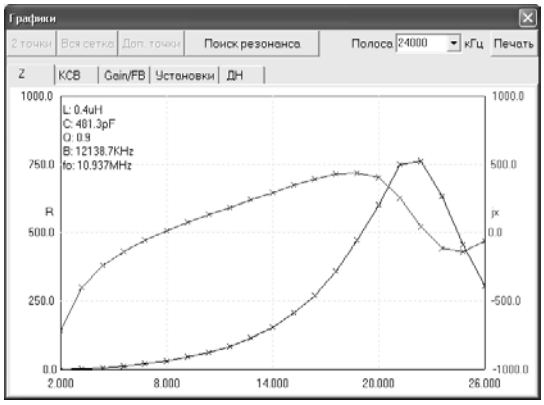


Рис. 2. Входные сопротивления

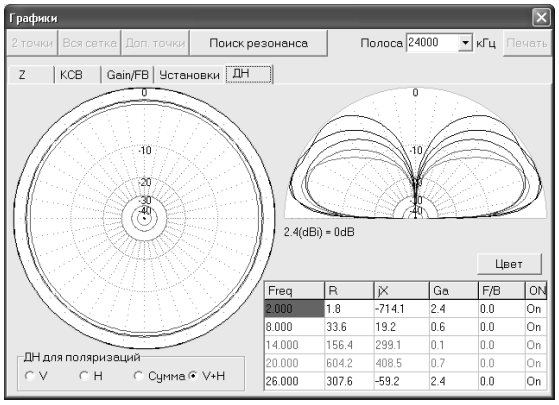


Рис. 3. Диаграммы направленности

Вариант плоского несимметричного широкополосного вибратора (рис. 4–6) имеет определенные преимущества, т.к. в качестве верхнего излучающего провода используется часть растяжки мачты, но сравнение результатов исследований этих вибраторов – не в пользу последнего, т.к. нарушена симметрия в ДН и ее форма (в обеих плоскостях) существенно зависит от частоты. Кроме того, входное сопротивление по частотному диапазону резко изменяется. Очевидно, что вибратор должен иметь симметрию относительно своей оси.

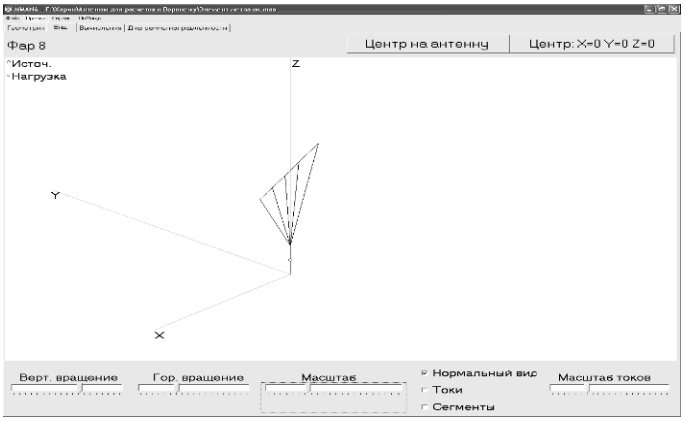


Рис. 4. Несимметричный широкополосный вибратор

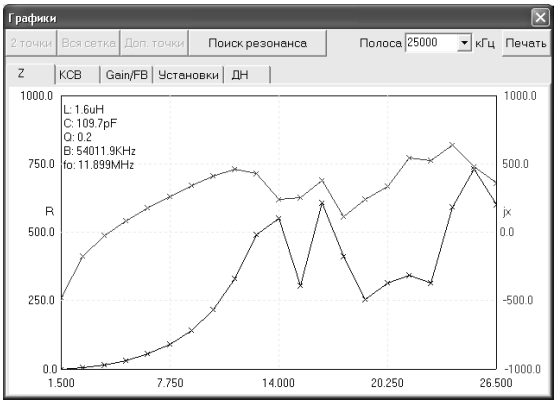


Рис. 5. Входные сопротивления

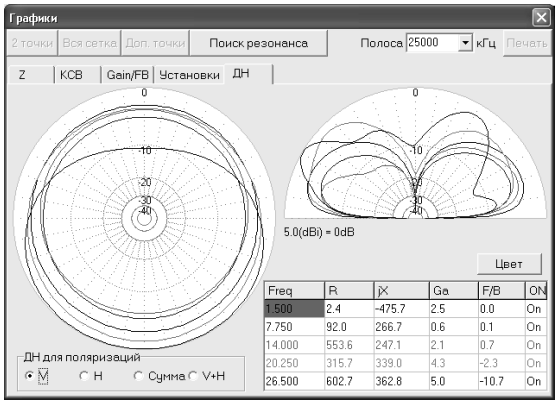


Рис. 6. Диаграммы направленности

На рис. 7–9 представлены внешний вид и характеристики вибратора в виде веретена (оживальная форма).

Для уменьшения резонансных свойств вибратора и, как следствие, сглаживания зависимостей $R_A = R_A(f)$ и $X_A = X_A(f)$ необходимо,

чтобы образующие его провода имели разную толщину и электрическую длину. Этого можно достичь, если верхнюю часть вибратора выполнить из нескольких ромбических рамок разных размеров. Внешний вид и характеристики такого излучателя приведены на рис. 10–12.

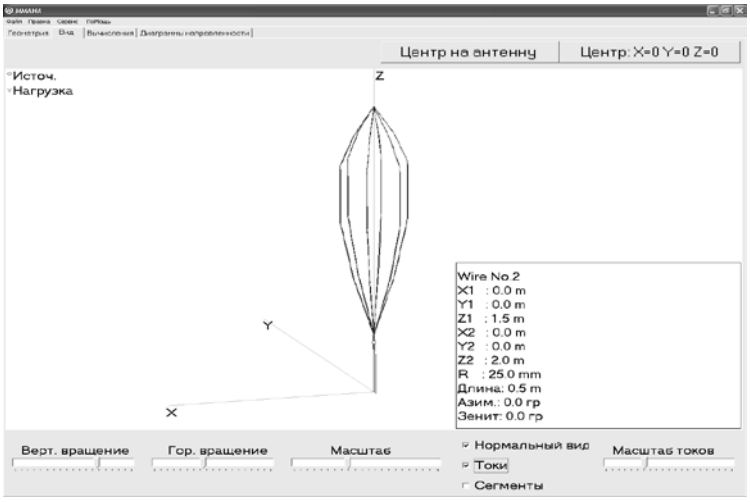


Рис. 7. Внешний вид вибратора в виде веретена

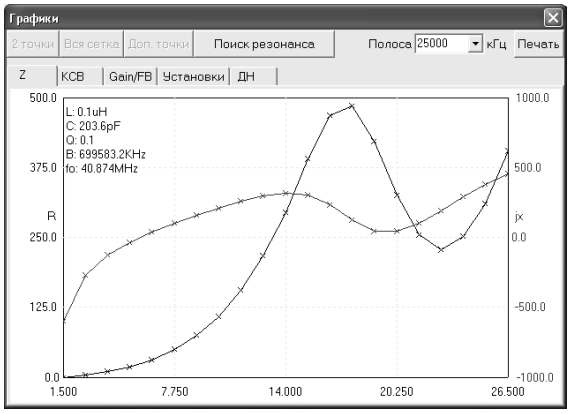


Рис. 8. Входные сопротивления

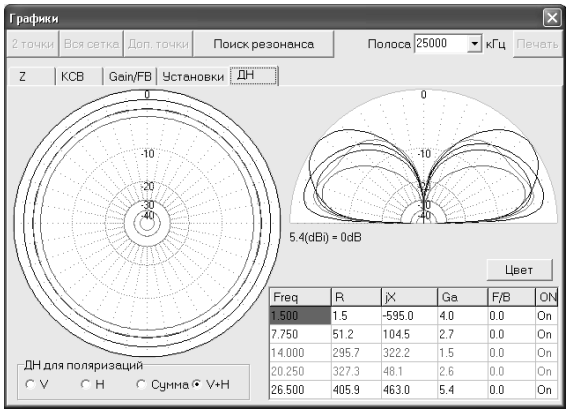


Рис. 9. Диаграммы направленности

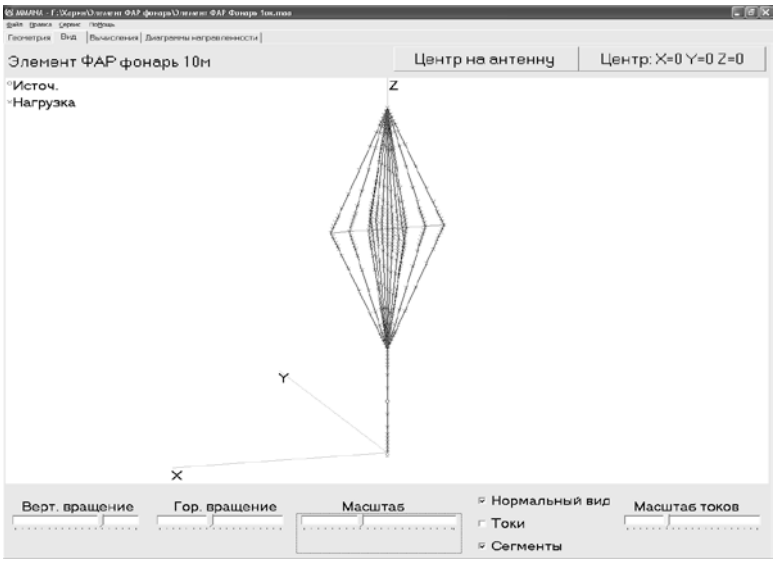


Рис. 10. Внешний вид вибратора, выполненного из нескольких ромбических рамок

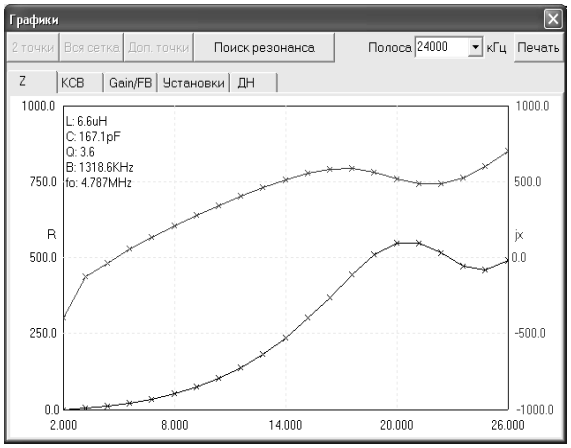


Рис. 11. Входные сопротивления

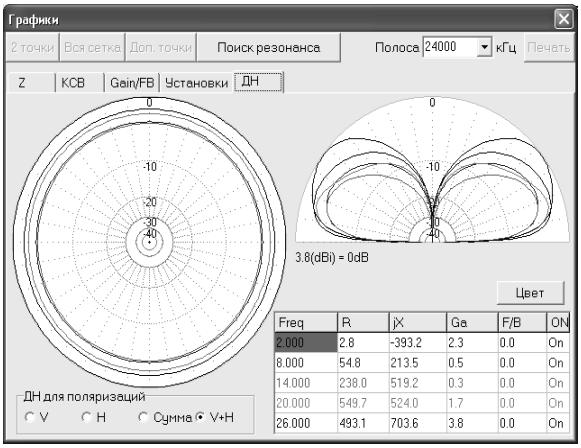


Рис. 12. Диаграммы направленности

Активная составляющая входного сопротивления вибратора $R_A = R_A(f)$ в диапазоне частот от 8 до 26 МГц изменяется от 250 до 500 Ом. Можно полагать, что эти характеристики являются оптимальными. Но конструкция такого вибратора является сложной. Упрощение его формы дает основу для построения излучателя в виде трех скрещенных рамок ромбической формы (рис. 13–15).

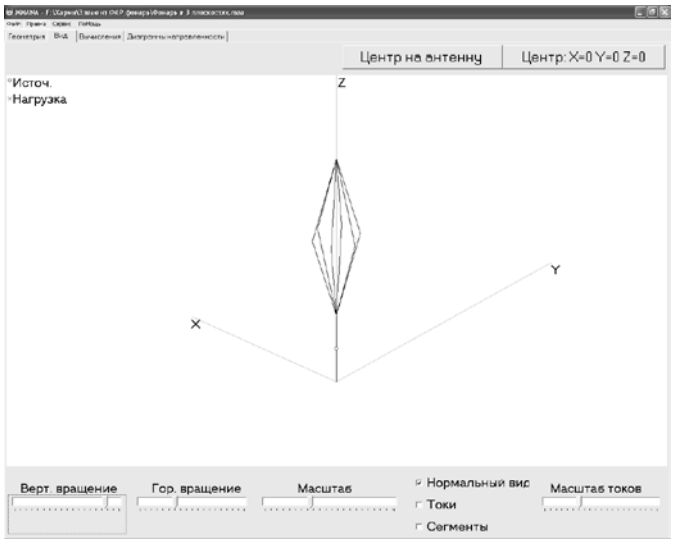


Рис. 13. Внешний вид излучателя в виде трех скрещенных рамок ромбической формы

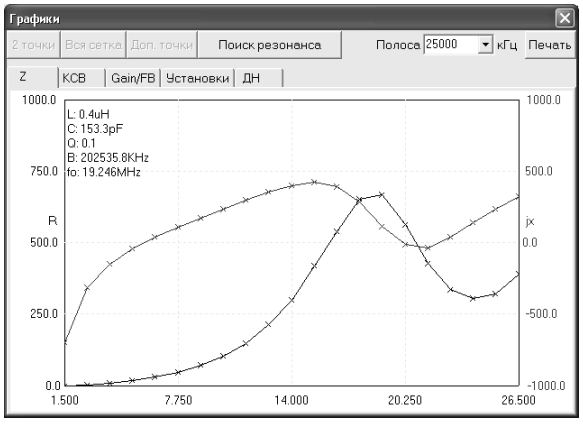


Рис. 14. Входные сопротивления

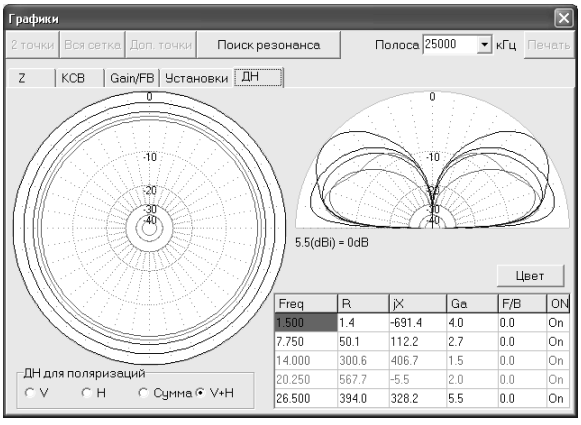


Рис. 15. Диаграммы направленности

Активная составляющая входного сопротивления такого вибратора $R_A = R_A(f)$ в диапазоне частот от 3 до 26 МГц изменяется от 15 до 400 Ом, что является приемлемым для согласования с фидером.

Выводы

1. Диаграммы направленности осесимметричных вибраторов в выбранном диапазоне частот не имеют большого отличия друг от друга.

2. Плоский вибратор создает несимметричную ДН и ее форма (в обеих плоскостях) существенно зависит от частоты.

3. При одинаковой высоте антенны и точки ее питания над землей зависимости $R_A = R_A(f)$ и $X_A = X_A(f)$ для разных типов вибраторов будут существенно различаться.

4. По диапазонным свойствам и простоте конструкции имеет преимущества последний из исследованных вибраторов. Его и необходимо выбрать в качестве элемента проектируемой КФАР при обязательном уточнении конструкции выбранного элемента с учетом структуры решетки.

Литература

1. *Сысоев А.Н.* Формирование управляемого минимума в ДН передающей КФАР декаметрового диапазона // Успехи современной радиоэлектроники. 2009. № 11. С. 32–36.

Статья поступила в редакцию 24 сентября 2014 года

УДК 621.391

ПОЭКЗЕМПЛЯРНОЕ РАСПОЗНАВАНИЕ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СТАНЦИЙ ПОМЕХ ПО ИЗЛУЧЕНИЮ ПОМЕХОВЫХ СИГНАЛОВ

А.В. Журавлев, с.н.с., гл. конструктор – зам. ген. директора, e-mail: protek@protek-vrn.ru
А.А. Анисифоров, гл. конструктор – зам. ген. директора, e-mail: protek@protek-vrn.ru
В.М. Безмага, с.н.с., в.н.с. отдела, e-mail: bezmaga@mail.ru
ОАО НВП «ПРОТЕК»

В.В. Неровный, доцент, e-mail: val.nerownyj@yandex.ru
П.Д. Коратаев, адъюнкт, e-mail: korataev2015@mail.ru
ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

Оценена возможность обеспечения поэкземплярного распознавания автоматизированных станций помех по излучению помеховых сигналов.

Ключевые слова: *автоматизировнные станции, помехи, распознавание, сигналы.*

PER COPY IDENTIFICATION OF AUTOMATIZED JAMMERS ABOUT INTERFERING SIGNALS

A.B. Zhuravlev, senior researcher engineer, principal design engineer – deputy general director, e-mail: protek@protek-vrn.ru
A.A. Anisiforov, principal design engineer – deputy general director, e-mail: protek@protek-vrn.ru
V.M. Bezmaga, senior researcher engineer, leading research engineer of department, e-mail: bezmaga@mail.ru
JSC «PROTEK»

V.V. Nerovny, associate professor, e-mail: val.nerownyj@yandex.ru
P.D. Korataev, postgraduate, e-mail: korataev2015@mail.ru
Military Air Academy named after prof. N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh)

The opportunity of ensuring per copy identification of automatized jammers about interfering signals is estimated.

Keywords: *automatized stations, noises, detection, signals.*

В состав комплекса РЭП средств связи обычно входят несколько автоматизированных станций помех (АСП), рассредоточенных на местности. Эти станции работают под управлением пункта управления (ПУ) комплекса.

В общем комплексе задач, связанных с повышением эффективности управления АСП, приобрела актуальность задача пообъектового автоматического определения на ПУ идентификационного номера каждой управляемой АСП, излучающей помеховый сигнал в текущий момент времени.

1. Цель работы и способ ее достижения

Целью работы является выбор оптимального способа автоматического определения на ПУ идентификационного номера АСП, излучающей помеховый сигнал. Выбранный способ должен удовлетворять требованиям скрытности передачи, максимальной устойчивости к воздействию радиопомех (непреднамеренных и преднамеренных) и минимальных аппаратурных затрат на его реализацию. Кроме того, использование предложенного способа не должно увеличивать пик-фактор помехового сигнала и снижать эффективность радиоподавления средств связи противника.

В общем случае выбор целесообразного способа автоматического определения идентификационного номера источника радиоизлучения осуществлялся ранее при проектировании систем связи стандарта CDMA и систем спутниковой навигации [1–2]. Поэтому цель настоящей работы может быть достигнута на основе анализа возможности и целесообразности использования ранее полученных результатов в перспективных системах радиопередачи.

2. Краткая характеристика помеховых сигналов АСП

Рассмотрение вопроса проведем для случая идентификации передающего устройства радио-

 ISSN 1995-7009

помех, соответствующего укрупненной функциональной схеме, приведенной на рис. 1.

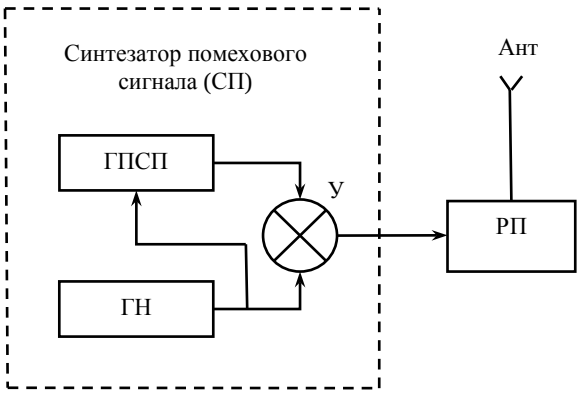


Рис. 1. Укрупненная функциональная схема передающего устройства АСП

В состав передающего устройства входят: синтезатор помехового сигнала СП, радиопередатчик РП и передающая антенна Ант. В состав синтезатора помехового сигнала входят: генератор несущей ГН, генератор псевдослучайной последовательности (ПСП) импульсов ГПСП, умножитель У.

Введем следующие обозначения:

T – период высокочастотного заполнения импульсов;

$T_и$ – длительность одного импульса ПСП;

$T_к$ – период следования ПСП импульсов (длительность кода ПСП).

Все процессы и операции, связанные с определением идентификационного номера АСП, будем рассматривать в дискретном времени k. Интервал дискретизации времени будем обозначать δt.

С учетом дискретизации обозначим:

n – количество интервалов дискретизации в одном периоде высокочастотного заполнения импульсов:

$$n = T / \delta t ; \quad (1)$$

m – количество интервалов дискретизации в пределах одного импульса ПСП:

$$m = T_k / \delta t ; \quad (2)$$

K – количество интервалов дискретизации в пределах одного периода следования ПСП:

$$K = T_k / \delta t . \quad (3)$$

Синтезатор помехового сигнала СП формирует на выходе умножителя У фазовокодоманипулированный (ФКМн) помеховый сигнал, описываемый выражением

$$u(k) = A(k) \cdot \sin\left(\frac{2\pi \cdot k}{n}\right), \quad (4)$$

где $A(k)$ – ПСП импульсов, формируемая генератором ГПСП, каждый импульс которой принимает значение либо +1, либо –1 через временной интервал $T_и$.

На рис. 2 в качестве примера показан фрагмент ПСП импульсов $A(k)$. Чередование значений от импульса к импульсу происходит через m тактов счета и подчиняется определенному коду, формируемому генератором кода ГК1. На рис. 3 показан фрагмент помехового сигнала.

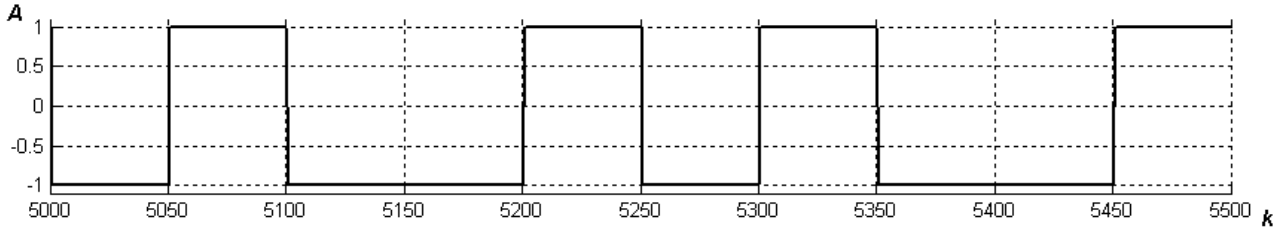


Рис. 2. Фрагмент псевдослучайной последовательности импульсов

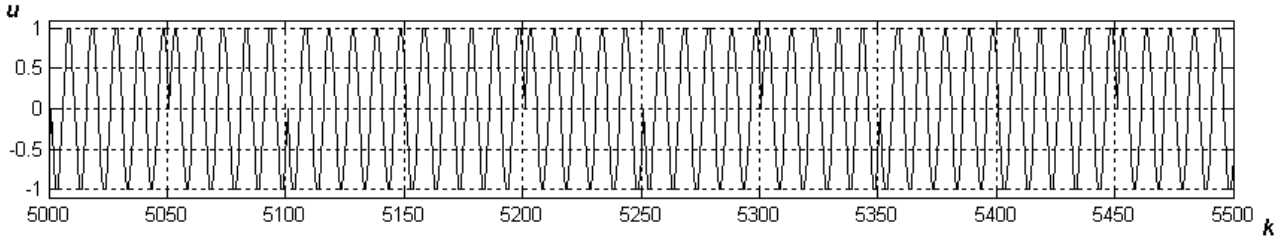


Рис. 3. Фрагмент помехового сигнала

Согласно рис. 3, помеховый сигнал можно рассматривать как совокупность примыкающих друг к другу одиночных прямоугольных радиоимпульсов одинаковой длительности. Далее по тексту одиночный радиоимпульс будем называть элементарным. Начальная фаза синусоидальной несущей элементарного радиоимпульса на выходе умножителя У может принимать лишь два значения: либо 0 при $A_к = +1$, либо π при $A_к = -1$.

В качестве кода для формирования псевдослучайной последовательности импульсов $A(k)$ в общем случае могут быть использованы М-последовательность, код Голда, код Кассами или какой-либо другой код.

3. Выбор способа определения идентификационного номера АСП

В общем случае определение идентификационного номера источника излучения возможно с использованием запросных и беззапросных методов. С позиции обеспечения минимальных аппаратурных затрат и максимальной устойчивости получения информации неоспоримые преимущества имеет беззапросный метод, который и будет рассмотрен далее.

При беззапросном методе идентификации передающее устройство АСП должно излучать одновременно два сигнала – помеховый и идентификационный. Требования высокой эффективности использования частотного ресурса, высокой помехозащищенности, скрытности и конфиденциальности передачи идентификационной информации обусловили целесообразность кодового уплотнения указанных сигналов.

Канонический способ кодового уплотнения двух ортогональных сигналов показан на рис. 4.

Помеховый сигнал $v_a[k]$ формируется фазосдвигающим устройством, сдвигающим начальную фазу несущей, поступающей от генератора ГН, на $\pi/2$, и умножителем У1, осуществляющим фазовую манипуляцию выходного сигнала фазосдвигающего устройства напряжением ПСП импульсов помехового сигнала $A(k)$. Сигнал идентификации $v_g[i,k]$ формируется делителем напряжения ДН, уменьшающим в два раза амплитуду несущей, и умножителем У2, осуществляющим фазовую манипуляцию выходного сигнала делителя напряжения ДН напряжением ПСП импульсов сигнала идентификации $G[i,k]$. Сумматор С суммирует помеховый сигнал $v_a[k]$ с сигналом идентификации $v_g[i,k]$.

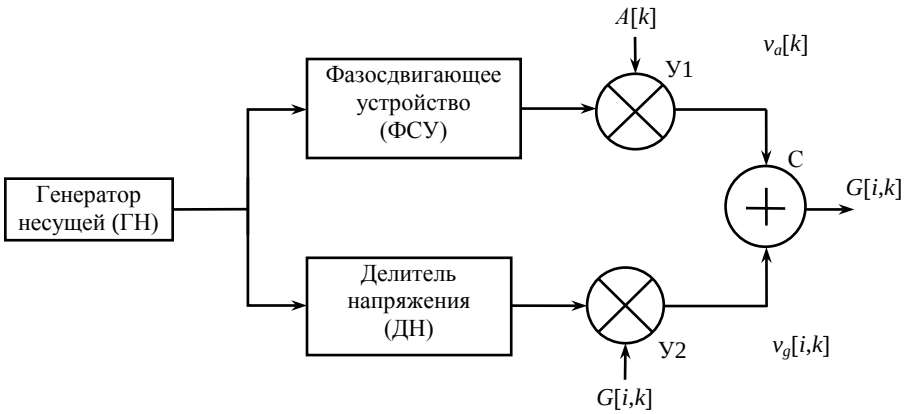


Рис. 4. Способ кодового уплотнения двух ортогональных сигналов

Для наглядности приведены рис. 5, 6 и 7, на которых изображены фрагменты сигнала идентификации, помехового сигнала и суммарного сигнала соответственно. Как видно из рисунков, при уплотнении двух сигналов не происходит значительного изменения пик-фактора суммарного сигнала и, соответственно, изменения режима работы передатчика радиопомех.

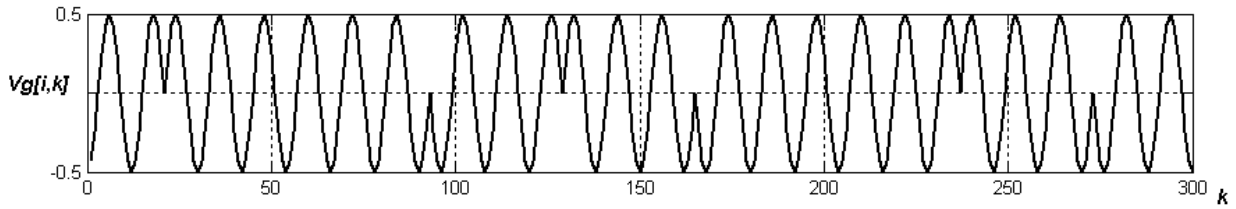


Рис. 5. Фрагмент сигнала идентификации

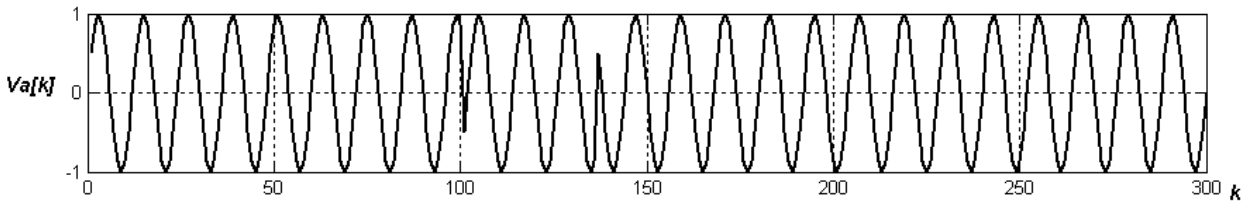


Рис. 6. Фрагмент помехового сигнала

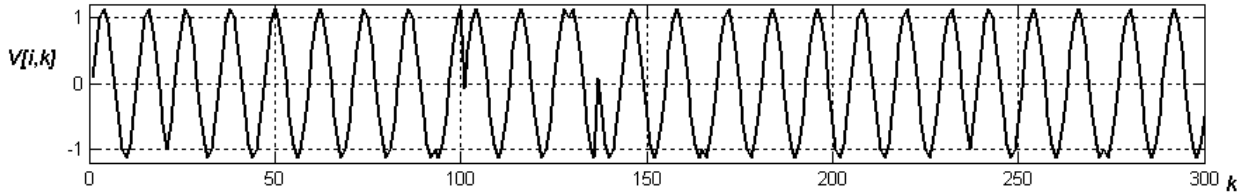


Рис. 7. Фрагмент суммарного сигнала

Для формирования сигнала идентификации в системах радиосвязи с кодовым уплотнением сигналов и спутниковой радионавигации предпочтение отдают кодам Голда, достоинством которых является простота реализации при хороших взаимокорреляционных свойствах большого ансамбля сигналов. Коды Голда формируются посредством посимвольного сложения по модулю два двух специально подобранных М-последовательностей одинаковой длины. Характеристики предпочтительных М-последовательностей для формирования кодов Голда приведены в технической литературе [1–2 и др.].

В качестве примера на рис. 8 приведена схема формирователя кода Голда, используемого в системе GPS для формирования С/А-сигнала.

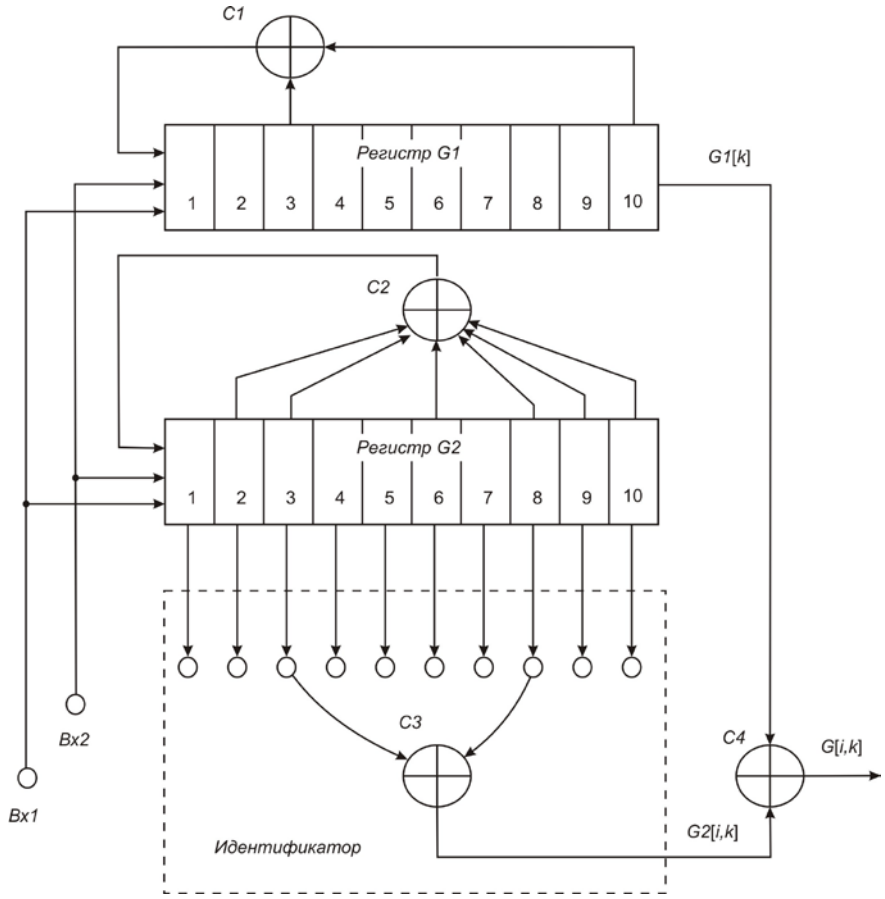


Рис. 8. Синтезатор ПСП импульсов в виде кода Голда

В частном случае системы GPS сигналы С/А-кодов формируются двумя десятиразрядными регистрами сдвига $G1$ и $G2$ с образующими полиномами

$$G1(x) = 1 + x^3 + x^{10}, \quad (5)$$

$$G2(x) = 1 + x^2 + x^3 + x^6 + x^8 + x^9 + x^{10} \quad (6)$$

по правилу

$$G(i,k) = G1(k) \times G2(i,k), \quad (7)$$

где

$$G2(i,k) = G2(k + im), \quad (8)$$

i, m – фазовый сдвиг, соответствующий i-му навигационному искусственному спутнику Земли (ИСЗ).

Величина фазового сдвига регулируется подбором пары триггеров регистра $G2$, выходное напряжение которых подается на сумматор С3.

Обоснованность выбранного кода доказана опытом разработки и многолетней эксплуатации системы GPS. Подробные алгоритмы формирования псевдослучайных последовательностей для навигационных ИСЗ различных номеров i приведены в [2].

4. Помехоустойчивость выбранного сигнала

Согласно теории статистических решений функциональная схема оптимального приемника идентификационного сигнала должна соответствовать рис. 9 [3–6].

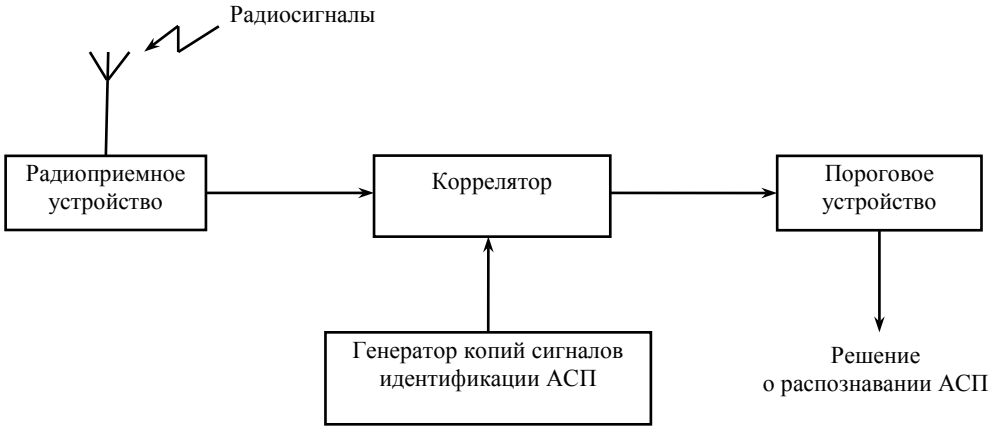


Рис. 9. Функциональная схема оптимального приемника

Форма отклика на принятый сигнал, появляющийся на выходе коррелятора при совпадении идентификационного сигнала с его копией, показана на рис. 10.

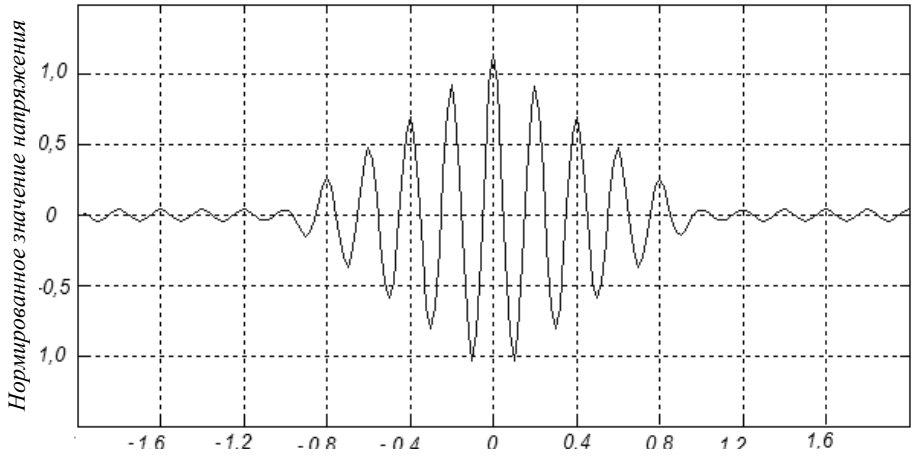


Рис. 10. Форма отклика на принятый сигнал АСП на выходе коррелятора при совпадении сигнала идентификации с его копией

Излучающую АСП считают распознанной, если максимум функции взаимной корреляции принятого сигнала этой станции и копии сигнала идентификации превысил порог *z*, выбираемый из условия непревышения заданной вероятности ошибочного распознавания *F*.

При выборе порога *z* используют выражение

$$F = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{Z}^{\infty} e^{\frac{x^2}{2}} dx . \qquad (9)$$

Вероятность правильного распознавания АСП рассчитывают по формуле

$$D = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{Z}^{\infty} e^{\frac{(x-q)^2}{2}} dx , \qquad (10)$$

где q – параметр обнаружения,

$$q = \sqrt{\frac{B \cdot Э_c}{N}} , \qquad (11)$$

B – база сигнала;

$Э_c$ – энергия сигнала идентификации в импульсе ПСП;

$\boldsymbol{N}$ – спектральная плотность мощности помехового сигнала.

При поступлении на вход радиоприемного устройства сигнала, формат которого не совпадает с сигналом генератора копии сигнала, значение параметра обнаружения уменьшается примерно в $\sqrt{B}$ раз.

В результате расчетов по формулам (6)–(8) было установлено, что при типовом значении базы сигнала $B \approx 10^3$ и вероятности ложного распознавания $F \leq 10^{-9}$ вероятность правильного распознавания $D \geq 0{,}99$.

Выводы

При реализации обоснованного в настоящей работе способа идентификации будут обеспечены:

– устойчивое к воздействию радиопомех (непреднамеренных и преднамеренных) распознавание АСП посредством когерентного накопления сигнала идентификации, увеличивающего в 30 и более раз величину параметра обнаружения;

– скрытность распознавания АСП вследствие пренебрежимо малой вероятности обнаружения сигналов распознавания при неизвестном законе их кодирования;

– минимальные аппаратурные затраты для передачи сигналов распознавания вследствие необходимости использования только регистров сдвига для формирования модулирующей последовательности ПСП импульсов.

Литература

1. IS-GPS-200. Navstar GPS Space Segment / Navigation Users Interfaces – Global Positioning Systems Directorate, 2012. 206 p.

2. European GNSS (Galileo) Open Service. Signal-In-Space. Interface Control Document (ref. OS SIS ICD), Issue 1 – EC, 2010. 207 p.

3. *Сколник М.А.* Введение в технику радиолокационных систем: пер. с англ. М.: Мир, 1962. 737 с.: ил.

4. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. 3-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.

5. *Спилкер Дж.* Цифровая спутниковая связь: пер. с англ. М.: Связь, 1979. 592 с.: ил.

6. Статистическая теория радиотехнических систем: учеб. пособие / Под ред. Д.И. Попова; Рязан. гос. радиотехн. акад. Рязань, 2003. 80 с.

Статья поступила в редакцию 24 декабря 2014 года

УДК 629.78

ВЫСОКОТОЧНАЯ КОМПЛЕКСНАЯ СИСТЕМА ОЦЕНКИ ПРОЧНОСТНЫХ СОСТОЯНИЙ СЛОЖНЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

Г.В. Зибров, д.пед.н., начальник академии, тел.: 8 (4732) 36-59-48
А.В. Попов, д.т.н., доцент, e-mail: avpnil@rambler.ru
ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)
Р.В. Сахабудинов, к.т.н., зам. ген. директора, ФГУП «ЦНИИМаш», e-mail: SakhabudinovRV@tsniimash.ru

Рассматривается разработанная система оперативной оценки эксплуатационной пригодности силовых элементов конструкций ответственного назначения методом акустической эмиссии. Описаны новые методы и средства регистрации, обработки и анализа акустико-эмиссионных процессов, результаты экспериментальных исследований. Сделаны выводы о перспективах и возможностях разработанной системы.

Ключевые слова: *система оперативной оценки эксплуатационной пригодности, силовые элементы конструкций ответственного назначения, акустико-эмиссионные процессы.*

HIGH-PRECISION INTEGRATED SYSTEM FOR THE STRENGTH STATE EVALUATION OF COMPLEX TECHNICAL OBJECTS

G.V. Zibrov, D.D. of Pedagogy, head of Academy, tel.: 8 (4732) 36-59-48
A.V. Popov, D.D. in Engineering Sciences, associate professor, e-mail: avpnil@rambler.ru
Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh)
R.V. Sakhabudinov, Ph.D. in Engineering Sciences, deputy general director, Federal State Unitary Enterprise «Central Research Institute Engineering Industry», e-mail: SakhabudinovRV@tsniimash.ru

A developed system of the operational serviceability evaluation of the force-summing elements construction responsible for an appointment by the acoustic emission method is considered. New methods and means of recording, processing and analysis of acoustic emission processes, the results of experimental investigations are described. Conclusions on prospects and opportunities of the developed system are made.

Keywords: *operational evaluation serviceability system, force-summing elements construction responsible for appointments, acoustic emission processes.*

В результате проделанной работы для повышения эффективности существующей системы оценки эксплуатационной пригодности конструкций ответственного назначения выполнен анализ существующих методов и средств оценки технического состояния конструкций по критерию возможности определения «опасных» (развивающихся) дефектов и сделаны выводы, что исследования, посвященные созданию способов и аппаратурно-методического обеспечения акустико-эмиссионной (АЭ) оценки эксплуатационной пригодности силовых элементов конструкций с учетом закономерностей процессов накопления повреждений силовых элементов, являются актуальными.

Обосновано, что для постоянного или периодического контроля конструкций ответственного назначения необходимо создание АЭ системы невысокой стоимости, не требующей специально обученных специалистов и позволяющей оценивать эксплуатационную пригодность силовых элементов конструкций вне зависимости от формы, размеров, предыстории эксплуатации, механических и электрических шумов.

В связи с тем, что акустическая эмиссия представляет собой нестационарный случайный процесс, для его анализа использованы методы теории случайных процессов.

Установлено, что на ранних стадиях деформирования поток сигналов акустической эмиссии от микроисточников, случайным образом распределенных по объему конструкции, имеет пуассоновский характер. С ростом нагрузки объединение микродефектов в трещину и ее последующее развитие нарушает распределение Пуассона.

Это позволило разработать способы оценки процессов накопления повреждений конструкций при акустико-эмиссионном контроле, основанные на оценке изменения характеристик сигналов акустической эмиссии при деформировании конструкций, отличающиеся тем, что оцен-

 ISSN 1995-7009

ку процессов накопления повреждений производят путем анализа изменения параметров распределений акустической эмиссии, характеризуемых параметрическими и функциональными инвариантами, что позволяет повысить оперативность и достоверность оценки эксплуатационной пригодности силовых элементов конструкций на 15–20% [1].

Для анализа произвольных распределений параметров АЭ при деформировании конструкций разработаны способы оценки изменения вида распределений параметров АЭ на основе непараметрических вероятностных критериев согласия. Эти способы также позволяют оценивать эксплуатационную пригодность силовых элементов конструкций при помощи инвариантов [2].

В связи с тем, что форма статистических распределений информативных параметров АЭ не зависит от амплитуды и интенсивности сигналов, а определяется только физикой процессов, происходящих в материале конструкции при деформировании, значения инвариантов и параметров «разладки» не зависят от формы, предыстории эксплуатации и размеров конструкции.

Для практической реализации предложенных способов обоснован состав АЭ аппаратно-программного комплекса для оценки эксплуатационной пригодности силовых элементов конструкций.

Для определения эксплуатационной пригодности силовых элементов конструкций методом АЭ аппаратно и программно реализованы: оценка спектральных свойств и повышение помехоустойчивости сигналов, фильтрация помех, измерение случайных интервалов времени между актами АЭ. Эти методы реализуемы на основе феноменологических моделей, которые позволяют описывать форму реакций пьезодатчика на импульсы АЭ, обеспечивают высокое отношение сигнал/шум фильтров, согласованных по спектру [3].

Для устранения недостатков существующих способов регистрации сигналов АЭ при помощи пьезопреобразователей и для осуществления бесконтактной регистрации сигналов АЭ разработан способ регистрации сигналов и калибровки аппаратуры АЭ, основанный на использовании лазерного многолучевого интерферометра, отличающийся использованием в схеме интерферометра объемной голограммы и позволяющий повысить динамический диапазон измерений и информационную достоверность регистрации АЭ сигналов на 15–20% [4].

Для конструкций, которые не могут быть нагружены избыточной нагрузкой, разработан способ интегральной оперативной оценки местоположения, размеров дефектов (дефектных областей) без нагружения эксплуатационной или избыточной нагрузкой на основе АЭ метода и метода вынужденных колебаний [5].

С использованием современной приборной базы и полученных результатов созданы многоканальные АЭ аппаратно-программные комплексы для оценки эксплуатационной пригодности силовых элементов конструкций на основе инвариантов АЭ процессов.

Для переноса результатов исследований процессов разрушения конструкционных материалов, полученных при испытаниях образцов, на реальные конструкции разработана акустико-эмиссионная модель процессов накопления повреждений. Разработанная модель основана на подобии компонентов напряженно-деформированного состояния (НДС) в исследуемой области образца и конструкции из одного материала и отличается тем, что данное подобие определяется по параметрам акустико-эмиссионных процессов. Это позволяет переносить результаты исследований процессов накопления повреждений материалов, полученные при испытаниях образцов, на реальные конструкции [6].

Установлено, что методика и результаты прогнозирования ресурса силовых элементов конструкций по данным акустической эмиссии могут быть использованы при определении сроков возможной эксплуатации конструкций. Разработана методика прогнозирования ресурса силовых элементов конструкций, основанная на использовании физического принципа оценки интенсивности накопления повреждений, отличающаяся тем, что количество повреждений или размер дефектной области определяется по числу и интенсивности импульсов АЭ, и позволяющая прогнозировать изменение ресурса силовых элементов конструкций в зависимости от режимов эксплуатации [7].

Совокупность полученных результатов позволила разработать целостную систему оценки эксплуатационной пригодности конструкций на основе способов и аппаратурно-методического обеспечения акустико-эмиссионного метода, которая позволяет оперативно (в реальном масштабе времени) в акустико-эмиссионных аппаратно-программных комплексах оценивать многоканальную и многопараметрическую информацию об изменении информативных парамет-

ров АЭ и местоположении дефектов, оценивать степень опасности дефектов и возможность дальнейшей эксплуатации конструкции, а также обеспечивает оперативность, достоверность и снижение стоимости определения возможности эксплуатации силовых элементов конструкций.

Проведенная оценка технико-экономической эффективности внедрения данной акустико-эмиссионной системы позволяет сделать вывод о возможности повышения технической и экономической эффективности оценки эксплуатационной пригодности силовых элементов конструкций ответственного назначения на 20–30%.

При испытаниях силовых элементов конструкций получены новые экспериментальные данные о закономерностях процессов накопления повреждений в конструкционных материалах, что позволило:

– определить с максимальной точностью статистические характеристики прочности материалов топливных отсеков летательных аппаратов при производстве, в процессе длительного хранения и эксплуатации;

– сделать вывод, что характерные для начала трещинообразования сигналы АЭ возникают на уровне 0,6–0,8 от разрушающей нагрузки силовых элементов, что позволяет получать новые расчетные значения прочностных характеристик и оценивать возможность эксплуатации конструкций [8].

Полученные экспериментальные факты и теоретические положения могут быть использованы в качестве основы для дальнейшего развития механики деформируемого твердого тела при определении механических свойств материалов и конструкций в зависимости от кинетики накопления повреждений.

Полученные научные результаты лежат в рамках развивающейся концепции эксплуатации конструкций ответственного назначения по фактическому техническому состоянию и являются основой для разработки систем оценки эксплуатационной пригодности силовых элементов конструкций методом акустической эмиссии.

Выводы о необходимости создания и практического применения способов и аппаратурно-методического обеспечения оценки силовых элементов конструкций с учетом закономерностей процессов накопления повреждений, требования к аппаратуре акустико-эмиссионного контроля могут быть использованы разработчиками и органами эксплуатации для определения эксплуатационной пригодности и возможности эксплуатации силовых элементов конструкций ответственного назначения.

Способы оценки процессов накопления повреждений конструкций на основе анализа изменения распределений информативных параметров при помощи инвариантов могут быть использованы в автоматизированных системах оценки эксплуатационной пригодности силовых элементов конструкций ответственного назначения.

Оптический способ регистрации малых перемещений на основе лазерного голографического интерферометра может быть использован для регистрации перемещений удаленных и опасных объектов, в экспериментальных методах исследований – в качестве оптического датчика малых перемещений, в системах оптической связи, регистрации сигналов и калибровки аппаратуры акустической эмиссии.

Способ оценки эксплуатационной пригодности конструкций на основе вынужденных колебаний может быть использован для оперативного определения местоположения, размеров и формы дефектов (дефектных областей) без нагружения эксплуатационной или избыточной нагрузкой тонкостенных конструкций в ракетно-космической, авиационной, нефтегазовой промышленности.

Модель подобия компонентов напряженно-деформированного состояния (НДС) в конструкционных материалах может быть использована при определении граничных значений параметров акустико-эмиссионных процессов при испытаниях и переносе результатов испытаний с образцов на реальные конструкции при дефектации и технических ревизиях.

АЭ методика прогнозирования ресурса силовых элементов конструкций может быть использована при оценке параметров накопления повреждений, возможности эксплуатации силовых элементов конструкций в машиностроении.

Разработанная система оценки эксплуатационной пригодности конструкций методом акустической эмиссии может быть использована для оценки возможности эксплуатации и предотвращения разрушения ответственных элементов конструкций в авиационной и ракетно-космической отрасли, строительстве, топливно-энергетическом комплексе.

Полученные новые экспериментальные данные о закономерностях процессов накопления повреждений в конструкционных материалах могут быть использованы в научно-исследовательских организациях и конструктор-

ских бюро для установления норм прочности силовых элементов конструкций [9].

Для дальнейших исследований по повышению эффективности оценки эксплуатационной пригодности силовых элементов конструкций можно рекомендовать следующие направления:

1. Изучение при помощи разработанной АЭ системы процессов накопления повреждений в перспективных конструкционных материалах, таких как композиты, строительные материалы, углепластики, сотовые и многокомпонентные материалы.

2. Дальнейшая разработка и применение методов оценки «разладки» случайных процессов для анализа АЭ.

3. Исследование бесконтактных средств регистрации малых перемещений для оценки возможности их использования в качестве датчиков АЭ.

4. Разработка комплексной системы оценки эксплуатационной пригодности силовых элементов конструкций методами неразрушающего контроля.

5. Создание малогабаритных автономных устройств оценки эксплуатационной пригодности силовых элементов конструкций на основе инваринтов АЭ, способных предупреждать о возникновении опасных ситуаций.

Данный подход является новым и перспективным в технической диагностике и неразрушающем контроле конструкций.

Литература

1. *Попов А.В.* Способ оценки процессов разрушения конструкций при акустико-эмиссионном контроле: пат. 2233444 Российская Федерация. 2004. Бюл. № 21. 5 с.

2. *Попов А.В.* Оценка опасности дефектов конструкций по данным бесконтактного акустико-эмиссионного неразрушающего контроля // Автометрия. 2001. № 1. С. 84–87.

3. *Расщепляев Ю.С., Попов А.В., Косенков И.В.* Влияние шумов на оценку инвариантов в задачах контроля прочности методом акустической эмиссии // Дефектоскопия. 2007. № 4. С. 71–75.

4. *Попов А.В., Прыгунов А.Г.* Голографический метод регистрации акустико-эмиссионных сигналов при деформации твердых тел // Дефектоскопия. 2000. № 6. С. 64–70.

5. *Попов А.В.* Акустико-эмиссионный метод вынужденных колебаний при определении дефектов в тонкостенных сосудах давления // Дефектоскопия. 2005. № 3. С. 27–31.

6. *Костоглотов А.И., Попов А.В.* Акустико-эмис-сионный метод моделирования процессов разрушения материалов // Дефектоскопия. 2002. № 10. С. 3–7.

7. *Попов А.В.* Акустико-эмиссионный метод оценки ресурса конструкций на основе инвариантов теории надежности // Проблемы машиностроения и надежности машин. 2003. № 4. С. 118–122.

8. *Ильин В.А., Попов А.В., Захаров А.А.* Прочность сварных соединений емкостей (баков) под давлением // Контроль. Диагностика. 2011. № 6. С. 36–40.

9. *Зибров Г.В., Старов В.Н., Смоленцев Е.В., Попов А.В.* Механизмы возможных реализаций физических воздействий и учет прочностных характеристик сложных конструкций // Вестник Воронежского института ГПС МЧС России. 2014. № 1 (10). С. 15–20.

Статья поступила в редакцию 5 декабря 2014 года

УДК 629.7(470):338

ЭТАПЫ ИНТЕГРАЦИИ РОССИЙСКОЙ АВИАЦИОННОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

Р.Р. Шатовкин, д.т.н., старший преподаватель, ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: Shatovkin@yandex.ru
С.В. Ионов, д.в.н., директор представительства, АО «Концерн «Созвездие (г. Москва), e-mail: cadet1966@mail.ru
В.П. Соколов, д.э.н., профессор, ОАО «ВНИИ «Вега», e-mail: box@vega.technor.ru

Рассмотрены этапы интеграции российской авиационной промышленности. Обозначены цели и условия создания единой конкурентоспособной интегрированной структуры авиапромышленного комплекса. Выявлены проблемные вопросы.

Ключевые слова: *этапы интеграции, единая интегрированная структура авиапромышленного комплекса, объединенная авиастроительная корпорация, стратегия развития самолетостроительного комплекса, увеличение инвестиций.*

THE STAGES OF RUSSIAN AVIATION INDUSTRY INTEGRATION

R.R. Shatovkin, D.D. in Engineering Sciences, senior lecturer, Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh), e-mail: Shatovkin@yandex.ru
S.V. Ionov, director of representative office, D.D. in Military Sciences, JSC «Sozvezdie» Concern» (Moscow), e-mail: cadet1966@mail.ru
V.P. Sokolov, D.D. in Economics, professor, JSC «Voronezh Research Institute «Vega», e-mail: box@vega.technor.ru

The stages of Russian aviation industry integration are considered. The purposes and conditions of creating a single competitive integrated structure of aviation industry complex are designated. The problematic issues are identified.

Keywords: *stages of integration, single integrated structure of aviation industry complex, United Aircraft Corporation, strategy development aircraft sector, increase of investments.*

После распада Советского Союза многие экономические отношения в отраслях народного хозяйства были разрушены. Это затронуло и авиационную промышленность. Позиции на мировом рынке были во многом утрачены. Такое положение обусловило необходимость реформирования авиапромышленного комплекса. Основой этой реформы должно стать создание единой конкурентоспособной интегрированной структуры.

За последние двадцать лет отрасль прошла три этапа интеграции. На первом этапе каждая компания существовала автономно, но одновременно определялись устойчивые цепочки, позволявшие объединить разработчиков и производителей в отдельных проектах. Реализовать серьезный проект в таких условиях было достаточно сложно. Результатом этого стало практически полное отсутствие проектов постановки на производство новых самолетов. На этом фоне успех освоения производства боевого самолета Су-30МКИ на Иркутском авиационном заводе выглядит скорее исключением из правил [1].

В начале 1990-х годов большинство авиапредприятий было акционировано, основные военные заводы и научные институты остались в государственной собственности (как правило, в форме федеральных государственных унитарных предприятий). На фоне резкого спада спроса авиастроение России существовало в режиме «выживания». Резервами были небольшие заказы государства и отдельных компаний и доходы от непрофильной деятельности.

Начавшаяся в 1996–1998 годах частичная интеграция авиационной промышленности должна была реализоваться путем создания интегрированных структур в оборонно-промышленном комплексе в соответствии с программой, подготовленной Министерством промышленности, науки и технологий. Согласно этой программе должны были сформироваться две интегрированные структуры – самолето-вертолетостроительные компании. Принятие концепции создания двух самолето-вертолетостроительных компаний ознаменовало переход ко второму этапу интеграции. Однако формирование инте-

 ISSN 1995-7009

грированных структур в предусмотренном первоначальным планом виде не состоялось.

Тем не менее, в период с 1998 по 2004 год произошли некоторые важные изменения в структуре авиастроительного комплекса. В военном секторе сформировались частично интегрированные структуры, объединившие в единый цикл разработку и производство: АХК «Сухой», РСК «МиГ», был реализован проект создания публичной компании (НПК «Иркут»). В гражданском авиастроении степень интеграции была меньшей, а формы – более мягкими. Наиболее оптимистичным выглядел проект объединения активов вокруг «Ильюшина», но он не был реализован прежде всего из-за отсутствия у компании достаточно перспективного продукта. Не произошло реальной интеграции ОАО «Туполев» и ЗАО «Авиастар-СП» [1, 2].

В 2003–2004 годах начался третий этап интеграции, базовой идеей которого стало создание единой корпоративной структуры. Она получила название «Объединенная авиастроительная корпорация» (ОАК), а ее формирование было определено решениями Президента России: политическим – 22 февраля 2005 г. на заседании Президиума Государственного совета в г. Жуковском и юридическим – в форме Указа от 20 февраля 2006 г. №140 [3].

В 2005 году была принята Стратегия развития авиастроения, предусматривающая инвестиции в различные проекты и создание современных технологий в размере не менее 20 миллиардов долларов до 2015 года [4]. В связи с этим ОАК интенсивно развивает новые проекты в гражданской и транспортной авиации; активно финансирует научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы, техническое перевооружение для устранения технологического разрыва с лидерами; выходит в новые секторы рынка (беспилотные системы, кооперация); увеличивает уровень использования информационных технологий и применения инноваций. Благодаря этому Россия могла выступить на мировом рынке в качестве системного интегратора новых самолетов, комплексные технико-экономические показатели которых будут сопоставимы с лучшими зарубежными аналогами.

В целях завершения консолидации активов авиационной отрасли корпорация в 2007–2008 годах разместила акции дополнительного выпуска в пользу частных инвесторов и государства. В этот же период корпорация осуществила листинг на российских биржах и консолидацию управления заемным капиталом предприятий холдинга. Первичное размещение акций осуществилось в 2009–2010 годах. Важный фактор привлекательности инвестиций в ценные бумаги ОАК – поддержка корпорации со стороны государства, которое является не только ключевым инициатором проекта объединения, но и основным акционером ОАК. Так, в настоящее время более 90% акций ОАК принадлежит государству.

Основным элементом организационной стратегии ОАК является переход от существующей структуры управления, где каждая компания – центр прибыли, обеспечивающий полный набор бизнес-компетенций, к структуре, основанной на концепции продуктовых бизнес-единиц. Обеспечение такого перехода подразумевает, во-первых, формирование и развитие корпорации в качестве центра капитализации; во-вторых – преобразование организационно-правовых форм и корпоративных механизмов управления компаниями, которые вошли в состав ОАК, в соответствии с их ролями и функциями в целевой структуре; в-третьих – внедрение стандартов корпоративного управления, учета, отчетности и уровня раскрытия информации, необходимых для эффективного привлечения инвесторов и превращения ОАК в публичную компанию. Три бизнес-единицы, которые составляют новую концепцию управления, обеспечат ведение деятельности по основным продуктовым направлениям: военной авиации, гражданской авиации, транспортной авиации. Процесс всех организационных преобразований был реализован корпорацией поэтапно в течение 2007–2010 годов [4].

Сегодня полным ходом идет поэтапная реализация долгосрочной программы интеграции российской авиационной отрасли. Сохранение и последующее развитие отечественной авиационной промышленности должны рассматриваться как национальная задача, обусловленная значением отрасли как в военной, так и в гражданской сфере, и преследовать конкретные амбициозные бизнес-цели. В этой связи деятельность ОАО «Объединенная авиастроительная корпорация» должна обеспечить стабильное функционирование всей отрасли, ее успешное развитие, конкурентоспособность, инвестиционную привлекательность и, в конечном счете, усиление позиций российского авиастроительного комплекса на мировом рынке.

Цели авиационной промышленности в сфере новых разработок формируются с учетом со-

временных тенденций международной кооперации на принципах риск-разделенного партнерства. Портфель продукции формируется с учетом волнообразного характера спроса и смены поколений различных видов военной и гражданской авиатехники. Количество самолетостроительных проектов ОАК, получающих прямую поддержку государства, сокращается. Принципы формирования и управления государственными программами дифференцированы для боевой и гражданской авиатехники, а для гражданской учитывают требования Всемирной торговой организации.

Цели государства по отношению к авиационной промышленности состоят в создании соответствующих условий и структуры отрасли, гарантированно обеспечивающих военную безопасность государства, эффективно функционирующую инфраструктуру авиаперевозок как одну из основ обеспечения целостности государства и конкурентоспособность отрасли на глобальных рынках в интересах перехода к несырьевой модели экономического роста страны.

Российское самолетостроение должно быть позиционировано на мировом авиационном рынке в качестве крупного центра, наряду с США и Западной Европой. Конкуренция на рынках авиационной техники должна быть перенесена с локального уровня борьбы за государственные ресурсы, а заказы – на уровень международный, в том числе предусматривающий конкуренцию с крупнейшими производителями гражданской и боевой авиации. Стратегия продвижения на внешние рынки также предполагает развитие в производстве и сервисном обслуживании авиатехники кооперации с местными партнерами.

Реализация стратегии развития самолетостроительного комплекса, разрабатываемой ОАК в настоящее время, учитывает наличие переходного периода, в ходе которого будут осуществляться производство и поставки на рынок ограниченного количества имеющихся на данный момент моделей воздушных судов, для которых ОАК обеспечит доведение качества и системы послепродажного обслуживания до рыночного уровня. В ходе реализации данной стратегии до 2025 года на инвестиционные нужды корпорации предполагается направить более 5 миллиардов долларов средств из бюджетных источников. Примерно столько же планируется привлечь частных инвестиций, в том числе путем выхода на рынки финансового капитала. Государственная поддержка также будет осуществляться путем субсидирования процентных ставок по долгосрочным кредитам, предоставления государственных субсидий по лизинговым платежам и финансирования увеличения уставного капитала корпорации. Финансирование экспортных поставок будет осуществляться путем предоставления государственных гарантий согласно действующему в настоящее время порядку государственной поддержки экспорта высокотехнологичной продукции [5].

В настоящее время ОАК, помимо выпуска традиционных продуктов, выводит на рынок новые проекты и технологии в гражданской и транспортной авиации. Корпорация реализует перспективные проекты по каждому из основных направлений своей деятельности. Так, например, в военной авиации осуществляется глубокая модернизация существующего модельного ряда боевой авиации, производство перспективного авиационного комплекса фронтовой авиации пятого поколения, широкого спектра беспилотных летательных аппаратов и сохранение компетенций в области стратегической авиации. В гражданской авиации осуществляется производство конкурентоспособных воздушных судов во всем сегменте узкофюзеляжных самолетов, а также производство региональных самолетов, в транспортной авиации – производство тяжелых, средних и легких самолетов.

В целом, ОАК стремится адаптировать модель российского самолетостроения к мировым стандартам для обеспечения конкурентоспособности [6]. Это и является основным способом достижения стратегических целей: одного из лидирующих мест в мире по производству авиационной техники; выход на мировой рынок с конкурентоспособными пассажирскими самолетами; обеспечение потребностей Российской Федерации во всех видах военной техники; выпуск необходимого спектра транспортных самолетов.

Непременными условиями достижения стратегической цели для ОАК является развитие технологий производства самолетов и доведение их до мирового уровня. К числу таких технологий необходимо отнести высокоскоростные методы обработки металлов и сплавов и высокий уровень автоматизации в агрегатно-сборочных производствах. Немаловажное значение имеет кардинальное увеличение объема композиционных материалов (не менее 30–40%), применяемых в конструкции самолетов [7].

Учитывая, что технический и эксплуатационный уровень самолета в значительной степени определяются характеристиками комплектующих изделий, необходимо активное содействие развитию соответствующих производств до современного уровня, включая двигатели, бортовое радиоэлектронное оборудование и различные системы. Необходимо также обеспечение технологического уровня, качества и эксплуатационных параметров самолетов, которые должны быть сопоставимы с моделями конкурентов или превосходить их.

В складывающейся модели ОАК призвана играть роль центра инвестиций и развития перспективной технологической структуры. Такая модель создается на основе принятой в мировом авиастроении модели «центров компетенций», которая позволяет сконцентрировать ресурсы на создании нескольких современных производств узлов и агрегатов для обеспечения сборочных заводов. Варианты данной модели успешно реализованы в Boeing и EADS [8].

Авиационная промышленность России для успешного развития должна сегодня решить одну из важнейших задач – обеспечить себя квалифицированными кадрами. Как отмечают многие отечественные аналитики, запас прочности авиационной промышленности практически исчерпан. Наблюдается значительное старение кадров, в отрасль неохотно идут молодые специалисты, разрушена система подготовки и повышения квалификации персонала. При этом состояние кадров в авиационной промышленности невозможно рассматривать в отрыве от общего состояния отрасли. Многие проблемы, с которыми сталкивается отечественное авиастроение, вызваны причинами внутреннего характера, такими как низкий уровень управленческой культуры, консерватизм и изоляционизм, отсутствие навыков работы в высококонкурентной рыночной среде, боязнь перемен.

«Объединенная авиастроительная корпорация», став центром интеграции российского авиастроения, ставит перед собой смелую задачу превратить отрасль в привлекательного работодателя и вернуть авиастроению былой престиж. Среди первоочередных планов корпорации, осуществление которых уже началось, можно назвать формирование эффективной системы оплаты труда, основанной на достижении результатов, создание системы непрерывного корпоративного обучения, направленной на повышение квалификации сотрудников отрасли, и совместная с государством активизация работы в области совершенствования системы высшего и среднего образования для авиастроения. Это позволит не только обучить и привлечь, но и удержать кадры, столь необходимые корпорации. Авиастроение должно стать локомотивом российской высокотехнологичной промышленности, динамично развивающейся отраслью.

Российское авиастроение может быть конкурентоспособным, если проводить правильную экономическую политику, по мнению гендиректора ОАО «Авиационный комплекс имени Ильюшина» Виктора Ливанова. Без государственного финансового участия новые конкурентоспособные конструкции самолетов сегодня в гражданской авиации не появятся, как утверждает Ливанов. Государство также должно серьезно дотировать создание новых самолетов, поскольку развитое гражданское авиастроение является синонимом силы и устойчивости экономики страны. Среди мер, способных укрепить экономические позиции авиационной промышленности, Ливанов назвал, в частности, внедрение 12–15-летнего лизинга авиатехники под 5–6% годовых. Такая практика широко распространена на Западе, и Ливанов уверен, что это помогло бы резко повысить спрос на новые самолеты в России и создало бы возможность финансового маневра для авиационной промышленности. Наконец, полагает он, государство могло бы также периодически дофинансировать гражданское авиастроение через военный бюджет, как это делается, например, в Китае, США и других странах. Все это вместе взятое дало бы авиационной промышленности возможность кардинально технологически перевооружиться и укрепить свои позиции [9].

Литература

1. Авиапромышленность России возрождается [Электронный ресурс] // Сделано у нас [сайт] URL: http://sdelanounas.ru/blogs/2708/ (дата обращения 26.11.2014).

2. Авиационная промышленность России [Электронный ресурс] // Авиация. Авиационная промышленность России [сайт] URL: http://www.vonovke.ru/s/aviatsionnaya_promyishlennost_rossii (дата обращения 16.07.2013).

3. Блинов А.О. Модернизация российской экономики в условиях глобализации // Вестник ПГУС. Сер. Экономика. 2010. № 2.

4. О стратегии развития авиационной промышленности России на период до 2015 г. [Электронный ресурс] // Портал машиностроения [сайт] URL: http://www.mashportal.ru/machinery_russia-451.aspx (дата обращения 26.11.2014).

5. Государственная программа Российской Федерации «Развитие авиационной промышленности» на 2013–2025 годы (по состоянию на 09.01.2014) [Электронный ресурс] // Государственная программа Российской Федерации «Развитие авиационной промышленности» на 2013–2025 годы (по состоянию на 09.01.2014) [сайт] URL: http://old.minpromtorg.gov.ru/reposit/minprom/ministry/fcp/avia2013-2025/GP_RAP_20140109_v2.1.pdf (дата обращения 26.11.2014).

6. Стандартизация в мировом авиастроении [Электронный ресурс] // Российский союз промышленников и предпринимателей. Комитет по техническому регулированию, стандартизации и оценке соответствия [сайт] URL: http://www.rgtr.ru/nav/event/avia (дата обращения 04.03.2013).

7. Композиты из Обнинска [Электронный ресурс] // Нанотехнологии Nanonewsnet │Сайт о нанотехнологиях #1 в России [сайт] URL: http://www.nanonewsnet.ru/blog/nikst/kompozity-iz-obninska (дата обращения 25.11.2010).

8. EADS и Boeing ищут новых заказчиков на свои самолеты-заправщики [Электронный ресурс] // Новости ВПК [сайт] URL: http://vpk.name/news/72874_eads_i_boeing_ishut_novyih_zakazchikov_na_svoi_samoletyizapravshiki.html (дата обращения 26.11.2014).

9. Российское авиастроение может быть конкурентоспособным и после вступления РФ в ВТО, считает глава «Авиакомплекса имени Ильюшина» Виктор Ливанов [Электронный ресурс] // Всемирная торговая организация. Российский союз промышленников и предпринимателей [сайт] URL: http://www.rgwto.com/digest.asp?full_mode=1&id=46438 (дата обращения 17.08.2012).

Статья поступила в редакцию 2 декабря 2014 года

УДК 351.864:623.74

ФАКТОРЫ РАЗВИТИЯ ВОЕННОЙ АВИАЦИОННОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ НА СОВРЕМЕННОМ ЭТАПЕ

Р.Р. Шатовкин, д.т.н., старший преподаватель, ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: Shatovkin@yandex.ru
Б.П. Рукин, д.э.н., профессор, ВГУИТ, e-mail: rukin_b.p.@mail.ru
В.Н. Поветко, д.т.н., начальник информационно-аналитической службы, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: office@sozvezdie.su

Рассмотрены особенности военной авиационной промышленности на современном этапе. Показаны положительные и негативные факторы, влияющие на развитие авиапромышленного комплекса. Обозначены пути реформирования авиационной промышленности.

Ключевые слова: *особенности военной авиационной промышленности на современном этапе, факторы развития авиапромышленного комплекса, пути реформирования авиационной промышленности, реструктуризация авиационных предприятий, диверсификация производства.*

THE FACTORS OF A MILITARY AVIATION INDUSTRY DEVELOPMENT AT THE PRESENT STAGE

R.R. Shatovkin, D.D. in Engineering Sciences, senior lecturer, Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh), e-mail: Shatovkin@yandex.ru
B.P. Rukin, D.D. in Economics, professor, Voronezh State University of Engineering Technologies, e-mail: rukin_b.p.@mail.ru
V.N. Povetko, D.D. in Engineering Sciences, head of Informational and Analytical Service, JSC «Sozvezdie «Concern», e-mail: office@sozvezdie.su

The peculiarities of military aviation industry at the present stage are considered. Positive and negative factors influencing the development of an aviation industry complex are shown. The ways of reforming the aviation industry are identified.

Keywords: *military aviation industry features at the present stage, factors of aviation industry complex development, reforming aviation industry ways, aviation enterprises restructuring, production diversification.*

На современном этапе военная авиационная промышленность представляет собой ряд научно-производственных комплексов замкнутого проектно-технологического цикла, состоящих из проектно-конструкторских организаций, опытных и серийных промышленных предприятий, центральных научно-исследовательских институтов по разработке, производству, ремонту и модернизации авиационной техники гражданского и военного назначения, а также наземного оборудования, обеспечивающего эксплуатацию этой техники.

Предприятия отрасли обеспечивают свыше полутора миллионов рабочих мест, а с учетом поставки комплектующих гарантируют занятость более трех миллионов человек [1].

Отрасль уже давно не является плановым монолитом: на унитарные государственные предприятия приходится 29%, на акционерные общества с государственным участием, включая «золотую акцию» государства, – 33%, а 38% составляют компании с преобладанием частного капитала [2].

На сегодняшний день ситуация определяется как проблемами общего порядка, так и специфическими для военной авиационной промышленности проблемами. Для более полного описания комплекса следует выделить современные особенности (факторы) развития отрасли: внешние факторы – экономические (в том числе внешнеэкономические), политические (в том числе внешнеполитические), научно-технические, социальные, географические, управленческие; внутренние факторы – технологические, научно-технические, производственные, трудовые, финансово-экономические.

Рассмотрим более подробно каждый из этих факторов.

Внешние факторы

Экономические (в том числе внешнеэкономические) факторы:

1. Зависимость от государственного заказчика. До 70% всех работ, особенно в промышленной сфере, а также научно-исследовательских и

опытно-конструкторских работ, выполняется по заказу государственных структур, непосредственно связанных с оборонно-промышленным комплексом [3].

2. Недостаток финансовых ресурсов. Ресурсы часто ограничены узкими рамками государственного заказа и федеральных целевых программ, что приводит к затягиванию или приостановке перспективных исследований и разработок, их удорожанию.

3. Конкурентоспособность на мировом рынке. Продукция российской авиационной промышленности – одна из немногих конкурентоспособных на мировом рынке. Доля общих продаж техники за рубеж составляет до 60% от объема всех продаж [4].

4. Право ограниченного самостоятельного выхода с военной продукцией на внешний рынок. Часть предприятий имеет возможность осуществлять собственную внешнеторговую деятельность, минуя специальные государственные предприятия (такие, как федеральное государственное унитарное предприятие «Рособоронэкспорт»).

5. Реализация международных кооперационных проектов. Участие в международных кооперационных проектах на всех стадиях, от проектирования до послепродажного обслуживания, позволяет повысить эффективность использования центров компетенции российской авиационной промышленности и способствует интеграции в современную международную технологическую кооперацию.

Политические (в том числе внешнеполитические) факторы:

1. Государственная политика поддержки авиационной промышленности. Основной формой прямой финансовой поддержки авиационной промышленности являются федеральные целевые программы.

2. Доминирование военного направления над гражданским. Большинство предприятий являются компаниями двойного назначения и входят в состав оборонно-промышленного комплекса.

3. Обеспечение безопасности государства. Военная авиационная промышленность является неотъемлемой частью системы укрепления обороноспособности государства, обеспечения его безопасности, в том числе экономической и технологической.

Научно-технические факторы:

Высокая инновационная активность и восприимчивость. Существующая система регулирования авиационной деятельности и постоянно возрастающие требования к авиационной технике и вооружению, к их надежности, безопасности и экономичности инициируют многочисленные нововведения и предшествующие им фундаментальные и прикладные научные исследования и разработки [5].

Социальные факторы:

Стратегическая роль в региональных экономиках. Многие предприятия являются градообразующими. Большое число рабочих мест создается не только на предприятиях, где применяются наукоемкие технологии, но и в смежных отраслях промышленности.

Географические факторы:

1. Концентрация научно-производственных объединений и производств. Большинство предприятий авиационной промышленности и научно-исследовательских и конструкторских организаций располагаются в Москве и Подмосковье (Жуковский, Раменское, Балашиха, Ступино, Луховицы).

2. Удобство транспортных связей между предприятиями авиационной промышленности. Большинство предприятий располагаются в центрах транспортных узлов, обеспечивающих доставку продукции практически всеми видами транспорта. Компании располагаются в основном в крупных промышленных городах. Центры авиастроения находятся в Нижнем Новгороде, Казани, Ульяновске, Самаре, Омске, Новосибирске, Иркутске, Красноярске, Комсомольске-на-Амуре.

Управленческие факторы:

1. Ведомственная принадлежность. В отрасли задействовано много различных управленческих структур. Разработкой, производством, продажей самолетов занимаются структуры Министерства обороны, Министерства промышленности и энергетики (Департамент оборонно-промышленного комплекса), Федерального агентства по промышленности (Управление авиационной промышленности), Межгосударственного авиационного комитета.

2. Отсутствие четкой вертикали государственного управления комплексом авиастроительных компаний.

Внутренние факторы

Технологические факторы:

1. Технологическая специфичность. Производственное оборудование авиационной отрасли соответствует сложности ее продукции. В отрасли широко применяются и новейшие станки, и ручной труд. Научно-технический прогресс так-

же вынуждает непрерывно осваивать и применять новейшие технологии.

2. Особые требования к качеству выпускаемой продукции, более высокие по сравнению с продукцией гражданского назначения. Многим узлам самолетов необходима прецизионная обработка, они должны функционировать с высокой надежностью; производственные площади таких предприятий похожи скорее на лаборатории, нежели на заводские цеха.

3. Высокая по сравнению с другими отраслями экономики степень интеграции компаний. Авиапромышленный комплекс располагает множеством заводов (в том числе общего назначения), обеспечивающих первый и второй уровень кооперации (радио- и электронные приборы, аппаратура, различные агрегаты, узлы и т.д.) и создающих специфическую технологическую оснастку и станки, которые не могут эффективно функционировать друг без друга; при этом наблюдается разрыв кооперационных связей.

4. Двойной профиль деятельности. Предприятия авиационной промышленности выпускают продукцию и военного, и гражданского назначения.

5. Наличие единых норм и правил деятельности. Научно-техническая политика авиапромышленного комплекса подразумевает единые правила, требования государственных и отраслевых стандартов, норм, систем сертификации.

Научно-технические факторы:

Высокая наукоемкость продукции. Выпуску всех новых типов продукции военной авиационной промышленности предшествуют научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы.

Производственные факторы:

1. Наличие избыточных (мобилизационных) производств и мощностей. Около 30% предприятий авиапромышленного комплекса имеют дублирующие функции и одинаковые производственные мощности. Это не позволяет эффективно загружать предприятия [5].

2. Глубокая конверсия основного производства. Многим компаниям для выживания в новых экономических условиях приходится осуществлять конверсию. При этом нередки случаи, когда предприятиям приходится браться за изготовление не соответствующей их прежнему профилю сложной продукции, требующей специфического оборудования и новых для данного предприятия технологий [6].

Трудовые факторы:

1. Высокий интеллектуальный потенциал. В авиационной промышленности сосредоточено около 60% интеллектуального потенциала страны. Авиапромышленному комплексу присуща техническая компетенция и постоянство кадрового состава [7].

2. Дефицит высокопрофессиональных кадров. Закрепление молодых специалистов на предприятии – ключевая проблема предприятий данной отрасли.

3. Наличие дополнительных требований и особые условия функционирования, связанные с необходимостью охраны государственной тайны.

Финансово-экономические факторы:

1. Отсутствие внешних иностранных инвестиций. Это связано с тем, что более 60% предприятий контролируются государством, а треть находится в полной государственной собственности, что, согласно законодательству, не допускает внешнее инвестирование [8]. В условиях отсутствия серьезных инвестиций в инновации все труднее конкурировать с западными корпорациями.

2. Слабая адаптивность и способность реагирования на специфику рыночных отношений и взаимодействий. Для их выработки требуются коренные изменения и улучшения в экономической среде и на всех уровнях хозяйственной системы и отраслевого менеджмента.

3. Высокая внутренняя конкуренция между компаниями авиапромышленного комплекса. Сложилась практика внутренней конкуренции за рынки сбыта и государственные ресурсы, направляемые на научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы, закупки и техническое перевооружение предприятий, между несколькими авиастроительными комплексами, имеющими собственные программы развития и экономические мотивы.

4. Высокая рентабельность производств. Загруженные заказами производства высокорентабельны, высока и их бюджетная эффективность. За счет налоговых поступлений живут целые регионы, в которых предприятия являются градообразующими.

5. Преобладание госсобственности. Государством контролируется 62% предприятий авиапромышленного комплекса. На унитарные государственные предприятия приходится 29%, на акционерные общества с государственным участием – 33% [3]. При этом наблюдается тенденция к сни-

жению доли государственного участия в формируемых новых интегрированных структурах.

Развитие военной авиационной промышленности на современном этапе подразумевает плановую, продуманную систему реформирования с учетом комплекса всех обозначенных факторов. Адаптация ее к рыночной среде должна заключаться в изменении всей организационно-экономической структуры отрасли.

Основным механизмом реструктуризации военной авиационной промышленности в настоящий период развития является централизация производства путем слияний и поглощений. Эта тенденция характерна для всех стран, обладающих развитой авиационной промышленностью. В настоящее время в централизации авиационной промышленности появилась тенденция к объединению крупнейших, устойчивых корпораций. Главная идея реформирования авиапромышленного комплекса, предложенная государством, – создание на базе предприятий отрасли новых вертикально интегрированных структур по различным направлениям. Важнейшим элементом преобразования является реформа авиационной промышленности. Основой этой реформы должно стать создание единой конкурентоспособной интегрированной структуры.

Реструктуризация авиационных предприятий в России осуществляется под воздействием как общих институциональных изменений народного хозяйства страны, так и отраслевых особенностей. В авиационной промышленности, в системе взаимосвязей хозяйственных предприятий, возникают специфические институциональные отношения, оказывающие значительное влияние на экономику и оборону страны [9].

Критерием при выборе организационных форм реструктуризации авиационной промышленности является динамика основных показателей эффективности промышленного производства.

Особую остроту приобретает диверсификация производства, связанная с объединением военного и гражданского секторов авиационной промышленности, а также интеграция авиационной промышленности с предприятиями ракетно-космической отрасли.

Эффективное взаимодействие государства, банковского и промышленного капитала является необходимым условием формирования эффективной политики в области структурной перестройки авиационной промышленности.

Факторами, способствующими ускорению процесса реформирования организационно-экономической структуры авиационной промышленности, являются: многообразие форм собственности, диверсификация производства, сокращение государственного заказа, ужесточение внутренней и внешней конкуренции [9]. Эти факторы резко интенсифицировали и предопределили направленность процессов реформирования авиационной промышленности.

Реализация реформы развития авиационной промышленности потребует решения следующих основных задач:

1. Проведения в рамках частно-государственного партнерства четкой и реалистичной продуктовой политики, обеспечивающей достижение ожидаемого результата.

2. Формирования новой организационной системы, способной эффективно осуществлять политику создания и продвижения российской авиатехники на потенциальные рынки, привлекать необходимые для этого ресурсы и управлять ими.

3. Модернизации производственного, конструкторского и научно-исследовательского потенциала авиапромышленного комплекса.

4. Корректировки государственных программ и внепрограммных мероприятий в области авиастроения.

5. Внесения изменений в законодательство, снимающих существующие ограничения по реализации выбранного направления развития.

Только продаваемая на мировом авиационном рынке продукция отечественной авиапромышленности позволит России сохранить роль мировой авиастроительной державы. Преимущественная ориентация на ограниченный внутренний рынок, который к тому же де-факто постепенно становится частью мирового рынка, ошибочна.

Таким образом, создание эффективных экономических механизмов взаимодействия инвесторов и промышленных предприятий в авиационной промышленности позволит ускорить процесс модернизации и расширить номенклатуру рыночных продуктов, оптимизировать количество предприятий, расширить рынок сбыта за счет придания продуктам новых качественных характеристик.

Литература

1. Расходы на оборону, конверсию военной промышленности и занятость / под ред. Паукерт Л., Ригартс П. М.: ИНИ по общественным наукам РОАН. 1992.

2. *Перевалов Ю.В.* Реструктуризация оборонно-промышленного комплекса: региональный подход // Общество и экономика. 1998. № 8–9.

3. *Глухих В.К.* Некоторые аспекты промышленной политики в оборонных отраслях промышленности // Вопросы экономики. 1993. № 9.

4. *Горностаев Г.А.* Внешнеэкономические аспекты развития оборонной промышленности // Проблемы прогнозирования. 1998. № 3.

5. *Толкачев С.А.* Военно-промышленная база России: варианты реструктуризации и научно-технический потенциал // Российский экономический журнал. 1993. № 4.

6. *Ефанов Л.Е.* Конверсия и вхождение военно-промышленного комплекса в рынок // Вопросы экономики. 1993. №9.

7. *Дагаев А.А.* Фактор НТП в современной рыночной экономике. М.: Наука. 1994.

8. *Залещанский В.* Оборонные предприятия: как освоить перспективные рынки // Российский экономический журнал. 1998. № 2.

9. *Каяшев В.А.* Реструктуризация авиационной промышленности России как фактор повышения экономической эффективности отрасли: дис. ... д.э.н.: 20.01.07. М., 2005.

Статья поступила в редакцию 2 декабря 2014 года

Адрес редакции:

394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14
АО «Концерн «Созвездие»,
редакция журнала «Теория и техника радиосвязи»
Тел. (473) 259-37-05
Факс: (473) 235-50-88
E-mail: office@sozvezdie.su