

известия высших учебных завелений РОССИИ 4 РАДИОЗЛЕКТРОНИКА 2016

Редакционный совет

Председатель совета

В. М. Кутузов

Заместитель председателя, главный редактор

В. Н. Малышев

Ответственный секретарь

В. А. Мейев

В. М. Балашов (Санкт-Петербург, Россия), А. Г. Вострецов (Новосибирск, Россия), Ю. В. Гуляев (Москва, Россия), Т. А. Исмаилов (Махачкала, Россия), Б. А. Калиникос (Санкт-Петербург, Россия), Э. Ляхдеранта (Лаппеенранта, Финляндия), С. Б. Макаров (Санкт-Петербург, Россия), Ф. Мартин (Барселона, Испания), В. А. Обуховец (Ростов-на-Дону, Россия), Б. А. Панченко (Екатеринбург, Россия), В. А. Пахотин (Калининград, Россия), А. Д. Плужников (Нижний Новгород, Россия), А. А. Потапов (Москва, Россия), А. В. Соломонов (Санкт-Петербург, Россия), Р. М. Степанов (Санкт-Петербург, Россия), Ю. М. Таиров (Санкт-Петербург, Россия), А. Л. Толстихина (Москва, Россия), И.Б. Федоров (Москва, Россия), Ю. В. Филатов (Санкт-Петербург, Россия), М. Хайн (Ильменау, Германия), Й. Хорстман (Гестахт, Германия), В. А. Шевцов (Москва, Россия)

Редакционная коллегия

К. Е. Аббакумов,	В. П. Ипатов,
Б. Я. Авдеев,	Н. В. Лысенко,
В. В. Алексеев,	И. Г. Мироненко,
Е. М. Антонюк,	А. А. Монаков,
В. П. Афанасьев,	А. М. Мончак,
А. М. Боронахин,	В. А. Мошников,
С. А. Баруздин,	Н. Н. Потрахов,
А. А. Бузников,	В. Н. Ушаков,
А. А. Головков,	3. М. Юлдашев,
А. Д. Григорьев,	Ю. С. Юрченко

СОДЕРЖАНИЕ

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

Милащенко Е. А., Язовский А. А. Амплитудное подавление	
негауссовских морских помех в некогерентном полосовом тракте приемника	3
Гомцян О. А. Моделирование распределения числа символов двоичного сигнала дельта-модуляции	7
Клюжев Е. С., Рябов И. В., Стрельников И. В., Юрьев П. М. Теория и моделирование цифровых вычислительных синтезаторов	10
Кольцов Н. Е., Носов Е. В., Гренков С. А., Федотов Л. В. Измерение параметров сигналов в широкополосных приемно-регистрирующих каналах радиотелескопа	19
Данилов В. А., Данилова Л. В . Связь распределения огибающей квазигармонического случайного процесса с порождающим двумерным распределением	25
Пыко С. А., Пыко Н. С., Маркелов О. А., Ульяницкий Ю. Д., Богачев М. И. Исследование методов оценивания стабильности	
взаимного поведения стохастических процессов	. 29

Проектирование и технология радиоэлектронных средств

Ланкин В. Е., Шашкин А. К. Прогнозирование нестабильностей	
шкал синхронизации	33
Потапов А. Н. Обобщенная формализация сопутствующих	
признаков функционирования информационных	
эрготехнических радиоэлектронных систем на основе	
их структурно-логических моделей	.39
Иншаков Ю. М., Белов А. В. Перестраиваемый активный	
фазовый RC-корректор	46

🚽 Телевидение и обработка изображений

Столбов П. В., Сиротинин В. И., Воронин А. В. Матричная	
камера в составе телевизионной системы	
для обнаружения контактного провода	50

Электродинамика, микроволновая техника, антенны



🚽 Электроника СВЧ

💛 Редакционный отдел

Наши авторы......74

Свидетельство о регистрации ПИ № ФС2-8341 от 02.11.2006 г. выдано Управлением Федеральной службы по надзору за соблюдением законодательства в сфере массовых коммуникаций и охране культурного наследия по Северо-Западному федеральному округу.

Учредитель: Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)» (СПбГЭТУ «ЛЭТИ»).

ПОДПИСНОЙ ИНДЕКС 45818 ПО ОБЪЕДИНЕННОМУ КАТАЛОГУ «ПРЕССА РОССИИ». ТОМ 1 «ГАЗЕТЫ И ЖУРНАЛЫ» Подписка производится в любом почтовом отделении России

Журнал входит в Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук, в соответствии с требованиями приказа Минобрнауки России от 25 июля 2014 г. № 793 (зарегистрирован Минюстом России 25 августа 2014 г., регистрационный № 33863), с изменениями, внесенными приказом Минобрнауки России от 03 июня 2015 г. № 560 (зарегистрирован Минюстом России 18 июня 2015 г., регистрационный № 37697)

Региональные секции редакционного совета

Восточная

Председатель – А. Г. Вострецов, д-р техн. наук, заслуженный деятель науки РФ, проректор по научной работе Новосибирского государственного технического университета. E-mail: vostretsov@adm.nstu.ru

Западная

Председатель – В. А. Пахотин, д-р физ.-мат. наук, профессор кафедры радиофизики и информационной безопасности Балтийского федерального университета им. И. Канта. E-mail: VPakhotin@kantiana.ru

Поволжская

Председатель – **А. Д. Плужников**, д-р техн. наук, профессор кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. E-mail: pluzhnikov@nntu.nnov.ru

Северокавказская

Председатель – **Т. А. Исмаилов**, д-р техн. наук, заслуженный деятель науки РФ, ректор Дагестанского государственного технического университета.

E-mail: dstu@dstu.ru

Уральская

Председатель – **Б. А. Панченко**, д-р техн. наук, профессор-консультант Уральского федерального университета им. первого Президента России Б. Н. Ельцина.

E-mail: Val.perminova@yandex.ru

Южная

Председатель – В. А. Обуховец, д-р техн. наук, профессор кафедры антенн и радиопередающих устройств Южного федерального университета.

E-mail: vao@tgn.sfedu.ru

Редакция журнала

197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5, СПбГЭТУ «ЛЭТИ» Тел.: (812) 234-10-13 E-mail: radioelectronic@yandex.ru

Редактор И. Б. Синишева Выпускающий редактор И. Г. Скачек Компьютерная верстка Е. Н. Паздниковой

Подписано в печать 14.10.16. Формат 60 × 84 1/8. Бумага офсетная. Печать цифровая. Гарнитура «Times New Roman». Уч.-изд. л. 10,4. Усл.-печ. л. 10,0. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.). Заказ 95.

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ» 197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5 Тел. / факс: 8 (812) 346-28-56 УДК 621.391:621.396

Е. А. Милащенко Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б. Н. Ельцина, АО «ОКБ "Новатор"» А. А. Язовский Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б. Н. Ельцина

Амплитудное подавление негауссовских морских помех в некогерентном полосовом тракте приемника

Рассмотрен метод нелинейного амплитудного подавления радиолокационных помех от морской поверхности в некогерентном полосовом тракте приемника. Использована наиболее адекватная модель негауссовской радиолокационной помехи от взволнованной морской поверхности, основанная на К-распределении плотности вероятности огибающей помехи. В модели помех учтен внутренний гауссовский шум приемника. Получены амплитудные характеристики нелинейного элемента и зависимости коэффициента подавления от отношения "помеха/шум" для различных значений параметров модели помехи.

Морские помехи, нелинейная фильтрация, К-распределение, гауссовские помехи, негауссовские помехи

Для исследования и анализа характеристик радиолокационных станций (РЛС), работающих в условиях взволнованной морской поверхности, необходимы адекватные модели радиолокационных морских отражений. Распространенные модели, основанные на понятии гауссовского "белого" шума [1], могут быть точными лишь в определенных условиях. Они описывают структуру отражений только при работе радара в режиме низкого разрешения.

В последние десятилетия XX в. были обнаружены явления, возникающие при работе РЛС в режимах высокого разрешения и при низких углах скольжения [1], вследствие чего были предложены негауссовские модели помех. Негауссовский характер радиолокационных морских отражений при высоком разрешении радара и низких углах скольжения существенно осложняет процесс обнаружения морских целей с малой эффективной поверхностью рассеяния. Следовательно, при оценке характеристик обнаружения радаров, основное предназначение которых заключается в обнаружении объектов, располагающихся на морской поверхности или на ее фоне, необходимо учитывать негауссовость морских отражений. Такие модели помех описаны в [1], [2], где показано, что наиболее полное статистическое описание огибающей радиолокационных отражений от морской поверхности дается К-распределением.

В настоящей статье исследование эффективности амплитудного подавления мешающих отражений от морской поверхности проведено с учетом внутреннего гауссовского шума приемника. Поскольку в реальном приемнике всегда присутствует тепловой гауссовский шум, учет его действия в модели распределения огибающей помехи позволяет оценить реальный выигрыш от применения оптимальной нелинейной обработки.

Математическая модель К-распределения радиолокационных помех от морской поверхности. Плотность вероятности огибающей аддитивной смеси К-помехи с гауссовским шумом *E* известна [1]:

$$p(E) = \frac{2Eb^{\nu}}{\Gamma(\nu)} \int_{0}^{\infty} \frac{x^{\nu-1} \exp(-bx)}{x + P_{\text{III}}} \times \exp\left[-E^{2}/(x + P_{\text{III}})\right] dx, \qquad (1)$$

где b – параметр "шкалы", имеющий размерность, обратную мощности; $\Gamma(v)$ – гамма-функция; $P_{\rm III}$ – мощность внутреннего гауссовского шума приемника. Величина v определяется условиями наблюдения и параметрами локатора [2] из следующего уравнения:

$$\log_{10}(v) = \frac{2}{3}\log_{10}(\Phi) + \frac{5}{8}\log_{10}(\rho) - K - \frac{\cos(2\theta)}{3} + \log_{10}\left(\frac{\tau_{\mu}}{30}\right)\log_{10}\left(\frac{50}{\Phi}\right)\log_{10}\left(5.5\Phi\right)^{0.8},$$

где Φ – угол скольжения, …°; ρ , м – разрешение РЛС по дальности; K – параметр, зависящий от вида поляризации (1.39 при вертикальной и 2.09 при горизонтальной поляризациях); θ – угол между направлением луча РЛС и направлением морской ряби, рад; τ_{μ} – длительность импульса, нс.

Мощность помехи с распределением огибающей (1) определяется параметрами v и *b* [1]:

$$P_{\rm II} = 0.5 \,\mathrm{M} \{E^2\} = 0.5 \,\mathrm{v}/b = \alpha P_{\rm III}$$

где $M\{\cdot\}$ – символ математического ожидания; $\alpha = P_{\Pi}/P_{\Pi}$ – отношение мощности помехи к мощности шума.

Амплитудное подавление помех в некогерентном полосовом тракте приемника. Одним из распространенных методов борьбы с негауссовскими помехами в таком тракте является защита приемника с помощью безынерционного нелинейного преобразования огибающей смеси сигнала и помехи [3].

Замена обычного квадратичного преобразования другим нелинейным преобразованием h(E) увеличивает отношение "сигнал/помеха" в μ раз [3]:

$$\mu = P_{E^2} \frac{\left[M \left\{ h'(E)/E + h''(E) \right\} \right]^2}{M \left\{ h^2(E) \right\}},$$
 (2)

где P_{E^2} – мощность флюктуаций квадрата огибающей помехи; h'(E), h''(E) – первая и вторая производные функции h(E) соответственно.

Максимум коэффициента подавления μ достигается при оптимальной амплитудной характеристике (AX) $h_0(E)$, связанной с плотностью вероятностей p(E) огибающей помехи выражением

$$h_0(E) = \frac{p''(E)}{p(E)} - \frac{p'(E)E - p(E)E'}{p(E)E^2}.$$
 (3)

Определить вид оптимальной АХ и рассчитать максимальный коэффициент подавления помехи непосредственно по (2) и (3) невозможно из-за разрыва функции (3) в нуле.

Для получения оценок максимального коэффициента подавления помех с распределением (1) введем параметрическую модель нелинейного преобразования h(E) в виде обобщенного полинома:

$$h(E) = \sum_{k=0}^{m} a_k \varphi_k(E), \qquad (4)$$

где a_k – параметры настройки нелинейного преобразователя; $\varphi_k(E)$ – базисные функции; *m* – порядок полинома.

Определив входящие в (2) математические ожидания, имеем:

$$M \{h^{2}(E)\} = \sum_{k=0}^{m} \sum_{\nu=0}^{m} a_{k} a_{\nu} M \{\phi_{k}(E)\phi_{\nu}(E)\} = \mathbf{a}^{\mathrm{T}} R \mathbf{a};$$
$$M \{h'(E)/E + h''(E)\} =$$
$$= \sum_{k=0}^{m} a_{k} M \{\phi_{k}'(E)/E + \phi_{k}''(E)\} = \mathbf{a}^{\mathrm{T}} \mathbf{b},$$

где $\mathbf{a} = \begin{pmatrix} a_0 & a_1 & \dots & a_m \end{pmatrix}^{\mathrm{T}}$ – вектор-строка с параметрами настройки нелинейного преобразователя; $\mathbf{b} = \begin{pmatrix} b_0 & b_1 & \dots & b_m \end{pmatrix}^{\mathrm{T}}$ – вектор-строка с элементами $b_k = \mathrm{M} \{ \varphi'_k(E)/E + \varphi''_k(E) \}; R$ – симметрическая положительно определенная матрица с элементами $r_{kv} = \mathrm{M} \{ \varphi_k(E) \varphi_v(E) \}.$

Тогда коэффициент подавления может быть представлен в виде [4]

$$\boldsymbol{\mu} = P_{E^2} \left(\mathbf{a}^{\mathrm{T}} \mathbf{b} \right)^2 / \left(\mathbf{a}^{\mathrm{T}} R \mathbf{a} \right).$$

Максимум µ достигается при оптимальных значениях параметров АХ (4):

$$\mathbf{a} = \mathbf{a}_{\text{opt}} = \lambda R^{-1} \mathbf{b}, \ \lambda \neq 0 \tag{5}$$

и определяется следующим образом:

$$\boldsymbol{\mu}_{\max} = P_{E^2} \mathbf{b}^{\mathrm{T}} R^{-1} \mathbf{b}. \tag{6}$$

Ограничимся аппроксимацией оптимальной АХ в виде степенного полинома: $\varphi_k(E) = E^k$. Данная аппроксимация позволяет охватить такие частные случаи, как линейный и квадратичный детекторы, а также детекторы более высоких порядков. Подставив $\varphi_k(E) = E^k$ в (4), из (5) и (6) получим выражения для оптимальных параметров настройки нелинейного преобразователя и максимального коэффициента подавления через начальные моменты огибающей.

Методика расчетов. Расчеты проводились в среде MathCAD для модели (1) при $\rho = 15$ м, вертикальной поляризации излучения РЛС, $\theta = 0$, $\tau_{\rm H} = 100$ нс, b = 0.5 для трех значений параметра v = 0.5, 1.0 и 1.5, соответствующих углам скольжения $\Phi = 1$, 2.2 и 5°. Расчеты проведены для значений α , равных 0, 10, 20, 30 и 40 дБ. Для каждого значенния α строилась зависимость h(E) и рассчитывался коэффициент подавления μ .

Результаты исследования. На рис. 1 представлены плотности вероятности значений огибающей (1) для v = 0.5 и различных отношениях "помеха/шум" α , равных 0, 10, 20 и 30 дБ. Отдельная кривая построена для $P_{\rm III} = 0$ (без учета внутреннего шума).

Рис. 1 показывает существенное отличие плотности вероятностей значений огибающей (1) от закона Рэлея ($\alpha = 0$) уже при $\alpha \ge 10$ дБ. Необходимо отметить, что при больших значениях α значение плотности вероятности значений огибающей (1) в нуле равно нулю в отличие от традиционной модели морских отражений в виде К-распределения огибающей (кривая для $P_{\rm III} = 0$).



На рис. 2 представлены амплитудные характеристики h(E) при оптимальных коэффициентах степенного полинома различной степени *m* для $\alpha = 30$ дБ и $\nu = 0.5$. Кривая для m = 1 соответствует полигональному виду АХ, для m = 2 – квадратичному, для m = 3 – кубическому.

На рис. 3 представлены зависимости коэффициента подавления $\mu(\alpha)$ при аппроксимации оптимальной АХ полиномом 9-го порядка.

В таблице приведены значения коэффициента подавления μ для различных значений порядка *m* аппроксимирующего полинома, различных отношений "помеха/шум" α и углов скольжения Φ.

В настоящей статье рассмотрен метод нелинейного амплитудного подавления радиолокационных





$\Phi = 1^\circ, v = 0.5$									
	m								
α. дБ	1	2	3	4	5	6	7	8	9
	μ. дБ								
0	3.98 5.701 6.048 6.07 6.082 6.131 6.19 6.234 6.258								
10	8.397	12.321	14.501	15.89	16.81	17.407	17.809	18.074	18.209
20	11.661	16.505	19.488	21.631	23.274	24.544	25.592	26.488	27.151
30	14.142	19.513	22.909	25.405	27.365	28.918	30.231	31.388	32.282
40	16.093	21.799	25.443	28.145	30.284	31.922	33.446	34.738	35.75
				$\Phi = 2.2$	°, $v = 1.0$				
					т				
α. дБ	1	2	3	4	5	6	7	8	9
	μ. дБ								
0	2.291	3.067	3.103	3.115	3.153	3.181	3.193	3.196	3.196
10	4.987	7.59	8.841	9.532	9.914	10.119	10.23	10.285	10.315
20	6.188	9.471	11.389	12.726	13.71	14.455	15.069	15.557	15.832
30	6.626	10.149	12.307	13.884	15.104	16.074	16.916	17.628	18.055
40	6.772	1.376	12.616	14.276	15.578	16.627	17.549	18.341	18.826

								Окончан	ние таблицы
	$\Phi = 5^\circ, v = 1.5$								
	т								
α, дБ	1	2	3	4	5	6	7	8	9
					μ. дБ				
0	1.554	1.907	1.907	1.936	1.96	1.968	1.97	1.97	1.97
10	3.469	5.164	5.798	6.066	6.175	6.217	6.231	6.233	6.234
20	4.057	6.176	7.204	7.751	7.902	7.906	8.114	8.767	12.899
30	4.174	6.377	7.494	8.128	8.33	8.33	8.534	9.228	13.159
40	4.192	6.409	7.541	8.19	8.401	8.401	8.604	9.305	13.234

помех от взволнованной морской поверхности в некогерентном полосовом тракте приемника. Использована наиболее адекватная модель помеховых радиолокационных отражений от взволнованной морской поверхности, учитывающая тепловой шум приемника. Установлено, что непосредственный расчет коэффициента подавления помехи в рамках принятой модели невозможен в связи с расходимостью (2) при нулевом значении огибающей помехи. В связи с этим для оценки эффективности подавления помех амплитудная характеристика подавителя аппроксимирована степенным полиномом. Получены зависимости коэффициента подавления от отношения "помеха/шум" для различных значений параметров модели помехи при аппроксимации оптимальной амплитудной характеристики нелинейного преобразования огибающей степенным полиномом от первого до девятого порядка, по которым можно определить, что выигрыш в помехоустойчивости может достигать 30 дБ и более.

Полученные результаты могут служить основой построения адаптивных нелинейных устройств подавления радиолокационных помех от взволнованной морской поверхности в некогерентном полосовом тракте приемника.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ward K, Tough R., Watts S. Sea clutter: scattering, the K distribution and radar performance. 2nd ed. Croydon: CPI Group Ltd, 2013. 586 p.

2. Antipov I. Simulation of sea clutter returns. Salisbury: DSTO Electronic and surveillance research laboratory. 1998. 71 p. URL: http://digext6.defence.gov.au/dspace /bitstream/1947/4132/1/DSTO-TR-0679%20PR.pdf (дата обращения 02.10.2016).

E. A. Milashchenko

Ural Federal University n. a. the first President of Russia B. N. Yeltsin, JSC «Special design bureau "Novator"»

A. A. Yazovsky

Ural Federal University n. a. the first President of Russia B. N. Yeltsin

Amplitude suppression of nongaussian sea clutter in a noncoherent bandpass path of the receiver

The method of non-linear amplitude suppression of radar clutter from a sea surface in a noncoherent band path of the receiver is considered. The model of the most adequate nongaussian a radar clutter from the rough sea surface which envelope is based on K-distribution of density of probability is used. In model of noises it is considered internal gaussian receiver noise. For various values of parameters of model of clutter amplitude characteristics of a non-linear element and dependence of coefficient of suppression on the relation a clutter/noise are under construction.

Sea clutter, non-linear filtering, K-distribution, Gaussian clutter, nongaussian clutter

Статья поступила в редакцию 16 марта 2016 г.

3. Бакут П. А., Акимов П. С. Теория обнаружения сигналов. М.: Радио и связь, 1984. 440 с.

4. Валеев В. Г., Язовский А. А. Адаптивные нелинейные преобразователи для подавления негауссовских помех // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1987. Т. 30, № 8. С. 62–64.

УДК 621.376.56

О. А. Гомцян Национальный политехнический университет Армении

Моделирование распределения числа символов двоичного сигнала дельта-модуляции

Рассмотрены возможности использования дельта-модуляции в качестве аналого-цифрового преобразования на первой ступени новой каскадной кодирующей конструкции, разработанной для цифровых систем обработки информации. Выбор дельта-модуляции обоснован ее простотой по сравнению с другими видами аналогоцифрового преобразования, помехозащищенностью и, самое главное, низкой вероятностью появления пачек символов. Последнее свойство, а также применение перемежителя на следующих стадиях многокаскадного кодирования, позволяют существенно улучшить характеристики цифровых систем обработки информации. Приведены распределения пачек символов для различных входных сигналов и алгоритмов дельта-модуляции.

Дельта-модуляция, вероятность распределения пачек символов, каскадная кодовая конструкция, перемежитель

При передаче информации по сильно зашумленным каналам, особенно в условиях ограниченной мощности сигнала (например, в спутниковых каналах связи, радиорелейных системах и т. п.), существует высокая вероятность образования пакетов ошибок. Эффективным методом борьбы с такими пакетными ошибками является применение сложных кодирующих схем, в которые входят перемежители.

В отличие от классической схемы, впервые рассмотренной в [1], автором настоящей статьи предложена новая каскадная кодирующая конструкция, показанная на рис. 1 [2], [3], где 1 – источник информации; 2 – аналого-цифровое преобразование (АЦП); 3 – компрессия; 4 – шифрование; 5 – помехоустойчивое кодирование; 6 – перемежение; 7 – линейное кодирование; 8 – канал связи; 9 – линейное декодирование; 10 – деперемежение; 11 – помехоустойчивое декодирование; 12 – дешифрование; 13 – декомпрессия; 14 – цифроаналоговое преобразование; 15 – потребитель информации.

Новшествами этой схемы являются применение дельта-модулятора на уровне 1, а также использование перемежителя на уровне 5 после помехоустойчивого кодера.

Постановка задачи. В общем случае наиболее распространенным методом АЦП в системах обработки информации являются импульсно-кодовая модуляция (ИКМ) и некоторые ее разновидности, например адаптивная дифференциальная ИКМ (АДИКМ). Многочисленные исследования показывают, что с АДИКМ может конкурировать адаптивная дельта-модуляция (АДМ) по ряду параметров, таких, как примерно в полтора раза более низкая тактовая частота; меньшая чувствительность к ошибкам трансформации и сдваивания символов, поскольку погрешность декодирования составляет всего лишь один шаг квантования, и др. [4], [5]. Причем с помощью АДМ обеспечивается приемлемое качество телефонной



связи даже при вероятности ошибки символа 10⁻³.

Напротив, при ИКМ ошибка декодирования может доходить до половины динамического диапазона сигнала, а при АДИКМ имеет амплитуду, соответствующую пиковому значению первой разности входного сигнала. Поэтому для них допустимая вероятность ошибки составляет не более 10⁻⁶.

Для более детального сравнения различных видов АЦП приведем таблицу, которая составлена по данным, заимствованным из [4], [6], а также в результате анализа большого количества других литературных источников. В таблице использованы следующие сокращения: LPC – linear predictive coding - линейное кодирование с предсказанием; RPE-LTP - regular pulse excitation - long time prediction регулярное импульсное возбуждение с долговременным предсказанием; CELP – code excited linear prediction – линейное предсказание с кодовым возбуждением; MOS - mean opinion scores - средняя экспертная оценка; G711 и G721 – стандарты ITU-Т. Сравнение представленных методов кодирования ведется относительно сложности кодера ИКМ, принятого за единицу.

Как видно из таблицы, при сравнении рассмотренных кодеров по средней скорости передачи, MOS, и особенно по сложности реализации, можно отдать предпочтение дельта-модуляции (ДМ).

Еще одним показателем для сравнения различных видов кодеров является структура цифрового сигнала, т. е. импульсной последовательности на выходе АЦП. Структура импульсной последовательности - некоторое расположение символов этой последовательности на временной оси, которое зависит от характеристик передаваемых сигналов и метода АЦП [5], [7]. В импульсной последовательности могут быть как одиночные символы, так и пачки (пакеты), содержащие некоторое количество подряд идущих символов одной полярности, разделенных символами другой полярности. Обычно эта структура случайная и характеризуется вероятностью появления символов. Появление таких пачек затрудняет декодирование сигнала на последующих этапах многоуровневой схемы, поскольку многие помехоустойчивые коды наиболее эффективны в случае статистически независимых канальных ошибок, например для канала с аддитивным "белым" гауссовским шумом (АБГШ). В каналах с многолучевым распространением, подверженным замираниям, наблюдается снижение мощности сигнала, в результате чего появляется большое число ошибок, которые группируются в пакеты. С другой стороны, при записи информации дефекты в записывающей среде также приводят к появлению пачек ошибок. Поэтому важное значение имеет исследование структуры двоичного ДМ-сигнала с целью выявления вероятности появления пачек символов.

Далее приведены результаты моделирования цифрового сигнала ДМ при ее различных входных сигналах и методах.

Результаты исследований. Наибольший интерес представляет исследование преобразования речевого сигнала линейным и адаптивным дельта-модуляторами, и в частности распределения длины пачек одинаковых символов при входном стационарном и нестационарном речевых сигналах.

На рис. 2 и 3 приведены зависимости вероятностей F(l) появления пачек из l импульсов одинаковой полярности на выходе линейного дельта-модулятора (ЛДМ) при стационарном и нестационарном входном сигналах соответственно в зависимости от их мощности P_c .

При расчетах частота дискретизации принята равной 48 кГц, что при ДМ численно совпадает со скоростью передачи в 48 кбит/с. Подробное описание алгоритмов моделирования сигналов и систем с ДМ можно найти в [5], [7].

Распределение пачек импульсов имеет закономерность, заключающуюся в том, что с увеличением мощности входного сигнала наступает перегрузка по крутизне и на выходе дельта-модулятора пачки с большим числом символов появляются чаще. Результаты исследований, проведенные для других тактовых частот, подтверждают эту закономерность.

Рис. 4 и 5 демонстрируют зависимости распределения пачек импульсов для АДМ в случае

			Скорость		Условная
Метод и уровень кодирования	Реализация кодирования	передачи,	MOS	сложность	
			кбит/с		реализации
	V	ИКМ, G711	64	4.0	1
кодеры формы	(правания 2)	АДИКМ, G721	32	3.7	10
(уровень 2)		АДМ	32	3.6	0.3
	Гибридный кодер (уровень 3)	RPE-LTP, основной кодер GSM	13	3.5	30
	Гибридный кодер (уровень 3)	CELP	4.8	3.2	30100
	Кодер с линейным предсказанием (уровень 3)	Кодирование с линейным предсказанием – LPC10 (Федеральный стандарт США)	2.4	2.9	50



стационарного и нестационарного речевых сигналов соответственно при различной мощности входного сигнала P_c . Сравнение приведенных зависимостей показывает, что распределения пачек символов для стационарного и нестационарного сигналов весьма близки друг к другу.

Из зависмостей на рис. 4 и 5 также следует, что тенденция увеличения вероятности появления длинных пачек при перегрузках кодера, т. е. при увеличении P_c , сохраняется. Однако сравнение зависимостей, приведенных на рис. 2 и 5, показывает, что возникновение пачек импульсов при АДМ (рис. 5) вероятно при бо́льших мощностях сигнала, чем для ЛДМ (рис. 2). Так, распределения пачек импульсов при ЛДМ для $P_c = 7.8$ дБм почти совпадает с распределением при АДМ для $P_c = 39.8$ дБм. Таким образом, АДМ обеспечивает расширение динамического диапазона передаваемых сигналов более чем на 30 дБ при сохранении качества передачи.

В настоящей статье обоснован выбор ДМ на первом уровне многокаскадной кодовой схемы. Показано, что при увеличении мощности входного сигнала вероятность появления на выходе дельта-



модулятора пачек с бо́льшим числом одинаковых импульсов растет из-за перегрузки модулятора по крутизне. Однако следует отметить одинаковый спадающий характер распределений числа импульсов в пачках для разных входных сигналов: пачки из 6–7 символов появляются с вероятностью порядка 10^{-4} , а более короткие пачки (3–5 символов) – с вероятностью 10^{-3} . Это обстоятельство может иметь решающее значение в пользу выбора ДМ для каскадной кодовой конструкции.

Полученные результаты и анализ многочисленных литературных источников показали, что ДМ имеет меньшую вероятность появления пачек символов, чем другие методы АЦП, такие, как ИКМ и АДИКМ. Это особенно важно для современных каскадных кодирующих систем, где дополнительно используется и перемежитель с целью уменьшения вероятности групповых ошибок.

В заключение добавим, что некоторые результаты исследований сложной кодирующей конструкции, в которую входят кодеры ДМ и Рида–Соломона, перемежитель, фазовый модулятор и канал с АГБШ, можно найти в [8].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Форни Д. Каскадные коды / пер. с англ. В. В. Зяблова и О. В. Попова; под ред. С. И. Самойленко. М.: Мир, 1970. 207 с.

2. Gomtsyan H. A. Generalized model of the digital communication systems // Материалы 13-й межрегион. конф. МНТО РЭС им. А. С. Попова "Обработка сигналов в системах телефонной связи и вещания". Пушкинские

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

горы, 5–12 июля 2004 г.; Москва, 19–20 окт. 2004 г. / МНТО РЭС им. А. С. Попова. М., 2004. С. 79–81.

3. Гомцян О. А. Обобщенная концепция каскадного кодирования в цифровых системах обработки информации // Изв. НАН РА и НПУА. Сер. тех. наук. 2016. Т. 69, № 1. С. 42–48.

 Дельта-модуляция. Теория и применение / М. Д. Венедиктов, Ю. П. Женевский, В. В. Марков, Г. С. Эйдус. М.: Связь, 1976. 272 с.

5. Венедиктов М. Д., Гомцян О. А. Дельта-модуляция. Теория и применение / ВЗЭИС. М., 1984. 87 с. 6. Быков С. Ф., Журавлев В. И., Шалимов И. А. Цифровая телефония. М.: Радио и связь, 2003. 144 с.

7. Моделирование структуры двоичного ДМЦИК-сигнала / М. Д. Венедиктов, Б. Ш. Златкин, О. А. Гомцян, Б. Ш. Монастырский // Техника средств связи. Сер. ТРС. 1983. Вып. 1.

 Гомцян О. А., Бадалян Б. Ф. Применение дельта-модуляции в каскадной кодирующей системе // Тр.
 11-й Междунар. науч.-практ. конф. "Современные информационные и электронные технологии". Одесса, 24–28 мая 2010 г. Казань: Изд-во КНИТУ, 2010. Т. 1. С. 223.

H. A. Gomtsyan

National Polytechnic University of Armenia

Simulation of the distribution symbols number in the binary delta - modulation signal

The possibilities of using delta-modulation as analog-to-digital converter in the first stage in the new cascade coding structure for digital data processing systems are developed. Selecting the delta-modulation is motivated account of its simplicity, comparable to other types of analog-to-digital conversion, noise immunity, and most importantly, with a low probability of symbols bursts appearance. The latter property, as well as the using interleaver in the following stages of multi-coding can significantly improve the characteristics of digital data processing systems. The distribution of the symbols bursts for the various input signals and delta-modulation algorithms are obtained.

Delta-modulation, the probability distribution of symbols bursts, concatenated codes construction, interleaver

Статья поступила в редакцию 16 марта 2016 г.

УДК 621.396

Е. С. Клюжев, И. В. Рябов, И. В. Стрельников, П. М. Юрьев Поволжский государственный технологический университет

Теория и моделирование цифровых вычислительных синтезаторов

Рассмотрено проектирование цифровых вычислительных синтезаторов (ЦВС), построенных на базе метода прямого цифрового синтеза частот и сигналов, расчета фазовых отклонений в ЦВС. Приведены структурная и функциональная электрические схемы указанного ЦВС, а также структуры ЦВС с коммутацией фазовых отсчетов и ЦВС с квадратурными выходами. Приводятся основные формулы расчета уровней побочных спектральных составляющих в ЦВС при формировании сложных сигналов.

Прямой цифровой синтез частот и сигналов, цифровые вычислительные синтезаторы, уровень амплитудных шумов, фазовый шум, цифровой накопитель, цифроаналоговый преобразователь, функциональный преобразователь "код-синус", фильтр нижних частот, многоуровневые сигналы, уровень побочных спектральных составляющих, частотно-модулированный сигнал

Синтезаторы прямого цифрового синтеза частот и сигналов (цифровые вычислительные синтезаторы – ЦВС) по сравнению с другими видами синтезаторов обладают рядом преимуществ:

 имеют высокое быстродействие (время переключения с одной частоты на другую менее 10 нс);

 – позволяют обеспечить высокую разрешающую способность (шаг сетки частот менее 0.001 Гц);

 – архитектура ЦВС облегчает их интегральное исполнение по сравнению с синтезаторами с ФАПЧ; имеют хорошие технологичность и повторяемость параметров при тиражировании [1]–[6].

Обобщенная структура ЦВС (рис. 1) содержит цифровой накопитель (ЦН) частоты ЦНЧ, цифровой накопитель фазы ЦНФ, функциональный преобразователь ФП, цифро-аналоговый преобразователь ЦАП и фильтр нижних частот ФНЧ. Под действием сигнала опорной частоты f_0 ЦНЧ формирует линейно нарастающий код частоты N_f , за-



даваемой значением K_f , далее ЦНФ формирует код циклической фазы заданной точности K_{φ} , поступающий на ФП, в котором отсчетам фазы ставятся в соответствие отсчеты амплитуды синтезируемого колебания. Они подаются на ЦАП, на выходе которого формируется аналоговый сигнал "ступенчатой" формы. Далее этот сигнал подвергается низкочастотной фильтрации при помощи ФНЧ, формируя выходной сигнал частоты f_c [2].

Цель настоящей статьи заключается в описании моделирования процессов, происходящих в основных функциональных узлах ЦВС с целью улучшения их технических характеристик, а также разработки структур ЦВС сложных частотнои фазомодулированных сигналов.

Уровень амплитудных шумов в сформированном ЦВС сигнале определяется как [1]

$$D = 4 + 6\log_2 N_a$$

где $N_{\rm a} < N_{\rm \phi}$ – количество выборок по амплитуде и по фазе соответственно.

Для получения уровня амплитудных шумов не более $D \le -75$ дБ необходимо иметь 12-разрядный ЦАП и ФП не меньшей разрядности. Следовательно, при больших D требуется хранить большое число выборок с высокой разрядностью, что увеличивает объем ПЗУ.

Для получения высокой точности установки выходной частоты необходимо повысить точность вычисления кода N_f и, соответственно, разрядность ЦН [7].

Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией. Сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) позволяют обеспечить широкие полосы частот и большой интервал длительностей. ЛЧМ-сигналы используются в качестве базовых при формировании сигналов с треугольной, пилообразной или V-образной частотными модуляциями (ЧМ) [8]–[13].

Оценим точность параболического закона изменения фазы, которая может быть достигнута в синтезаторе ЛЧМ-сигнала. Фазовые отклонения в синтезируемом ЛЧМ-сигнале обусловливаются отклонениями пилообразной и ступенчатой форм. Фазовое отклонение пилообразной ЧМ чаще всего выражается как ошибка в установке индекса фазовой модуляции (ФМ), т. е. как отклонение скорости ЧМ δ при неизменной длительности импульса T_1 . Учитывая, что фазовые отклонения периодически повторяются, выразим параболическую функцию фазовых отклонений в виде ряда Фурье. Для униполярной ФМ найдем среднее значение фазовых отклонений:

$$v_0 = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} \left(\frac{\delta t^2}{2}\right) dt = \frac{\delta T_1^2}{6}$$

Фазовое отклонение ступенчатой ЧМ определяется отклонениями каналов всех разрядов двоичного синтезатора частоты. Каждый канал имеет случайное и независимое фазовое отклонение, которое приводит к результирующему фазовому отклонению ступенчатого изменения частоты. Фазовое отклонение двоичного синтезатора частоты имеет форму меандра, частота которого определяется номером канала:

$$f_{2i}(t) = \begin{cases} \frac{f_0}{2} + 2\left(\frac{f_0}{\pi}\right) \sum_{m=1}^{\infty} \sin\left[(2m-1)\frac{\pi t/T_1}{2^{i-1}}\right] \end{cases} (2i-1)^{-1}.$$

Интенсивное развитие радиоэлектроники и появление DSP-процессоров для обработки сложных сигналов позволяют не только изменять параметры формируемых ЧМ-сигналов, но и обеспечивают стабильность и когерентность сигналов, а также хорошую воспроизводимость характеристик ЦВС при их серийном изготовлении [14], [15].

Принцип работы большинства ЦВС основан на вычислении кода фазы сигнала $K_{0,r}$ в моменты времени $t_r = rT_0$, r > 1 $(T_0 = 1/f_0)$:

$$K_{\varphi r} = \sum_{r=1}^{R} K_{\omega \mathrm{H}} - N \operatorname{int}\left(\frac{1}{N} \sum_{r=1}^{R} K_{\omega \mathrm{H}}\right),$$

где R – число точек отсчета; $K_{\omega H}$ – коды начальной частоты $\omega_{\rm H}$; N – емкость ЦН; int[·] – функция взятия целой части аргумента.

Для улучшения разрешения по частоте необходимо увеличение разрядности ЦН, но при прямой адресации ПЗУ выходным кодом ЦН объем ПЗУ, находящийся в степенной зависимости от числа разрядов этого кода, существенно возрастает. При этом ПЗУ сложно реализовать технически и оно значительно увеличивает стоимость синтезатора [16]–[18]. Поэтому для адресации ПЗУ используют



a < N разрядов ЦН (величину b = N - a будем называть числом битов округления).

Как правило, в современных ЦВС используются ЦН с разрядностью N = 24...48 бит, разрядностью адреса ПЗУ a = 12...17 бит и разрядностью шины данных d = 10...12 бит [1].

От структурной схемы перейдем к математической модели ЦВС и соответствующей ей функциональной схеме (рис. 2), где ε_1 – ошибка, вызванная округлением фазы при адресации ПЗУ; ε_2 – ошибка, связанная с конечной разрядностью шины данных; ε_3 – ошибка, вызванная нелинейностью ЦАП; $W_1(x)$ – оператор компенсации ошибки ε_1 ; $W_2(x)$ – оператор компенсации ошибки ε_2 . ФП в схеме реализует функцию $y = F(x) = \sin x$.

Ошибка округления фазы ε_1 вносит наиболее значительный вклад в ухудшение спектральных характеристик синтезатора, вызывая появление нежелательных дискретных составляющих в спектре выходного сигнала [19].

Ошибка округления данных ε_2 может быть значительно снижена при увеличении разрядности шины данных ПЗУ [20]–[22].

Ошибка ЦАП ε_3 может быть уменьшена выбором качественных ЦАП.

Рассмотрим работу ЦН емкостью $M = 2^N$. Если код синтезируемой частоты равен K, частота выходного сигнала ЦВС $f_c = K(f_{max}/M)$, где f_{max} – максимальная тактовая частота.

В момент времени t_i в ЦН содержится величина $\Theta(i) = [\Theta(i-1) + K] \mod M$.

Обычно [1] при анализе работы ЦН последовательность $\Theta(i)$ представляется как последовательность отсчетов из идеализированной пилообразной функции $\theta(i)$ с амплитудой $M = 2^N$ и периодом T = M/K. Период этой функции совпадает с периодом синтезируемой функции. Период последовательности $\Theta(i)$ определяется как наименьшее целое L, такое, что $\Theta(i) = \theta(i + L)$. Тогда можно записать:

$$L = \frac{2^N}{\text{HOД}(K, 2^N)} = \frac{M}{\text{HOД}(K, M)}$$

где НОД $(K, 2^N)$ – наибольший общий делитель чисел *K* и 2^{*N*}.

Таким образом, периоды $\Theta(i)$ и $\theta(i)$ совпадают в том случае, если *К* является целой степенью 2 [23].

Рассмотрим выходной сигнал ЦВС. Без учета эффектов округления он имеет вид

$$s(t) = \sin[2\pi\Theta(i)/M] + \varepsilon_2 + \varepsilon_3$$

Предположив, что для адресации ПЗУ используется *а* старших бит ЦН, с учетом округления фазы получим следующий вид реального выходного сигнала:

$$s(t_i) = \sin\left[2\pi \frac{2^a}{2^N} \operatorname{int}\left(\frac{K}{M}i\right)\right] + \varepsilon_2 + \varepsilon_3.$$

Приведенное выражение может быть записано в виде

$$s(t_i) = \sin\left\{2\pi \frac{1}{2^N} \left[Ki - \varepsilon_1(i)\right]\right\} + \varepsilon_2 + \varepsilon_3. \quad (1)$$

Ошибка $\varepsilon_1(i)$ может быть представлена как последовательность выборок из идеализированной пилообразной функции $\varepsilon_1(t_i) = \varepsilon_1(i) \Big|_{t_{i-1} < t \le t_i}$ с амплитудой 2^b и периодом 2^b/K. С другой стороны, последовательность $\varepsilon_1(t_i)$ может быть представлена как последовательность содержимого ЦН с разрядностью b и управляющим словом (кодом частоты) $K_{\varepsilon} = K \mod 2^b$.

Выражение (1) может быть преобразовано к следующему виду:

$$s(t_i) = \sin\left(2\pi \frac{K}{M}i\right) \cos\left[2\pi 2^{b-N} \frac{\varepsilon_1(t_i)}{2^N}\right] - \cos\left(2\pi \frac{K}{M}i\right) \sin\left[2\pi 2^{b-N} \frac{\varepsilon_1(t_i)}{2^N}\right].$$

Приняв, что ошибка округления фазы $\varepsilon_1(i)$ значительно меньше значения самой фазы, т. е. $2^{b-N} \varepsilon_1(t_i)/2^N \ll 1$, и, воспользовавшись предельными соотношениями

$$\sin(x)|_{x\to 0} = x; \ \cos(x)|_{x\to 0} = 1$$

получим

$$s(t_i) = \sin\left(2\pi\frac{K}{M}i\right) - 2\pi\frac{\varepsilon_1(t_i)}{2^N}\cos\left(2\pi\frac{K}{M}i\right).$$
(2)

Из выражения (2) следует, что спектр выходного сигнала $s(t_i)$ состоит из гармонической составляющей синтезируемой частоты и побочных составляющих, амплитуда и частота которых определяется ошибкой округления фазы $\varepsilon_1(i)$.

Для определения спектра выходного сигнала синтезатора необходимо определить спектр ошибки округления фазы $\varepsilon_1(i)$. Это можно сделать, если найти разложение в ряд Фурье идеализированной пилообразной функции $\varepsilon_1(i)$.

С другой стороны, необходимо учесть несоответствие периодов идеализированной пилообразной функции $\varepsilon_1(t_i)$ и последовательности ошибки $\varepsilon_1(i)$.

Для обеспечения выполнения указанных условий дополним функцию $\varepsilon_1(t_i)$ последовательностью прямоугольных импульсов $p(t_i)$ с частотой следования $K/2^b$, амплитудой $2^b/2$ и длительностью HOД $(K, 2^b)/2^b$. Тогда ошибку округления фазы $\varepsilon_1(i)$ будем представлять как отсчеты непрерывной функции $\varepsilon_1(t_i) = \varepsilon_1(i) - p(t_i)$.

Разложение в ряд Фурье для функции $\varepsilon_1(t)$ имеет вид

$$\varepsilon_{1}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2^{b}}{\pi n} \sin\left(2\pi n \frac{K}{2^{b}}t\right) - \frac{2^{b}}{2\lambda} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4\lambda}{2\pi n} \sin\left(\frac{2\pi n}{4\lambda}\right) \cos\left(2\pi n \frac{K}{2^{b}}t\right)$$

где $\lambda = 2^b / [2HOД(K, 2^b)].$

Представив $\varepsilon_1(i)$ как последовательность выборок из $\varepsilon_1(t_i)$, получим

$$\varepsilon_1(t_i) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2^b}{\pi n} \sin\left(2\pi n \frac{K}{2^b}i\right) - \frac{2^b}{2\lambda} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4\lambda}{2\pi n} \sin\left(\frac{2\pi n}{4\lambda}\right) \cos\left(2\pi n \frac{K}{2^b}i\right)$$

Период последовательности

$$\varepsilon_1(i)T_{\varepsilon} = 2^b / \left[2 \operatorname{HOД}(K, 2^b) \right].$$

Ее максимальное значение $T_{\varepsilon} = 2^{b}$.

Можно показать, что выходной сигнал ЦВС принимает вид

$$s(i) = \sin\left[2\pi(K/M)i\right] - \frac{\pi}{2N}\sum_{n=1}^{\lambda} C(n) \left(e^{j2\pi\left[(K/2^{N}) + a(K/2^{b})\right]i} + e^{-j2\pi\left\{[K/(2N)] - n[K/(2b)]\right\}i}\right)e^{jb(n)}.$$
(3)

Из выражения (3) следует, что спектр выходного сигнала ЦВС состоит из двух последовательностей дискретных составляющих [24].

Амплитуды побочных составляющих в спектре выходного сигнала имеет вид

$$C'(n) = \frac{\pi}{2^N} C(n) = \pi \frac{2b - N}{2\lambda} \operatorname{cosec}\left(\frac{n\pi}{2\lambda}\right).$$
(4)

Выражение (4) представляет собой монотонно убывающую функцию, максимальное значение которой соответствует n = 1 и определяется следующим образом:

$$C'_{\max} = C'(1) = 2^{b-N} \frac{(\pi/2^b) \text{HOД}(K, 2^b)}{\sin[(\pi/2^b) \text{HOД}(K, 2^b)]}.$$
 (5)

Выражение (5) определяет соотношение между максимальным уровнем побочных составляющих и числом бит округления. Из него следует, что наихудший случай, определяющий наибольшее значение C'_{max} , соответствует случаю $\text{HOД}(K, 2^b) = 2^{b-1}$. При $\text{HOД}(K, 2^b) = 1$ с ростом *b* амплитуда C'_{max} стремится к наименьшему значению.

Особенность поведения ЦВС, описываемая выражением (5), определяет довольно простой способ уменьшения уровня побочных составляющих минимум на 4 дБ [25]. При выборе требований к синтезатору следует ограничить диапазон изменения кодов частоты *К* таким образом, чтобы $HOД(K, 2^b) = 1$. Однако указанный путь ведет к

 $HO_{\mathcal{A}}(K, 2^{*}) = 1$. Однако указанный путь ведет к ухудшению разрешения по частоте.

С другой стороны, для того чтобы уменьшить максимальный уровень побочных составляющих, можно внести простые изменения в структурную схему синтезатора. Заметим, что условие $HOД(K, 2^b) = 1$ эквивалентно тому, что *K* нечетно. Если же *K* четно, то младший разряд выходного сигнала АФ (см. рис. 1) всегда равен 0. Воспользовавшись этим фактом, добавим в схему синтезатора дополнительные элементы: между

АФ и ПЗУ вводятся сумматор и дополнительный генератор псевдослучайного кода.

Периодическое добавление псевдослучайного числа к содержимому АФ позволяет разрушить когерентность фазовой ошибки и, таким образом, размыть нежелательные дискретные составляющие в спектре выходного сигнала. При каждом переполнении АФ псевдослучайная величина Xсуммируется с его содержимым. Она равномерно распределена в диапазоне 0...K-1, где K – значение кода синтезируемой частоты.

Рассмотренное построение синтезатора эквивалентно использованию (N+1)-разрядного АФ с нечетными K, при этом не ухудшаются такие параметры синтезатора, как время перестройки, диапазон и шаг сетки синтезируемых частот [3], [26].

Общая ошибка может быть снижена коррекцией адресации ПЗУ в соответствии с накапливаемой ошибкой, что эквивалентно линейной интерполяции между двумя последовательными адресами ПЗУ. Тогда сигнал на выходе имеет вид

$$s(t_i) = \sin\left(2\pi \frac{K}{M}i\right) - 2\pi \frac{\varepsilon_1(i) - \varepsilon_1(i-1)}{2^N} \cos\left(2\pi \frac{K}{M}i\right)$$

Из данного выражения следует, что описанное построение синтезатора уменьшает дискретные составляющие в спектре фазовой ошибки, которой соответствует величина $\varepsilon = \varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \varepsilon_3 < K$, содержащаяся в накопителе к моменту переполнения. При добавлении X = 0 переполнение АФ будет происходить в те же моменты времени, что и у синтезатора коррекции, при $X < \varepsilon$ будет происходить запаздывание, а при $X > \varepsilon$ – опережение во времени момента переполнения АФ. С учетом равномерного распределения X на интервале 0...K - 1 функция распределения АФ имеет вид

$$p(\tau_k) = \varepsilon/K; \quad p(\tau_k - T_k) = 1 - \varepsilon/K.$$

В таком синтезаторе время наступления момента переполнения $A\Phi$ не зависит от первоначальной фазовой ошибки. Это означает, что даже если соседние значения фазовой ошибки первоначально коррелированы, добавление случайной величины Xне влияет на среднее время переполнения $A\Phi$ и все побочные дискретные линии в спектре, возникающие из-за когерентности ошибки, устраняются. В результате в спектре выходного сигнала вместо дискретных боковых линий содержится непрерывный шум, связанный со случайностью между моментами переполнения $A\Phi$. При этом максимальный уровень побочных составляющих снижается [27], [28].

Проектирование цифровых вычислительных синтезаторов. Формирование отсчетов синусоидальных колебаний требуемой частоты может базироваться на двух различных принципах: рекурсивном и нерекурсивном. Рекурсивный принцип предусматривает использование предшествующих отсчетов выходного колебания в вычислениях текущего отсчета, нерекурсивный принцип при формировании цифровых значений отсчетов указанные отсчеты не учитывает [29], [30].

Рекурсивные ЦВС по сравнению с нерекурсивными имеют спектр выходного сигнала с сильнее выраженными побочными спектральными составляющими и более узкий диапазон синтезируемых частот. К числу их недостатков также относится нелинейная зависимость между синтезируемой частотой и установленным кодом начальной частоты. Поэтому нерекурсивные ЦВС более перспективны [2], [3].

В ЦВС обычно используется один опорный генератор (ОГ) (кварцевый или квантовый) с высокой стабильностью частоты. На выходе ЦВС в каждый момент времени существует только одна из дискретного множества сетки частот, причем долговременная стабильность выходного колебания близка к долговременной стабильности опорного генератора, а кратковременная стабильность хуже исходной [31].

Устройство управления и отображения решает следующие задачи: автоматическую или ручную настройку приемного устройства или передатчика на заданную частоту канала приема или передачи, выбор диапазона изменения частоты, индикацию частоты настройки [32].

Математические модели сигналов, синтезируемых ЦВС. Многоуровневые ЦВС в силу своей технологичности, надежности, возможности микроминиатюризации и уникальности технических характеристик в настоящее время нашли наибольшее применение в аппаратуре радиолокации и связи. Особенно перспективно использование данных ЦВС в радиотехнических системах передачи информации с повышенной помехоустойчивостью и помехозащищенностью [2]–[10].

Сигнал S(t), формируемый ЦВС, представляет собой последовательность ступенек, амплитуды которых A_i пропорциональны цифровому коду синтезируемого колебания.

ФП осуществляет преобразование кодов, поступающих с АФ, в отсчеты выборок сигнала амплитуды. В зависимости от алгоритма работы ФП сигнал S(t) может быть синусоидальным, треугольным, единожды усеченным и дважды усеченным треугольным колебанием. Сигнал S(t) вследствие цикличности работы ЦВС периодичен с периодом повторения $T_{\Pi} = LT_0$, $T_0 = 1/f_0$, равным периоду повторения выходного сигнала АФ.

Величина *L* для АФ согласно алгоритму Евклида определяется из соотношения R/K = L/M, причем *L*, *M* – взаимно простые числа; $M \neq 1$.

Для расчета спектральных характеристик ЦВС представим сигнал S(t) в виде суммы прямоугольных импульсов. Каждый импульс в сигнале S(t) может быть охарактеризован амплитудой A_i , длительностью t_{ui} и начальной фазой φ_i , определяемой задержкой импульса t_{3i} относительно начала координат. Временные параметры импульсов независимо от формы сигнала на выходе ЦАП могут быть определены по следующим формулам:

$$t_{\text{H}i} = t_i - t_{i-1}; \ t_{3i} = (t_i + t_{i-1})/2,$$

где $t_i = (i+1)T_0$ – момент окончания *i*-го импульса.

Указанный момент при $K > R/N_{\phi}$ определяется следующим образом:

$$t_i = \begin{cases} D_i T_0, \ D_i - \text{vertoe}; \\ (D_i + 1) T_0, \ D_i - \text{hevertoe}; \end{cases}$$

где N_{ϕ} – разрядность ЦН фазы.

Число импульсов в цифровом сигнале $N_{\text{выб}}$ зависит от кода K и вычисляется как

$$N_{\rm BMO} = \begin{cases} MN_{\phi}/2, \ t_{\rm Hi} > T_0, \\ MR/K, \ t_{\rm Hi} = T_0. \end{cases}$$

Расчет амплитуд A_i имеет свои особенности. С учетом квантования по амплитуде расчет A_i будем производить по формулам [33] в зависимости от формы сигнала.

При синусоидальном сигнале

$$A_i = \operatorname{int}(N_a \sin \varphi_i)/N_a$$
,

где N_a – число уровней квантования по амплитуде;

$$\varphi_i = \begin{cases} \inf(iKN_{\varphi}/R) 2\pi/N_{\varphi}, \ t_{\mathrm{H}i} = T_0; \\ 2\pi i/N_{\varphi}, \ t_{\mathrm{H}i} > T_0 \end{cases}$$

- текущая фаза колебания.

Для треугольного сигнала характерна прямая пропорциональная зависимость выходного сигна-

ла $S(t_i)$ от кода $K_{\phi i}$ на выходе накопителя. Поэтому расчет амплитуд производится по формуле

$$A_i = \operatorname{int} \left[\operatorname{sign} \left(\sin \varphi_i \right) B_i N_{\mathbf{a}} \right] / N_{\mathbf{a}},$$

где B_i — вспомогательная переменная, соответствующая текущей фазе ϕ_i :

$$B_i = \begin{cases} R - K_{\varphi i}, \ K_{\varphi i} > R/2\\ K_{\varphi i}, \ K_{\varphi i} < R/2. \end{cases}$$

При выборе структурной схемы ЦВС многоуровневых сигналов в первую очередь руководствуются требованиями к уровню побочных спектральных составляющих (ПСС) синтезируемого сигнала [34].

Наличие ПСС в спектре выходного сигнала ЦВС объясняются следующими основными причинами:

– периодичностью работы ЦН, приводящей к возникновению сигнала помехи с периодом $T_{\rm n}$;

– эффектами квантования по фазе, связанными с конечной разрядностью АФ N₀;

– эффектами квантования по амплитуде, связанными с конечной разрядностью ЦАП *N*_a;

 переходными процессами и выбросами выходного сигнала, возникающими из-за рассогласования отдельных разрядов ЦАП (глитчами).

Для оценки параметров при проектировании многоуровневых ЦВС с сигналом синусоидальной формы обычно пользуются экспериментально полученными графиками зависимости уровней ПСС (рис. 3) от числа разрядов кодов фазы N_{ϕ} и

амплитуды N_a [1].



Представив выходной сигнал $S_{\text{вых}}(t)$ многоуровневых ЦВС в виде набора импульсов с амплитудами A_i и разложив каждый импульс в ряд Фурье на периоде работы ЦН $T_{\Pi} = LT_0$, определим комплексную амплитуду *n*-й гармоники для каждого импульса в виде

$$C_n = \frac{A_i}{\pi n} \sin\left(\alpha t_{\mathrm{H}i}\right) \exp\left(-2j\alpha t_{3i}\right),$$

где n = 1, 2, 3, ... - номера спектральных составляющих; $\alpha = \pi n K L / R$ – вспомогательный коэффициент.

Суммарная комплексная амплитуда ПСС в выходном сигнале ЦВС определяется по формуле

$$C_n = \sum_{i=1}^{N-1} \frac{A_i}{\pi n} \sin(\alpha t_{\mathrm{H}i}) \exp(-2j\alpha t_{3i}),$$

где N – число выборок в сигнале $S_{\text{вых}}(t)$ на периоде работы ЦН T_{Π} .

Рассматривая методы построения быстродействующих ЦВС, можно сделать вывод, что разработка структур ЦВС с расширенным диапазоном частот проводится в двух направлениях [2], [3].

Первое основано на поиске новых решений повышения быстродействия основных функциональных узлов ЦВС (ЦН, ФП, блоков управления и т. д.). Работы в данном направлении ведутся как на структурном, так и на схемотехническом уровнях.

Второе – синтез ЦВС с расширенным диапазоном частот умножением частоты или с переносом спектра сигнала, формируемого ЦВС, на более высокую (несущую) частоту f_0 .

Предельно допустимое значение максимальной синтезируемой частоты ЦВС $f_{\rm c\ max}$ существенно зависит от характеристик используемых в них ЦН. Известно [1], что ЦН, оперирующие с двоичным кодом, обладают более высоким быстродействием, чем ЦН, работающие на основе десятичной системы счисления [3], [35].

Однозначное соответствие выходной синтезируемой частоты f_c коду установки частоты K_f , необходимое при использовании синтезаторов частот в гетеродинах радиоприемных и возбудителях радиопередающих устройств с частотами опорных генераторов: 5; 10; 50; 100 МГц, достигается либо введением в схему ЦВС корректора кода, либо за счет изменения емкости ЦН.

В работах [1]–[3] рассмотрена структура четырехканального синтезатора (рис. 4), состоящего из четырех генераторов кодов синусоидальных колебаний, функции которых могут выполнять либо цифровые накопители ЦН1...ЦН4, либо "классические" ЦВС отсчетов. Приращения фазы Δφ предварительно сдвигаются для получения приращений 4Δφ, которые поступают на входы четырех параллельно работающих генераторов кодов.



На выходах генераторов кодов одновременно формируются четыре фазовые точки, которые на определенную величину опережают полное синусное значение формируемого выходного сигнала.

Сформированные генераторами коды коммутируются в общий поток, в результате чего образуется последовательность K_{Σ} кодов значений синтезируемой функции, например sin x. Эта последовательность поступает на ЦАП, на выходе которого формируется синусоидальный сигнал требуемой частоты и фазы (рис. 5). Данная структура получила название "ЦВС с коммутацией фазовых отсчетов" (КФО) [2]. В *N*-канальном ЦВС с параллельным вычислением отсчетов фазы синтезируемого колебания выходная частота может быть увеличена в *N* раз по сравнению с выходной частотой "классического" ЦВС за счет повышения частоты синхронизации устройства без увеличения тактовой частоты ЦН. При этом шаг сетки частот сохраняется.

Цифровые синтезаторы сложных сигналов. На базе ЦВС многоуровневых сигналов можно строить целый класс устройств, способных формировать сложные сигналы. К таким сигналам относятся амплитудно-, частотно- и фазомодулированные сигналы, в частности ЛЧМ-сигналы [2]–[14].

Отдельная разновидность сложных сигналов – квадратурные сигналы используются в устройствах радиосвязи повышенной помехозащищенности; многочастотные сигналы – в системах повышенной скрытности и защищенности передаваемой информации [2], [3].

Цифровая амплитудная модуляция в ЦВС может быть достигнута тремя способами:

– с использованием в тракте вычисления выборки цифрового умножителя, на вход которого поступают выборки A(nT) с заданным законом модуляции A(t);

- с помощью умножающего ЦАП, на вход опорного напряжения которого подается сигнал, пропорциональный A(t);

 с применением на выходе ЦВС усилителя с управляемым коэффициентом передачи.

Получение колебаний с фазовой манипуляцией осуществляется включением между ЦН и ФП сумматора, на второй вход которого поступает код сдвига фазы. Значение фазового сдвига зависит от числа, добавляемого к выходному коду ФН [2], [15].

При изменении кода модулирующего сигнала по закону "меандра" формируется фазоманипулированное колебание. В этом сигнале осуществляется поворот фазы на 180°.

В системах с когерентной квадратурной модуляцией сигналов применяются два ФП, обеспечивающих фазовый сдвиг 90°. ЦВС МС позволяет формировать квадратурные сигналы, при этом используются общий АФ, сумматор фазового сдвига и два канала, содержащих ПЗУ, ЦАП и ФНЧ (рис. 6).

Число дополнительных каналов может быть произвольным, тогда на выходах ЦВС будем иметь семейство гармонических сигналов с произвольным сдвигом фаз относительно друг друга – многофазный сигнал [36].

Таким образом, обобщая представленный в настоящей статье материал, можно сделать вывод,



что цифровые вычислительные синтезаторы наиболее перспективны, так как обладают следующими преимуществами перед другими видами синтезаторов:

- малым шагом сетки частот;

 – экстремально быстрым временем переключения с одной частоты на другую при непрерывности фазы формируемых колебаний;

 – способностью формирования сложных сигналов;

 высокой линейностью закона изменения частоты при формировании ЧМ-сигналов;

- низким уровнем фазовых шумов.

Повышение быстродействия ЦВС может быть достигнуто технологически при помощи повышения быстродействия отдельных узлов: ЦН, ФП, ЦАП или применением функциональных преобразователей мгновенного действия на основе преобразователей кодов.

В *N*-канальном ЦВС с параллельным вычислением отсчетов фазы синтезируемого колебания выходная частота может быть увеличена в *N* раз по сравнению с выходной частотой "классического" ЦВС за счет повышения частоты синхронизации устройства.

Спектр выходного сигнала ЦВС можно улучшить применением сумматора, включаемого между цифровым накопителем фазы и функциональным преобразователем, при этом на второй вход сумматора подключают генератор псевдослучайного шума.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Формирование прецизионных частот и сигналов: учеб. пособие / Н. П. Ямпурин, В. В. Болознев, Е. В. Сафронов, Е. Б. Жалнин. Н. Новгород: Изд-во ННГТУ, 2003. 187 с.

2. Рябов И. В. Цифровой синтез прецизионных сигналов / Марийск. гос. техн. ун-т. Йошкар-Ола, 2005. 152 с.

3. Методы и средства цифрового синтеза прецизионных сигналов для аппаратуры дистанционного зондирования ионосферы: дис. ... д-ра техн. наук / КГТУ (КАИ). Казань, 2006. 291 с.

4. Рябов И. В. Цифровые синтезаторы частотномодулированных сигналов // Приборы и техника эксперимента, 2001. № 2. С. 62–69. 5. Рябов И. В. Цифровой синтезатор с V-образным законом изменения частоты // Приборы и техника эксперимента. 2006. № 3. С. 88–90.

6. Рябов И. В. Метод прямого цифрового синтеза прецизионных сигналов // Радиотехника, 2006. № 9. С. 14–17.

7. Рябов И. В., Юрьев П. М., Толмачев С. В. Методы повышения быстродействия цифровых вычислительных синтезаторов // Радиотехника. 2013. № 9. С. 46–52.

8. Рябов И. В., Юрьев П. М. Системы синтеза частот и сигналов как основные узлы современных радиоэлектронных средств // Вестн. Марийск. гос. технолог. ун-та. 2009. № 2. С. 11–15. 9. Рябов И. В., Юрьев П. М. Рекурсивный синтезатор частот для формирования сигналов с линейной частотной модуляцией // Фундаментальные исследования. 2012. № 9. Ч. З. С. 685–689.

10. Рябов И. В., Толмачев С. В., Чернов Д. А. Цифровой вычислительный синтезатор сложных широкополосных сигналов // Приборы и техника эксперимента. 2014. № 2. С. 88–91.

11. Tierney J., Rader C., Gold B. A Digital Frequency Synthesizer // IEEE Trans. on Audio Electroacoustic. 1971. Vol. AE-19, № 1. P. 48–57.

12. A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis. Analog Devices, Inc. 1999 URL: http://www.analog.com /media/en/training-seminars/design-handbooks/DDStutorial.pdf (дата обращения 18.06.2016).

13. Langlois J. M. P., Al-Khalili D. Phase to Sinusoid Amplitude Conversion Techniques for Direct Digital Frequency Synthesis // IEE Proc. Circuits Devices Syst. 2004. Vol. 151, № 6. P. 519–528.

14. Макаренко В. Синтезаторы частоты прямого цифрового синтеза // Электронные компоненты и системы. 2004. № 1. С. 3–7.

15. Макаренко В. Синтезаторы частоты прямого цифрового синтеза // Электронные компоненты и системы. 2004. № 2. С.13–18.

16. Murphy E., Slattery C. Direct Digital Synthesis (DDS) Controls Waveforms in Test, Measurement, and Communications // Analog dialogue. 2005. Vol. 39, № 3. P. 12–15.

17. Мерфи Е. Все о синтезаторах DDS / пер. А. Власенко // Компоненты и технологии. 2005. № 45. С. 28–32.

18. Ридико Л. DDS: прямой цифровой синтез частоты // Компоненты и технологии. 2001. № 17. С. 50–56.

19. Стариков О. Прямой цифровой синтез частоты и его применение // Chip News. 2002. Т. 33, № 3. Р. 56–64.

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

21. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для вузов. М.: Высш. шк., 2000. 462 с.

22. Кочемасов В. Н., Белов Л. А., Оконешников В. С. Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией. М.: Сов. радио, 1983. 192 с. 23. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. М.: Сов. радио, 1971. 568 с.

24. Иванов Д. В., Иванов В. А., Чернов А. А. Теоретические основы метода прямого цифрового синтеза радиосигналов для цифровых систем связи // Вестн. Поволж. гос. технол. ун-та. Сер. Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2012. № 2. С. 3–34.

25. Vankka J., Halonen K. A. I. Direct Digital Synthesizers: Theory, Design and Applications. Heidelberg: Springer, 2001. 216 p.

26. Fogarty J. D. Digital Synthesizers Produce Wide Frequency Range from Single Source // Computer Design. 1975. 102 p.

27. Cordesses L. Direct Digital Synthesis: A Tool for Periodic Wave Generation. Pt. 1 // IEEE Signal Processing Magazine, DSP Tips & Tricks colum. 2004. Vol. 21, № 4. P. 50–54.

28. Kroupa V. F. Direct Digital Frequency Synthesizers. New Jersey: Wiley, 1998. 396 p.

29. Chenakin A. Frequency Synthesizers: From Concept to Product. Norwood: Artech House, 2010. 305 p.

30. O'Leary P., Maloberti F. A direct-digital synthesizer with improved spectral performance // IEEE Trans. on Commun. 1991. Vol. COM-39, № 7. P. 1046–1048.

31. Зильберберг Я. Е., Теаро В. И., Ямпурин Н. П. Прямой цифровой синтез частот: учеб. пособие / Омск. политехн. ин-т. Омск, 1991. 76 с.

32. Маклеллан Д., Рейдер У. Применение теории чисел в цифровой обработке сигналов. М.: Радио и связь, 1983. 264 с.

33. Формирование радиоэлектроники. Радиоэлектроника в ее историческом развитии. М.: Наука, 1988. 380 с.

34. Пат. RU 2058659 С1 МПК6 Н03В19/00. Цифровой синтезатор частот / И. В. Рябов, П. А. Фищенко. Опубл. 20.04.1996. Бюл. № 11.

35. Пат. RU 2346381 C1 (2006.01) H03B19/00. Цифровой синтезатор частот с коммутацией фазовых отсчетов / И. В. Рябов, А. Н. Дедов. Опубл. 10.02.2009. Бюл. № 4.

36. Пат. RU 2490789 C1 (2006.01) H03L7/18. Цифровой синтезатор фазомодулированных сигналов / И. В. Рябов, А. Н. Дедов, С. В. Толмачев. Опубл. 20.08.2013. Бюл. № 23.

E. S. Klyuzhev, I. V. Ryabov, I. V. Strelnikov, P. M. Yuriev Volga State University of Technology

Theory and Modeling of Direct Digital Synthesizers

The article considers the problems of the design of direct digital synthesizers, based on the method of the direct digital frequency and signal synthesis, the calculation of phase changes in DDS. Block and functional electrical diagrams of a direct digital synthesizer are presented. Basic formulas for the calculation of spurious spectral components levels in DDS, while forming complex signals, are given. Structures of DDS with the switching of phase samples and DDS with quadrature outputs are presented.

Direct digital frequency and signal synthesis, digital synthesizers, amplitude noise level, phase noise, digital storage, digital-to-analog converter, functional generator x-sin(x), low-pass filter, multilevel signals, level of spurious spectral components, FM signal

Статья поступила в редакцию 9 декабря 2015 г.

УДК 520.27

Н. Е. Кольцов Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) Е. В. Носов, С. А. Гренков, Л. В. Федотов Институт прикладной астрономии Российской академии наук (Санкт-Петербург)

Измерение параметров сигналов в широкополосных приемно-регистрирующих каналах радиотелескопа

Рассмотрена встроенная система измерения параметров широкополосного (до 512 МГц) сигнала в приемно-регистрирующем канале радиоинтерферометра. Дана оценка точности измерений групповых задержек сигналов в приемных каналах интерферометра. Показана возможность контроля фазочастотной и амплитудно-частотной характеристик приемного канала.

Радиотелескоп, цифровое преобразование широкополосных сигналов, групповые задержки и спектры сигналов

В комплексах радиоинтерферометрии со сверхдлинными базами (РСДБ) при вычислении геометрической групповой задержки шумового сигнала от наблюдаемого космического источника радиоизлучения должна учитываться разность $\Delta \theta$ групповых задержек сигнала в приемных каналах пары радиотелескопов интерферометра, регистрирующих сигналы в одной и той же полосе частот. На большинстве действующих РСДБ-радиотелескопов, где используются системы преобразования сигналов с видеоконверторами, выделяющими сравнительно узкополосные (до 16 МГц) сигналы, достаточно измерения электрических длин коаксиальных кабелей, передающих сигналы промежуточных частот (ПЧ) от радиоастрономического приемного устройства (РПУ) на антенне к системе преобразования сигналов, установленной в лабораторном корпусе обсерватории.

На новых РСДБ-радиотелескопах с небольшими антеннами (например, РТ-13) [1] используются цифровые системы преобразования широкополосных сигналов (СПШС) [2], [3], которые размещаются в кабине подвижной антенны рядом с РПУ [4], а полученные с каналов СПШС данные наблюдений передаются к системе буферизации данных (установленной в стационарном помещении), в цифровом виде по волоконно-оптическим линиям [5]. К радиоинтерферометрам с широкополосными (~500 МГц) каналами предъявляются более высокие требования по точности измерения геометрических групповых задержек сигналов по сравнению с радиоинтерферометрами, содержащими узкополосные каналы. Здесь уже нельзя не учитывать групповых задержек сигнала в высокочастотных каналах РПУ, которые на действующих радиотелескопах с узкополосными каналами не измеряются.

В многоканальном радиоинтерферометре, в котором регистрируются несколько сигналов с полосами Δf_s в пределах рабочего диапазона частот РПУ $B_{\rm пp}$, необходимо выравнивать групповые задержки сигналов во всех приемно-регистрирующих каналах радиотелескопа, чтобы повысить точность определения геометрической групповой задержки сигнала на базе радиоинтерферометра за счет синтеза полосы частот $B_{\rm np}$.

При регистрации широкополосных сигналов необходимо также контролировать равномерность амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) и нелинейность фазочастотных характеристик (ФЧХ) в полосе пропускания приемного канала, так как эти параметры влияют на чувствительность радиоинтерферометра.

Проведенные в 2014–2015 гг. исследования позволили откорректировать конфигурацию программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) и доработать программное обеспечение каналов СПШС, чтобы обеспечить возможность измерения групповых задержек сигналов в каналах радиотелескопа при работе в режиме РСДБ, а также контроль АЧХ и ФЧХ приемных каналов [6].

Приемно-регистрирующий канал с доработанным СПШС. Функциональная схема указанного канала (рис. 1) включает в себя один из каналов РПУ [4] и доработанный канал СПШС [3], соединенный с модулем управления СПШС. Канал РПУ содержит охлаждаемый малошумящий усилитель МШУ с полосой пропускания В_{пр}, распределитель сигналов сверхвысоких частот (СВЧ), канал преобразования частот и распределитель сигналов базовых ПЧ, к выходу которого подключается канал СПШС, работающий в полосе частот 1024...1536 МГц. К входу РПУ подключены генератор пикосекундных импульсов с частотой следования $F_{\rm H} = 1 \, {\rm M} \Gamma {\rm u}$, предназначенный для фазовой калибровки канала, и блок генераторов шума ГШ, используемый при радиометрических и спектральных измерениях. На радиотелескопе РТ-13 можно регистрировать до трех сигналов с полосами $\Delta f_{\rm s} \leq 512 \ {\rm MFu}$ в диапазонах частот 28...34 ГГц (*B*_{пр} = 6 ГГц) или 7...9.5 ГГц $(B_{\Pi D} = 2.5 \ \Gamma \Gamma \mu)$ по правой и по левой круговым поляризациям волн, а также один сигнал в полосе 2.2...2.55 ГГц. В отличие от многоканальных радиотелескопов с узкополосными каналами здесь принимаемый сигнал с полосой *B*_{пр} распределяется по каналам преобразования и регистрации сигналов с полосами до 512 МГц не на выходе ПЧ, а на СВЧ непосредственно после МШУ. Поскольку приемные каналы содержат преобразователи сверхвысоких частот с независимо настраиваемыми гетеродинами, усилители и фильтры ПЧ, устройства коммутации каналов и большое число кабельных перемычек, значительно увеличивается неидентичность каналов по задержкам и смещениям фаз сигналов.

Канал СПШС содержит усилитель промежуточной частоты УПЧ, аналого-цифровой преобразователь АЦП ADC081500, считывающий 8-разрядные выборки шумового сигнала с тактовой частотой $F_d = 1024$ МГц, ПЛИС XC6SLX100Т и трансивер X2, обеспечивающий передачу данных в формате 10G Ethernet к устройству буферизации данных. Для связи ПЛИС с управляющим компьютером радиотелескопа используется микросхема Мііпе Port El, в которой коды формата UART преобразуются в интерфейс Ethernet. В УПЧ имеется фильтр, ограничивающий полосу частот Δf_s шумового сигнала на входе АЦП, и аттенюатор для установки уровня сигнала. Полоса пропускания УПЧ



Puc. 1

 $\Delta f_{\rm s}$ на уровне пульсаций АЧХ 0.1 дБ на 6 % меньше максимальной полосы $\Delta f_0 = 0.5 F_{\rm d} = 512$ МГц, благодаря чему сводится к минимуму влияние эффекта перекрытия спектров при полосовом аналогоцифровом преобразовании шумового сигнала [2].

Шумовой сигнал, включающий в себя собственные шумы радиотелескопа и принимаемый широкополосный сигнал, преобразуется с частотой дискретизации $F_{d} = 1024$ МГц в 8-разрядные цифровые выборки, которые транслируются в ПЛИС в сопровождении меандра тактовой частоты $F_{\rm T} = F_{\rm d}/4$. В ПЛИС сформированы модуль статистического анализа цифровых выборок сигнала, позволяющий контролировать режим работы АЦП, вычислитель среднеквадратического отклонения (СКО) напряжения сигнала σ_u , четырехуровневый квантователь выборок и по порогам $-\sigma_u$, 0 и σ_u и форматер данных в международном стандарте VDIF (VLBI Digital Interferometry Format) с выходом на трансивер Х2. Шкала времени в форматере данных устанавливается с помощью формирователя импульсов секунд 1PPS, фронты которых совмещаются с передними фронтами импульсов меандра тактовой частоты F_T. Подробнее структура ПЛИС и алгоритмы преобразования и форматирования сигналов в радиоинтерферометрическом канале представлены в [7].

Частотные характеристики приемного канала. Характеристики контролируются с помощью генератора пикосекундных импульсов и введенного в структуру ПЛИС сумматора пакетов цифровых выборок. Пикосекундные импульсы с частотой следования F_и = 1 МГц возбуждают в каналах РПУ когерентные гармонические пилот-сигналы $U\cos(2\pi f_i t)$, где U – амплитуда; $f_i = iF_{\rm M}$ – частоты гармонических сигналов; 1 – порядковые номера частот; t - текущее время. Гармонические пилот-сигналы поступают в АЦП вместе с шумовым сигналом. В сумматоре пакетов выборок на интервалах времени, равных периоду следования пикосекундных импульсов $1/F_{\rm H} = 1$ мкс, суммируются пакеты из $F_d/F_u = 1024$ выборок. На интервале времени 1 с, который задается импульсами 1PPS, суммируются 10⁶ пакетов выборок, в результате чего в 10³ раз уменьшаются шумовые флюктуации выборок в суммарном пакете. Поскольку суммируемые выборки разнесены по времени на период следования пикосекундных импульсов $1/F_{\rm H}$, на фоне шума выделяются гармонические сигналы фазовой калибровки с частотами $F_i = iF_{\rm H}$ ($i = l = l_m$, причем l_m – номер гармоники, соответствующей нижней границе полосы пропускания приемно-регистрирующего канала). Отношения амплитуд выделенных гармонических сигналов к остаточному шуму увеличиваются до значений $q_i = 10^3 U_i/\sigma_u$, где U_i – амплитуды преобразованных сигналов, выделенных на низких частотах F_i . Если при этом не учитываются шумы квантования (достаточно малые при 8-разрядных выборках), то мощность пилот-сигнала на частоте F_i составит

$$P_i = U_i^2 / (2\sigma_i^2) \approx \overline{A}_i^2 / (2\sigma_i^2) = 0.5 \cdot 10^{-6} q_i^2,$$

где $\overline{A_i}$ – математические ожидания амплитуд A_i гармонических пилот-сигналов. Выделенные гармонические сигналы в совокупности формируют короткий импульс, близкий по форме к исходному пикосекундному импульсу [8].

Суммарный пакет из 1024 выборок передается в управляющий компьютер радиотелескопа, где в результате дискретного преобразования Фурье регистрируются по 1024 отсчетов амплитуд A_i и фаз ψ_i компонентов спектральной функции с частотами $F_i = iF_{\rm H}$. К положительной полуоси частот относятся n = 512 спектральных компонентов в полосе Δf_0 . Фазовый спектр $\psi_i(F_i)$ позволяет оценить нелинейность ФЧХ приемного канала от точки ввода пикосекундных импульсов на входе РПУ до АЦП.

Чтобы получить отношение "сигнал/шум" $q_i > 20$, при котором фазы выделенных сигналов измеряются с достаточно высокой точностью, отношение мощности пилот-сигнала Р на входе АЦП к мощности шумового сигнала в полосе пропускания канала $P_{\rm III} = p_i q_i^2$ должно быть не менее 10⁻⁴. В полосу Δf_0 попадает $n = 0.5 F_{\rm d} / F_{\rm W} = 512$ пилот-сигналов, суммарная мощность которых достигает 0.1Р...... Допускать дальнейшего повышения мощности пилот-сигналов при приеме и регистрации сигнала наблюдаемого источника не следует, так как это может привести к существенному снижению чувствительности радиоинтерферометра. В каналах РПУ, выполненных на микросборках с соединительными перемычками из жесткого коаксиала, групповые задержки сигналов достаточно стабильны по крайней мере в течение времени сопровождения космического источника радиоизлучения (0.5...1 мин). Поэтому потерь чувствительности интерферометра можно избежать, если частотные характеристики канала и групповые задержки сигналов измерять перед регистрацией сигналов наблюдаемых источников, а на время приема и регистрации сигнала отключать генератор пикосекундных импульсов. В этом случае при повышении мощности пикосекундных импульсов увеличиваются значения q_i и уменьшаются СКО вычисленных фаз $\sigma_{W_i} \approx 1/q_i$.

На рис. 2 показана зависимость фаз $\partial \psi_i = \psi_i - \psi_1$ выделенных гармонических сигналов от частот F_i , измеренная в одном из каналов РПУ диапазона частот 7...9.5 ГГц. В основной части (~90 %) полосы пропускания канала нелинейность ФЧХ незначительна, но на краях полосы Δf_s (в области скатов АЧХ фильтра УПЧ) она увеличивается. Точность оценки нелинейности определяет СКО флюктуаций фаз σ_{ψ} , которое при q = 20 не превосходит 2.9°. СКО задержек сигналов с частотами F_i при таких флюктуациях фаз составляют $\sigma_{\theta_i} = \sigma_{\psi_i} / (2\pi F_i)$.

На этом же рисунке показана выраженная в децибелах зависимость отношений квадратов вычисленных амплитуд гармонических пилот-сигналов A_i^2 к квадрату амплитуды сигнала $A^2(F_{cp})$ на средней частоте полосы пропускания канала. При одинаковых амплитудах пилот-сигналов на входе приемного канала по этой зависимости можно оценить неравномерность АЧХ приемного канала от входа РПУ до АЦП.

Энергетический спектр и мощность шумового сигнала на входе АЦП можно вычислить при выключенном генераторе пикосекундных импульсов с помощью предусмотренного в ПЛИС модуля вычисления СКО σ_{μ} . В этом модуле за ми-



нимальное время измерения $t_{\min} = 10$ мс накапливается $m = 1.024 \cdot 10^7$ выборок сигнала. При этом СКО оценки мощности $\sigma_p = \sqrt{2/m} \left(\frac{\sigma_u^2}{z_0} \right)$, где $z_0 = 50$ Ом – волновое сопротивление каскадов УПЧ. Анализ зависимости дисперсии Аллана (широко используемой для анализа нестационарных шумовых процессов [9]) при измерении мощности стационарного шумового сигнала показал, что максимальное время эффективного накопления сигнала для данного измерителя мощности составляет $t_{\max} = 160$ мс, что позволяет уменьшить СКО σ_p в четыре раза. Такой точности достаточно для контроля мощности шумового сигнала на входе АЦП и для установки порогов четырехуровневого квантования цифровых выборок сигнала.

Групповая задержка сигнала. В приемно-регистрирующем канале задержка вычисляется компьютером по значениям фаз ψ_i выделенных гармонических сигналов. Для этого методом наименьших средних квадратов определяется линейная функция $\psi(F) = \psi_0 - bF$, по которой вычисляются коэффициент *b* и первичная оценка групповой задержки сигнала $\theta^* = b/(2\pi)$ радиан. При линеаризации исключаются компоненты спектра за пределами полосы Δf_s .

Искомая групповая задержка сигнала в приемном канале от входа РПУ до форматера определяется суммой задержек: $\theta = \theta_{\phi} + \theta^* + \theta_{\mu}$, где θ_{ϕ} – смещение начальных моментов формирования пакетов выборок относительно моментов ввода в канал пикосекундных импульсов; θ_{μ} – задержка сигнала в цифровом преобразователе, которая определена при программировании ПЛИС. Значение θ_{ϕ} можно найти, если запустить генератор пикосе-

кундных импульсов меандром тактовой частоты, синхронизирующим работу ПЛИС, и измерить электрическую длину коаксиального кабеля, по которому запускающий сигнал передается на указанный генератор. Поскольку кабель между СПШС и РПУ [4] имеет небольшую (менее 10 м) длину и хорошо закреплен, смещение θ_{ϕ} достаточно стабильно. Таким образом, значения θ_{μ} и θ_{ϕ} постоянны, а СКО задержки равно СКО θ^* : $\sigma_{\theta} = \sigma_{\theta^*}$. Поэтому для оценки точности вычисления задержки θ достаточно определить СКО σ_{θ^*} . При вычислении геометрической групповой задержки принимаемого радиосигнала в качестве одной из поправок учитывается разность $\Delta \theta$ групповых задержек сигналов θ в приемно-регистрирующих каналах пары радиотелескопов интерферометра. Если на радиотелескопах используются одинаковые СПШС и одинаковые линии подключения генераторов пикосекундных импульсов, то разности значений θ_{μ} и θ_{ϕ} равны нулю и разность $\Delta \theta$ равна разности $\Delta \theta^*$ вычисленных в каналах СПШС оценок θ^* . В этом случае поправка при вычислении геометрической групповой задержки τ определяется с СКО $\sigma_{\Lambda\theta} = \sqrt{2}\sigma_{\theta}$.

Для определения СКО $\sigma_{\theta} = \sigma_b / (2\pi)$ необходимо найти СКО σ_b коэффициента *b* линейной функции $\psi(F)$. При линеаризации зависимости фаз от частоты этот коэффициент вычисляется по формуле [10]

$$b = \frac{\sum_{i=i_{m}}^{i_{M}} F_{i}\psi_{i} - F_{cp}\sum_{i=i_{m}}^{i_{M}}\psi_{i}}{\sum_{i=i_{m}}^{i_{M}} F_{i}^{2} - \frac{1}{n_{s}} \left(\sum_{i=i_{m}}^{i_{M}} F_{i}\right)^{2}},$$
 (1)

где i_m , i_M – номера нижней и верхней граничных частот полосы Δf_s соответственно; $F_{cp} = i_{cp}F_{\mu}$ $[i_{cp} = 0.5(i_m + i_M)$ – номер средней частоты диапазона]; $n_s = i_M - i_m + 1$ – количество дискретных частот в полосе Δf_s . Оценивая СКО σ_b при достаточно широкой полосе пропускания канала (например, если, как показано в [2], для минимизации потерь чувствительности используется $\Delta f_s \approx 0.94\Delta f_0$), можно без ущерба для точности принять $F_{cp} \approx 0.5nF_{\mu}$, заменив n_s на n.

Все частоты в (1) – известные постоянные величины, так как на радиотелескопе генераторы пикосекундных импульсов и сигналов тактовой частоты F_d , а также формирователи импульсов 1PPS синхронизированы сигналом высокостабильной (~3.10⁻¹⁵) опорной частоты от водородного стандарта.

Фазу ψ_i выделенного гармонического сигнала можно представить суммой: $\psi_r = \psi_{0r} + \Delta \psi_r$, где ψ_{0r} – номинальное значение, соответствующее линейной функции $\psi(F)$; $\Delta \psi_r$ – случайное отклонение фазы, обусловленное шумовыми флюктуациями, а также незначительной нелинейностью ФЧХ приемного канала.

Для определения СКО σ_b (1) удобнее представить в виде

$$b_{0} + \Delta b = \frac{1}{CF_{\mathrm{H}}} \left(\sum_{i=i_{m}}^{i_{M}} i\psi_{i} - i_{\mathrm{cp}} \sum_{i=i_{m}}^{i_{M}} \psi_{i} \right) =$$

$$= \frac{1}{CF_{\mathrm{H}}} \left[\left(\sum_{i=i_{m}}^{i_{M}} i\psi_{0i} - i_{\mathrm{cp}} \sum_{i=i_{m}}^{i_{M}} \psi_{0i} \right) + \left(\sum_{i=i_{m}}^{i_{M}} i\Delta\psi_{i} - i_{\mathrm{cp}} \sum_{i=i_{m}}^{i_{M}} \Delta\psi_{i} \right) \right], \qquad (2)$$

где b_0 и Δb – номинальное значение и отклонение коэффициента *b* соответственно;

$$C = \sum_{i=i_{m}}^{i_{M}} i^{2} - \frac{1}{n_{s}} \left(\sum_{i=i_{m}}^{i_{M}} i \right)^{2}.$$

Используя очевидные формулы

i

$$\sum_{i=i_{m}}^{i_{M}} i = \sum_{i=1}^{i_{M}} i - \sum_{i=1}^{i_{m}-1} i; \quad \sum_{i=1}^{i_{M}} i = \frac{1}{2} i_{M} (i_{M} + 1);$$
$$\sum_{i=1}^{i_{M}} i^{2} = \frac{1}{6} i_{M} (i_{M} + 1) (2i_{M} + 1)$$

и учитывая, что в широкополосных каналах $i_m \ll iM$ и $2n_{\rm s} \gg 6$, получим

$$C = \frac{1}{3} \left(i_M^3 - i_m^3 \right) + \left(\frac{1}{6} - \frac{1}{2n_s} \right) \left(i_M^2 + i_m^2 + i_M \right) - \left(\frac{1}{6} + \frac{1}{2n_s} \right) i_m \approx \frac{1}{3} i_M^3.$$

Если амплитуды гармонических пилот-сигналов на входе приемного канала одинаковы для всех частот $(U_i = U, q_i = q)$, а нелинейность ФЧХ канала мала и отклонения фаз $\Delta \psi_i$ обусловлены в основном шумами, то при $q \ge 20$ СКО фаз $\sigma_{\psi} \approx 1/q \approx 10^{-3} \sigma_u/U$. В широкополосном канале $(n_{\rm S} > 400)$ можно считать $\sum_{i=i...}^{i_M} \Delta \psi_i \approx 0$. Тогда при

 $\Delta \psi_i \approx \Delta \psi$ из (2) следует:

$$\Delta b \approx \frac{1}{CF_{\mathrm{H}}} \sum_{i=i_{m}}^{i_{M}} i \Delta \psi_{i} \approx \frac{\Delta \psi}{CF_{\mathrm{H}}} \sum_{i=i_{m}}^{i_{M}} i_{j}$$

откуда

$$\sigma_b = \frac{\sigma_{\psi}}{CF_{\rm M}} \sum_{i=i_m}^{i_M} i. \tag{3}$$

Учитывая, что $\sigma_{\psi} \approx 1/q$, а при широкой полосе спектра регистрируемого сигнала $(\Delta f_{\rm s}/\Delta f_0 \approx 0.94)$, можно принять

$$\sum_{i=i_m}^{i_M} i \approx \sum_{i=1}^{i_M} i \approx \frac{1}{2} i_M^2 \,,$$

из (3) получим

$$\sigma_b \approx \frac{3\sigma_{\Psi}}{2F_{\rm H}i_M} \approx 3 \cdot 10^{-9} / q$$

При q = 20 СКО групповой задержки сигнала θ , вычисленной для рассмотренного приемно-регистрирующего канала, составляет $\sigma_{\theta} = \sigma_b / (2\pi) \approx 43$ пс. Такие малые погрешности почти не влияют на точность оценки геометрической групповой задержки сигнала τ , определяемой радиоинтерферометром.

В многоканальных радиоинтерферометрах, используя вычисленные во всех каналах РПУ значения θ^* , можно выравнивать групповые задержки θ в каналах для обеспечения синтеза полосы частот. Если выравнивать задержки шумовых сигналов с помощью линий задержки в каскадах СВЧ или ПЧ, добиться высокой точности установки и стабильности задержек затруднительно. Значительно проще, не меняя задержек

1. Ипатов А. В. Радиоинтерферометр нового поколения для фундаментальных наук и прикладных исследований // Усп. физ. наук. Т. 183, № 7. С. 769–777.

2. Цифровая система преобразования широкополосных сигналов для астрономических радиоинтерферометров / Н Е. Кольцов, Л. В. Федотов, Д. А. Маршалов, Е. В. Носов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2014. Вып. 1. С. 34–40.

3. Цифровая широкополосная система преобразования сигналов для радиотелескопов / С. А. Гренков, Л. В. Федотов, Е. В. Носов, Д. А. Маршалов, А. В. Крохалев, А. С. Бердников // XX Междунар. науч.-техн. конф. "Радиолокация, навигация, связь" (RLNC 2014): сб. докл., 15–17 апр. 2014, Воронеж. Воронеж: НПФ "САКВОЕЕ" ООО, 2014. Т. 1. С. 284–295.

4. Трехдиапазонная приемная система для радиотелескопов с малыми антеннами / Д. В. Иванов, В. В. Мардышкин, А. С. Лавров, А. А. Евстигнеев // Тр. ИПА РАН. 2013. Вып. 27. С. 197–203.

5. Система буферизации и передачи данных нового поколения / И. А. Безруков, А. И. Сальников, В. А. Яковлев, А. В. Вылегжанин // Тр. ИПА РАН. 2015. Вып. 32. С. 3–9.

6. Результаты предварительных испытаний широкополосной цифровой системы преобразования сигнасигналов в каналах радиотелескопа, в процессе цифровой обработки сигналов смещать формируемые в каналах потоки данных в формате VDIF относительно единой шкалы времени.

Среднеквадратическая погрешность выравнивания задержки в *r*-м канале относительно задержки в первом канале составляет

$$\sigma_{\theta_r} \approx \sqrt{2(\sigma_{\theta}^2 + \sigma_d^2)},$$

где $\sigma_{\rm d} \approx 1/(\sqrt{12} \cdot F_{\rm d})$ – ошибка из-за дискретизации шкалы времени. При q > 20 $\sigma_{\theta_r} \approx \sqrt{2} \cdot \sigma_{\rm d} \approx 403$ пс. Такая погрешность выравнивания задержек дает СКО фазы сигнала, принимаемого на частоте f_r ,

$$\sigma_{\varphi_r} = 2\pi f_r \sigma_{\Theta_r} \approx \pi \sqrt{2/3} \left(f_r / F_d \right).$$

Используя полученные значения СКО σ_{φ_r} , можно, в дальнейшем, оценить влияние остаточных погрешностей выравнивания задержек сигналов в приемно-регистрирующих каналах радиотелескопа на эффективность синтеза полосы частот в многоканальном радиоинтерферометре.

Реализация рассмотренных функций измерения параметров сигналов проверена в лабораторных условиях и на экспериментальных образцах СПШС. Контроль частотных характеристик каналов например, успешно используется при подготовке и проведении РСДБ-наблюдений на радиотелескопах РТ-13 интерферометра Зеленчукская–Бадары [11].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

лов для радиотелескопов / Д. А. Маршалов, А. С. Бердников, С. А. Гренков, А. В. Крохалев, Е. В. Носов, Л. В. Федотов, А. В. Шеманаев // Тр. ИПА РАН. 2015. Вып. 32. С. 27–33.

7. Пат. RU 122810 U1. МПК Н03D7/00 (2006.01). Система преобразования и регистрации сигналов для радиоастрономического интерферометра / А. В. Ипатов, Н. Е. Кольцов, Л. В. Федотов. Опубл. 10.12.2012. Бюл. № 34.

8. Носов Е. В. Реализация на ПЛИС контроля фазовой калибровки в перспективной широкополосной системе преобразования сигналов // Тр. ИПА РАН. 2013. № 27. С. 499–503.

9. Allan D. W. Should the Classical Variance be Used as a Basic Measure in Standard Metrology? // IEEE Trans. on Instrum. and Measurement. 1987. Vol. IM-36, № 2. P. 646–654.

10. Кассандрова О. Н., Лебедев В. В. Обработка результатов наблюдений. М.: Наука. ФИЗМАТЛИТ, 1970. 104 с.

11. Russian Radio Interferometer of New Generation / A. Ipatov, D. Ivanov, G. Ilin, V. Olifirov, V. Mardyshkin, I. Surkis, L. Fedotov, I. Gayazov, V. Stempkovsky, Y. Bondarenko // Proc. of the 22nd Europ. VLBI Group for Geodesy and Astrometry Working Meeting. Ponta Delgada, Azores, Portugal. 17–21 May 2015. Yebes: IGN, 2015. P. 75–79. N. E. Koltsov

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

E. N. Nosov, S. A. Grenkov, L. V. Fedotov

Institute of Applied Astronomy of Russian Academy of Sciences (Saint Petersburg)

Measuring signal parameters in wideband receiving and recording channels

The built-in system of parameter measurement for wideband (up to 512 MHz) receiving and recording channel of radio interferometer is considered. The estimation of measurement accuracy and the precision alignment of group delays in the receiving channel are investigated. In addition, this system provides the control of receiving channel frequency response and phase response functions.

Radio telescope, digital wideband signal processing, signal group delay and signal spectrum

Статья поступила в редакцию 11 апреля 2016 г.

УДК 621.396.9

В. А. Данилов Северокавказский филиал Московского технического университета связи и информатики (Ростов-на-Дону) Л. В. Данилова Ростовский государственный университет путей сообщения

Связь распределения огибающей квазигармонического случайного процесса с порождающим двумерным распределением

Рассмотрена методика моделирования стационарного случайного процесса с заданным двухмерным распределением. В основе моделирования лежит использование квазидетерминированного гармонического колебания с заданными параметрами. Модификацией указанного колебания установлена связь характеристической функции модели с заданным двумерным распределением.

Гармоническое колебание, вероятностное моделирование, порождающее распределение, характеристическая функция

Квазидетерминированное гармоническое колебание (ГК)

$$y(t) = A\cos(\omega t + \varphi), \tag{1}$$

где A, ω , φ – случайные величины с заданными плотностями вероятностей $W_A(A)$, $W_{\omega}(\omega)$, $W_{\varphi}(\varphi)$, часто используется в практике радиотехнических расчетов [1]. Колебание y(t) может быть, например, использовано для вероятностного моделирования стационарных случайных процессов по заданным одномерной плотности вероятности $w_1(x)$ и корреляционной функции (КФ) $B_x(\tau)$ [2]. Несколько модифицировав процесс (1), можно также обеспечить требуемую двумерную плотность вероятности $w_2(x_1, x_2)$ для совокупности соседних отсчетов $\{x_1 = x(t), x_2 = x(t + \tau)\}$ стационарного случайного процесса x(t). Заданную двумерную плотность вероятности (ПВ) будем называть порождающим распределением.

В настоящей статье рассмотрен способ модификации процесса (1), при котором обеспечивается заданное двумерное распределение. Также исследованы вероятностные характеристики модели на примере моделирования гауссовских и негауссовских случайных процессов.

Основные функциональные соотношения. Квазидетерминированное ГК (1) определяет стационарный случайный процесс при условии независимости случайных величин A, ω , φ и при равномерном распределении начальной фазы φ на интервале $[0, 2\pi]$ [2]. При этом условии в [1] получены фундаментальные соотношения между распределением мгновенных значений $w_1(y)$ ГК и распределением его амплитуды $W_A(A)$, $(A \ge 0)$, из которых следует, что характеристическая функция (ХФ) $Q_1(v)$ для плотности $w_1(y)$ и функция $W_A(A)/A$ связаны парой преобразований Фурье–Бесселя:

$$W_A(A)/A = \int_0^\infty Q_1(v) J_0(Av) v dv,$$
 (2)

$$Q_{1}(v) = \int_{0}^{\infty} \frac{W_{A}(A)}{A} J_{0}(Av) A dA,$$
 (3)

где $J_0(.)$ – функция Бесселя нулевого порядка.

Соотношения (2), (3) приняты за основу моделирования стационарных случайных процессов по заданным $w_1(x)$ и $B_x(\tau)$ [3]. При этом предполагается, что функции $w_1(x)$, $W_{\omega}(\omega)$ и $B_x(\tau)$ являются четными относительно своих аргументов и определенными на бесконечном интервале их значений.

Колебание (1) путем некоторой модификации может быть использовано и для моделирования случайного процесса с заданным двумерным распределением. С этой целью с помощью совокупности значений $\{x_1, x_2\}$ сформируем случайную величину вида

$$R(x_1, x_2) = \left[\left(x_1^2 + x_2^2 - 2\rho_1 x_1 x_2 \right) / \left(1 - \rho_1^2 \right) \right]^{1/2}, \quad (4)$$

где $\rho_1(\tau)$ является произвольной функцией, удовлетворяющей соотношению $|\rho_1(\tau)| \le 1$.

С помощью (4) сформируем случайный процесс вида

$$y_1(t) = R(x_1, x_2)\cos(\omega t + \varphi), \qquad (5)$$

в котором огибающая $R(x_1, x_2)$ определена по (4). Определим закон распределения случайной величины $R(x_1, x_2)$ для заданной двумерной ПВ. С помощью [4] получим

$$W(R) = R\cos\beta \int_{0}^{2\pi} w_2 \left[R\cos(\theta - \beta), R\sin\theta \right] d\theta, \quad (6)$$

где введено обозначение $\cos\beta = \sqrt{1 - \rho_1^2(\tau)}$.

Выражение (6) может быть преобразовано в эквивалентную форму, если перейти от ПВ $w_2(x_1, x_2)$ к двумерной ХФ $Q_2(v_1, v_2)$, связанной с ПВ преобразованием Фурье [1]:

$$w_{2}(x_{1}, x_{2}) = 1/(2\pi)^{2} \times \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-iv_{1}x_{1} - iv_{2}x_{2})Q_{2}(v_{1}, v_{2})dv_{1}dv_{2}.$$
 (7)

Подставив (7) в (6), после некоторых математических преобразований с учетом интегрального соотношения [5]:

$$\frac{1}{2\pi} \int_{0}^{2\pi} \exp\left\{-iR\left[v_{1}\cos(\theta-\beta)+v_{2}\sin\theta\right]\right\} d\theta = J_{0}\left(R\sqrt{v_{1}^{2}+v_{2}^{2}+2\rho_{1}v_{1}v_{2}}\right),$$

получим

$$W(R) = R\cos\beta/(2\pi) \times \\ \times \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} Q_2(v_1, v_2) J_0\left(R\sqrt{v_1^2 + v_2^2 + 2\rho_1 v_1 v_2}\right) dv_1 dv_2.$$
(8)

На плоскости (v_1, v_2) сделаем также замену переменных по формулам перехода к обобщенным полярным координатам (λ, α) , определяемым из соотношений $v_1 = \lambda \cos(\alpha + \beta)$; $v_2 = \lambda \sin \alpha$.

Принимая во внимание соотношения $dv_1 dv_2 = \lambda d\lambda d\alpha \cos\beta; \quad v_1^2 + v_2^2 + 2\rho_1 v_1 v_2 = \lambda^2 \cos^2\beta,$

перепишем (8) в виде

$$W(R) = R \int_{0}^{\infty} F_{1}(z) J_{0}(Rz) z dz, \qquad (9)$$

где введено обозначение:

$$F_1(z) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} Q_2 \left[\frac{z \cos(\alpha + \beta)}{\cos \beta}, \frac{z \sin \alpha}{\cos \beta} \right] d\alpha.$$
(10)

Из (9) следует, что функция W(R)/R есть трансформанта Фурье–Бесселя нулевого порядка от функции $F_1(z)$, определенной в соответствии с (10). На этом основании можно заключить, что функция $F_1(z)$ может быть найдена по формуле обратного преобразования Фурье–Бесселя [1]:

$$F_{1}(z) = \int_{0}^{\infty} \frac{W(R)}{R} J_{0}(Rz) R dR.$$
 (11)

Сопоставив (2) и (9), можно заключить, что функция $F_1(z)$ играет роль характеристической при условии идентичности распределений:

$$W_A(A) = W(R). \tag{12}$$

Поскольку функция (10) определяется с помощью исходной ХФ $Q_2(v_1, v_2)$, она включает в себя всю информацию, содержащуюся в заданном двумерном распределении.

В [2] показано, что случайный процесс в форме (5) имеет заданное двумерное распределение, если оно относится к специальному классу эллиптически симметричных (ЭС) распределений [6], а также в том случае, когда произвольная функция $\rho_1(\tau)$ удовлетворяет соотношению $\rho_1(\tau) = \rho_x(\tau)$, где $\rho_x(\tau)$ – нормированная КФ рассматриваемого случайного процесса.

Этот факт вытекает из того, что для класса ЭС-распределений наблюдается идентичность функций (12). Во всех остальных случаях моделирование процесса в форме (5) обеспечивает двумерное распределение с тем или с иным приближением к порождающему распределению.

Рассмотрим некоторые примеры расчетов по (10), (11). Пусть задан центрированный гауссовский случайный процесс с параметрами s^2 , $r_1 = r_1(\tau)$, ХФ функция которого имеет вид [1]

$$Q_2(v_1, v_2) = \exp\left[-\frac{\sigma^2}{2}\left(v_1^2 + v_2^2 + 2r_1v_1v_2\right)\right].$$
 (13)

Подставив (13) в (10), после интегрирования с учетом [5] получим

$$F_{1}(z) = \exp\left(-\frac{\sigma^{2}z^{2}}{2}\frac{1-\rho_{1}\eta}{1-\rho_{1}^{2}}\right)I_{0}\left(\frac{\sigma^{2}z^{2}}{2}\frac{\rho_{1}-\eta}{1-\rho_{1}^{2}}\right), (14)$$

где $I_0(\cdot)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка.

С помощью (9) можно найти распределение W(R) случайной величины (4). Подставив (14) в (9), имеем:

$$W(R) = \frac{R}{\sigma^2} \sqrt{\frac{1-\rho_1^2}{1-\eta^2}} \exp\left[-\frac{R^2(1-\rho_1\eta)}{2\sigma^2(1-\eta^2)}\right] \times \\ \times I_0 \left[\frac{R^2(\rho_1-\eta)}{2\sigma^2(1-\eta^2)}\right].$$
(15)

Выражение (15) совпадает с аналогичным выражением, приведенным в [4]. При $\rho_1 = \eta$ (14) и (15) соответствуют аналогичным значениям для гауссовского процесса с рэлеевским распределением огибающей.

Рассмотрим далее негауссовский процесс в виде квазидетерминированного ГК

$$y_0(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \Psi), \qquad (16)$$

(17)

где A_0 , ω_0 – фиксированные величины; Ψ – случайная величина, равномерно распределенная на интервале [0, 2π].

ХФ процесса (16) определяется [1] выражением

$$Q_{2y}(v_1, v_2) = J_0 \left(A_0 \sqrt{v_1^2 + v_2^2 + 2v_1 v_2 \cos \omega_0 \tau} \right),$$

а нормированная КФ $\rho_0(\tau) = \cos \omega_0 \tau$.

Подставив (17) в (10), после математических преобразований с учетом [5] получим

$$F_{1}(z) =$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{2\pi} J_{0} \left\{ A_{0} z \left[\frac{1 - \rho_{1} \rho_{0} - (\rho_{1} - \rho_{0}) \cos 2t}{1 - \rho_{1}^{2}} \right] \right\} dt.$$
(18)

При $\rho_1 = \rho_0$ из формулы (18) получим ХФ в форме $F_1(z) = J_0(A_0 z)$, соответствующей аналогичной функции из [1] для процесса (16).

Рассмотрим далее процесс вычислений по (10) для случайного процесса в виде суммы:

$$x(t) = y_0(t) + n(t),$$
 (19)

где $y_0(t)$ – колебание вида (16); n(t) – гауссовский шум (ГШ) с дисперсией σ^2 и коэффициентом корреляции n(t). Случайные процессы $y_0(t)$ и n(t) будем считать стационарными и независимыми, поэтому ХФ суммы (19) равна произведению ХФ слагаемых:

$$Q_{2x}(v_1, v_2) = Q_{2y}(v_1, v_2)Q_{2n}(v_1, v_2), \quad (20)$$

где $Q_{2y}(v_1, v_2)$ и $Q_{2n}(v_1, v_2)$ определяются формулами (17) и (12) соответственно.

Заметим, что расчеты по (9) с учетом (20) для суммы (19) выполнены в общем виде в [4]. Поэтому функция $F_1(z)$ из (10) может быть найдена по формуле (11) при подстановке в нее функции W(R)/R, определенной в [4]. Для упрощения математических выкладок рассмотрим два крайних случая задания произвольной функции $\rho_1(\tau)$, входящей в (4):

$$\rho_1(\tau) = \cos \omega_0 \tau; \ \rho_1(\tau) = r_1(\tau).$$
 (21)

Подставив (20) в (10), с учетом (12), (17) и первого равенства в (21) после вычисления интеграла с помощью [5] получим

$$F_{1}(z) = \exp\left(-\frac{\sigma^{2}z^{2}}{2}\frac{1-\rho_{1}\eta_{1}}{1-\rho_{1}^{2}}\right) \times I_{0}\left(\frac{\sigma^{2}z^{2}}{2}\frac{\rho_{1}-\eta_{1}}{1-\rho_{1}^{2}}\right) J_{0}(A_{0}z).$$
(22)

27

Выполнив аналогичные выкладки с учетом второго равенства (21), найдем:

$$F_{1}(z) = \exp\left(-\frac{\sigma^{2}z^{2}}{2}\right) \times \\ \times \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{2\pi} J_{0} \left[A_{0}z \sqrt{\frac{1-\rho_{1}\rho_{0} - (\rho_{1}-\rho_{0})\cos 2t}{1-\rho_{1}^{2}}} \right] dt.$$
(23)

Полученные результаты (22), (23) соответствуют ранее найденным формулам (14), (18) и сводятся к ним при соответствующих значениях параметров ρ_1 и A_0 . На основании изложенного можно заключить, что моделирование случайного процесса в форме (5) может обеспечить идентичность двумерных распределений для класса ЭС-распределений. В остальных случаях моделирование по (5) заключается в предварительном определении функции $F_1(z)$ по (10) и дальнейшем определении преобразования Фурье–Бесселя по (9) на основании найденной функции. Соответствие двумерных распределений процесса (5) и заданной ПВ может быть оценено с помощью информационного критерия, введенного в [3].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

Тихонов В. И. Статистическая радиотехника.
 М.: Радио и связь, 1982. 624 с.

2. Данилов В. А. Вероятностное моделирование стационарных случайных процессов с применением квазидетерминированного гармонического колебания // Радиотехника и электроника. 1992. Т. 37, № 2. С. 270–277.

3. Данилов В. А. Вероятностное моделирование негауссовских случайных процессов со спектром узкополосного типа // Радиотехника и электроника. 1996. Т. 41, № 8. С. 946–950. 4. Данилов В. А. Вероятностные характеристики модуля радиус-вектора точки с коррелированными негауссовскими компонентами // Радиотехника и электроника. 1991. Т. 36, № 11. С. 2120–2124.

5. Градштейн И. С., Рыжик И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М.: Наука, 1971. 1108 с.

6. Mc Graw D.K., Wagner J. F. Elliptically Symmetric Distributions // IEEE Trans. on Inf. Tech. 1968. Vol. IT-14, № 1. P. 110–120.

V. A. Danilov

North Caucasian Branch of the Moscow Technical University of Communications and Informatics (Rostov-on-Don)

L. V. Danilova

Rostov State University of Transport Communications

The Connection of Distribution of Envelope of Quasi-Harmonic Stochastic Process with Basic Two-Dimensional Distribution

The method of modeling of stationary stochastic process with given two-dimensional distribution is considered. The using of modeling of quasi-deterministic harmonic oscillation with given parameters underlies. By the instrumentality of modification the connection of characteristic function with given two-dimensional distribution is determined.

Harmonic oscillation, probabilistic modeling, basic distribution, characteristic function

Статья поступила в редакцию 8 мая 2016 г.

УДК 681.5+612.13

С. А. Пыко, Н. С. Пыко, О. А. Маркелов, Ю. Д. Ульяницкий, М. И. Богачев Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Исследование методов оценивания стабильности взаимного поведения стохастических процессов¹

На примере тестовых процессов с заданными корреляционными свойствами исследована чувствительность методов оценивания стабильности взаимной динамики стохастических процессов к фазовой расстройке между ними. Рассмотрены два класса нормально распределенных стохастических случайных процессов: процессы с кратковременной зависимостью и процессы с долговременной зависимостью, характеризующихся заданным показателем Херста.

Коэффициент фазовой синхронизации, корреляционная функция, время корреляции, показатель Херста, функция когерентности

Исследование особенностей совместного поведения случайных процессов представляет большой интерес в различных областях науки, связанных с изучением параллельно регистрируемых данных, описывающих функционирование сложных систем. В рамках настоящей статьи рассмотрены четыре подхода к оцениванию стабильности взаимного поведения двух процессов.

Коэффициент фазовой синхронизации (Sync). Коэффициент определялся на основе анализа разности фаз двух процессов. Мгновенные значения фаз вычислялись с использованием преобразования Гильберта, позволяющего сформировать аналитический сигнал – комплексную функцию $\dot{s}(t)$ добавлением к вещественному сигналу s(t) мнимой составляющей $s_{\perp}(t)$, сформированной указанным преобразованием:

$$s_{\perp}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s(\tau)}{t-\tau} d\tau$$

Мгновенные значения фазы определялись аргументом аналитического сигнала

$$\Phi(t) = \operatorname{arctg} \frac{s_{\perp}(t)}{s(t)}$$

Разность фаз двух процессов обрабатывалась в скользящем окне. Соседние фазовые точки считались принадлежащими интервалу синхронизации, если среднеквадратическое отклонение разностной фазы в окне оказывалось меньше заданного порога.

Коэффициент фазовой синхронизации вычислялся как доля интервалов синхронизации в общей последовательности данных [1]-[3].

Метод оценивания стабильности временной задержки. Метод основан на вычислении стабильности временной задержки максимума взаимной корреляционной функции (ВКФ) двух процессов. Для вычисления коэффициента стабильности TDS (Time Delay Stability) ВКФ процессов рассчитывался в последовательных перекрывающихся на 50 % окнах фиксированной длины. При каждом положении окна определялось значение временной задержки максимума модуля ВКФ относительно середины окна. Стабильность взаимного поведения процессов отмечалась, если на протяжении не менее пяти последовательных фрагментов анализа задержка максимума модуля ВКФ изменялась не более чем на заданное пороговое значение. Коэффициент TDS рассчитывался как доля интервалов стабильности временной задержки в общей последовательности фрагментов анализа [4].

Метод определения среднего времени корреляции разности фаз анализируемых сигналов. Третий рассмотренный метод основан на расчете указанного времени. Мгновенные значения фаз сигналов, как и при вычислении коэффициента фазовой синхронизации Sync, вычислялись с использованием преобразования Гильберта. Интервал наблюдения процессов делился на последовательные фрагменты одинаковой длительности Т, перекрывающиеся на 50 %. В каждом *i*-м фрагменте рассчитывался автокорреляционная функция разности фаз $K_{di}(\tau)$ и в

$$\mathrm{TAU}_{i} = \frac{\int_{0}^{1} \left| K_{\mathrm{d}i}(\tau) \right| d\tau}{K(0)}.$$

¹ Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда (исследовательский проект № 16-19-00172).

[©] Пыко С. А., Пыко Н. С., Маркелов О. А., Ульяницкий Ю. Д., Богачев М. И., 2016

Итоговой характеристикой взаимной динамики процессов является усредненное по совокупности фрагментов анализа время корреляции TAU [5].

Среднее значение функции когерентности. Последний из рассмотренных подходов предполагает использование в качестве оценки стабильности взаимного поведения двух процессов среднего значения функции когерентности (коэффициента когерентности Coher) [6]. В отличие от трех рассмотренных ранее характеристик функция когерентности позволяет оценить особенности совместного поведения процессов не во временно́й, а в частотной области. Функция когерентности двух процессов x(t) и y(t) принимает значения в интервале [0, 1] и определяется выражением

$$C_{xy}(f) = \frac{\left|P_{xy}(f)\right|^2}{P_x(f)P_y(f)},$$

где $P_x(f)$ и $P_y(f)$ – спектральные плотности мощности процессов, а $P_{xy}(f)$ – их взаимная спектральная плотность.

Методы, основанные на расчете коэффициента TDS и среднего значения функции когерентности Coher, позволяют учесть только степень линейной связи между процессами. При использовании коэффициента фазовой синхронизации Sync и среднего времени корреляции разности фаз процессов TAU учитываются более сложные механизмы их взаимодействия. В качестве важного преимущества коэффициента Sync по сравнению с другими мерами степени взаимодействия процессов следует отметить, что для его оценивания не требуется стационарности наблюдаемых данных.

Тестовые случайные процессы (СП), на примере которых изучалась чувствительность описанных методов в отношении фазовой расстройки, были получены моделированием. В работе рассмотрены два класса нормально распределенных стохастических СП. СП с кратковременной зависимостью, описываемой автокорреляционной функцией вида $K(\tau) = \sigma^2 \exp(-\lambda |\tau|)$, были сформированы с помощью авторегрессионного фильтра первого порядка $x_{i+1} = ax_i + \xi_i$, где $a = -1/\ln \tau$; ξ_i – отсчеты "белого" шума. Процессы с долговременной зависимостью, характеризующейся показателями Херста H = 0.5...1.5, были сформированы с помощью фильтра с модулем передаточной функции вида $B(f) = \sigma^2 f^{(1-\gamma)}$, где $\gamma = 2 - 2H$. При этом H = 0.5 соответствует "белому" шуму, H = 1.5 – винеровскому случайному процессу. Для стационарных процессов, характеризующихся значениями 0.5 < H < 1, автокорреляционная функция имеет вид $K(\tau) = \sigma^2 |\tau|^{-\gamma}$.

Для каждого обрабатываемого тестового СП формировалась его копия, в которую в частотной области вносилась фазовая расстройка. Она моделировалась в соответствии с подходом, подробно описанным в [7], добавлением к каждому значению гильбертовой фазы СП независимых значений случайной фазы, равномерно распределенной в диапазоне [-ф, ф]. Границы диапазона в ходе исследования увеличивались до достижения максимально возможного значения $\phi = \pi$. При каждом значении границ диапазона фазовой расстройки моделирование повторялось 1000 раз, после чего для каждого из четырех рассматриваемых коэффициентов определялись их статистические характеристики (среднее значение, медиана, среднеквадратическое отклонение, квартили).

На рис. 1-3 представлены результаты оценивания коэффициентов Sync(ϕ), TDS(ϕ) и TAU(ϕ) соответственно, характеризующих во временной области стабильность взаимного поведения тестовых СП, в один из которых внесена случайная фазовая расстройка с заданными параметрами. Графики отображают медианы коэффициентов, интервальные засечки – их квартили. Вертикальные линии отмечают интерквартильные диапазоны. Графики на рис. 1-3, а иллюстрируют изменения статистических характеристик оценок коэффициентов для процессов с кратковременной зависимостью при времени корреляции $\tau_{\kappa} = 1, 3, 5$ и 10 с. Рис. 1-3, б характеризуют влияние на оценки коэффициентов значений показателя Херста Н для процессов с долговременной зависимостью.

Проведенные исследования показали, что коэффициент фазовой синхронизации Sync pearирует на вносимую фазовую расстройку, уменьшаясь от 100 % при отсутствии расстройки до 0. Для процессов с кратковременной зависимостью по мере увеличения времени корреляции процессов значения коэффициента Sync при одинаковых значениях расстройки увеличиваются. Разброс оценок коэффициента не превышает 10–20 %. Для процессов с долговременной зависимостью по мере увеличения значений показателя Херста скорость спада коэффициента Sync уменьшается, а разброс оценок увеличивается.



Метод, основанный на вычислении стабильности временной задержки, обладает меньшей чувствительностью к вводимой фазовой расстройке между парой анализируемых СП (рис. 2). При этом в достаточно большом диапазоне изменений границ фазовой расстройки реакция на вводимую расстройку при расчете коэффициента TDS отсутствует. Кроме того, дисперсия оценок коэффициента TDS значительно увеличивается при возрастании фазовой расстройки, в несколько раз превышая дисперсию оценок коэффициента фазовой синхронизации Sync.

Как показано на рис. 3, a, δ , метод, основанный на вычислении среднего времени корреляции разности фаз TAU, слабо реагирует на вносимую фазовую расстройку. Различия в оценках вызваны в основном изменением параметров генерируемых тестовых сигналов, а не величиной расстройки. Разброс полученных оценок при этом незначителен. Исследование оценок коэффициента когерентности Coher показало, что свойства тестовых процессов практически не влияют на результат оценивания, причем даже при максимальной фазовой расстройке оценки коэффициента когерентности не уменьшаются до 0.

На рис. 4 представлены зависимости, иллюстрирующие статистические характеристики оценок коэффициентов Sync, TDS и Coher для гауссовских процессов с временем корреляции 5 с (рис. 4, *a*), а также для процессов с долговременной зависимостью с коэффициентами Херста H = 0.8 (рис. 4, *б*) и H = 1.0 (рис. 4, *в*). Для обеспечения сопоставления показателей взаимного поведения процессов, полученных разными методами, оценки коэффициента когерентности Coher умножались на 100. Как видно из рис. 4, коэффициент когерентности в задачах оценива-



ния стабильности взаимного поведения СП занимает промежуточное положение: он более чувствителен к фазовой расстройке, чем TDS, но менее чувствителен, чем Sync. Однако существенное возрастание разброса его оценок при увеличении значения расстройки, характерное и для метода оценивания стабильности временной задержки TDS, является большим недостатком.

На основании полученных результатов можно утверждать, что использование метода оценивания коэффициента фазовой синхронизации Sync при изучении совместной динамики стохастических случайных процессов рассмотренных типов позволяет получить наиболее достоверные результаты и

1. Blood pressure - heart rate syncronization coeffi-

2. Systolic Blood Pressure and Pulse Intervals Synchro-

cient as a complementary indicator of baroreflex mecha-

nism efficiency / O. A. Markelov, M. I. Bogachev, N. S. Py-

ko, S. A. Pyko // 2015 XVIII Int. conf. on soft computing

and measurements (SCM), 19-21 May 2015, Saint Pe-

nization / N. S. Pyko, S. A. Pyko, O. A. Markelov, M. I. Bo-

gachev // Proc. of the 2015 IEEE North-West Russia Section

Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering

Conf. (2015ElConRusNW), 2-4 Febr. 2015, Saint Petersburg,

back Model of Blood Pressure Regulation / N. S. Pyko,

S. A. Pyko, O. A. Markelov, M. I. Bogachev, O. V. Mamon-

tov // Proc. of the 2016 IEEE North-West Russia Section

Young Researchers in Electrical and Electronic Engineer-

3. Phase Synchronization in a Double-Loop Feed-

tersburg. Piscataway: IEEE, 2015. C. 173-175.

Russia, 2015. Piscataway: IEEE, 2015. P. 341-344.



при исследовании стохастических процессов, принадлежащих к рассмотренным в настоящей статье типам, может оказаться более целесообразным.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

ing Conf. (2016 ElConRusNW), 2–3 Febr. 2016, Saint Petersburg. Piscataway: IEEE, 2016. P. 817–821.

4. Network Physiology: How Organ Systems Dynamically Interact / R. P. Bartsch, K. K. L. Liu, A. Bashan, P. Ch. Ivanov // PLOS ONE. 2015. Vol. 10(11). P. e01421435.

5. Два метода оценивания стабильности взаимной динамики физиологических процессов / Н. С. Пыко, С. А. Пыко, О. А. Маркелов, О. В. Мамонтов, Ю. Д. Ульяницкий, М. И. Богачев // Сб. докл. XVIII Междунар. конф. по мягким вычислениям и измерениям (SCM'2016), Санкт-Петербург, 25–28 мая 2016. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2016. Т. 1. С. 46–49.

6. Shin K., Hammond J. Fundamentals of signal processing for sound and vibration engineers. Chichester: John Wiley & Sons, 2008. 403 p.

7. Prichard D., Theiler J. Generating Surrogate Data for Time Series with Several Simultaneously Measured Variables // Phys. Rev. Lett. 1994. Vol. 73, № 7. P. 951–954.

S. A.Pyko, N. S. Pyko, O. A. Markelov, Yu. D. Uljanitski, M. I. Bogachev Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Investigation of Some Methods for Estimating the Mutual Dynamic Stability of Stochastic Processes

The sensitivity of some methods for estimating the mutual dynamic stability of stochastic processes with given correlative properties was studied in relation to the phase detuning between the processes. Two classes of normally distributed random stochastic processes are considered: the processes with short-term correlation and the processes with a long-term correlation, characterized by the specified Hurst coefficients.

Phase synchronization coefficient, correlation function, correlation time, Hurst coefficient, coherence function

Статья поступила в редакцию 16 сентября 2016 г.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

УДК 621.391

В. Е. Ланкин Южный федеральный университет (Таганрог) А. К. Шашкин Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Прогнозирование нестабильностей шкал синхронизации

Рассмотрены модели уходов шкал синхронизации, построенных с использованием кварцевых стандартов частоты. На основе приведенных моделей долговременных уходов шкал построены алгоритмы оценки параметров этих процессов и их прогнозирования. Приведены решения задач для некоторых частных видов нестабильностей.

Формирователи шкал синхронизации, нестабильности шкал синхронизации, виды нестабильностей, математические модели нестабильностей, прогнозирование нестабильностей шкал синхронизации

Актуальность задачи прогнозирования шкал синхронизации. Синхронизация – процедура приведения нескольких процессов к такому их протеканию, когда соответствующие элементы процессов изменяются с постоянным или с заданным сдвигом во времени.

Носителем информации о синхронизации является шкала синхронизации – непрерывная последовательность интервалов времени определенной длительности, отсчитываемая от начального момента.

Повышение стабильности шкал синхронизации – одна из важных задач радиотехники. Параметры шкал синхронизации определяют предельно достижимые характеристики систем связи. Совершенствование таких систем зависит прежде всего от степени стабильности опорных генераторов формирователей сигналов синхронизации. Требования к точности синхронизации увеличиваются по мере совершенствования систем и сетей связи.

Однако в формирователях шкал синхронизации точность не является основной характеристикой при выборе опорного генератора частоты. Весьма существенными показателями являются размер, масса, характеристики нестабильности генератора при различных внешних условиях, надежность, потребляемая мощность и стоимость. Сравнение параметров генераторов, построенных на основе современных технологий, приведено в таблице [1]. В качестве базового выбран цезиевый стандарт; сравнения с ним других стандартов

Обозна- чение	Параметр качества	Цезиевый стандарт	Ячейка с парами рубидия	Кварцевый генератор
а	Начальные расходы	1	0.5	0.1
b	Эксплуата- ционные расходы	1	0.5	0.1
С	Стабильность	1	0.1	0.01
d	Надежность	1	1.0	10.0
е	Опыт производства	1	0.5	10.0
Коэффициент качества <i>F = cde/(ab)</i>		1	0.2	100.0

достаточно условны. Однако суммарный коэффициент качества может служить ориентиром при выборе опорного генератора.

На рис. 1 приведены характеристики нестабильности стандартов частоты, включенных в таблицу. Зона *1* соответствует кварцевым генераторам, зона *2* – цезиевым, зона *3* – рубидиевым



стандартам частоты. Кварцевые генераторы имеют достаточно хорошие характеристики в интервалах времени от долей секунды до единиц часов [1]–[3]. Такие интервалы времени использования шкал синхронизации соответствуют интервалам формирования и применения шкал синхронизации многих пользователей (телевидение, системы дискретной связи [4], телемеханика, навигация).

В настоящей статье в качестве опорных генераторов формирователей шкал синхронизации рассматриваются кварцевые генераторы как наиболее эффективные и широко применяемые. В пределах интервала времени с относительно постоянными параметрами (от секунд до единиц часов) возможно повышение эффективности систем синхронизации измерением параметров модели процесса нестабильности (ухода шкалы) по отношению к базовой (эталонной) модели и в последующем прогнозировании их. Такой подход к улучшению характеристик хранителя шкалы синхронизации экономически оправдан и относительно прост в реализации. При этом необходимы создание математических моделей процессов нестабильности и оценка параметров таких моделей для конкретных видов нестабильностей.

Описание нестабильностей. На рис. 2 нестабильность $\varphi(t)$ представлена тремя компонентами [5]. Первый компонент g(t) – медленно меняющийся (тренд), который в общих чертах определяет нестационарность процесса. Тренд можно рассматривать как детерминированную составляющую на анализируемой выборке. Как правило, он описывается полиномом, коэффициенты которого являются параметрами прогнозирования.

В качестве второго компонента y(t) рассмотрим флюктуации относительно компонента g(t). Их можно считать локально-стационарным случайным процессом со временем корреляции, превосходящим интервал прогнозирования $T_{\text{пр}}$. В этом случае y(t) также является объектом прогнозирования.



Третий компонент n(t) – быстрые флюктуации частоты, стационарные по всей выборке, но с длительностью интервала корреляции, значительно меньшей $T_{\rm пp}$. Этот компонент может быть отнесен к инструментальной точности измерения первых двух компонентов.

Таким образом, нестабильность представима в виде

$$\varphi(t) = g(t) + y(t) + n(t) = r(t) + n(t),$$

причем прогнозируются только первые два компонента: r(t) = g(t) + y(t).

Математическая модель нестабильностей. Метод пространства состояний [6] позволяет достаточно просто находить структуру и параметры фильтра, минимизирующего ошибку фильтрации. В этом методе используется описание нестабильности в виде системы дифференциальных уравнений. Системой таких уравнений можно описать всякий процесс с рациональным спектром, приближающимся к нулю на высоких частотах [6].

Примем процесс нестабильности в виде полинома со случайными коэффициентами:

$$\varphi(t) = \alpha_0 + \alpha_1 t + \dots + \alpha_{m-1} t^{m-1}, \quad (1)$$

где α_0 , α_1 , ..., α_{m-1} – случайные коэффициенты с известной корреляционной матрицей с размерами $m \times m$. Элементами этой матрицы являются значения $E(\alpha_i \alpha_j) = \sigma_{ij}^2$ – дисперсий (при i = j) и взаимных дисперсий (при $i \neq j$) коэффициентов.

Преобразуем уравнение (1) в систему дифференциальных уравнений. Для этого введем обозначение: $\varphi(t) = x_1(t)$. Тогда алгебраическое уравнение можно заменить системой *m* дифференциальных уравнений первого порядка:

$$\dot{x}_1(t) = x_2(t);$$

 $\dot{x}_2(t) = x_3(t);$
...
 $\dot{x}_m(t) = 0.$

В векторной форме эта система имеет вид

 $\dot{\mathbf{x}}(t) = F \cdot \mathbf{x}(t),$

где

$$F = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}$$

- матрица с размерами $m \times m$;

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) & x_2(t) & \dots & x_m(t) \end{bmatrix}$$

("т" – символ транспонирования).

При t = 0 вектор **x**(0) определяется через коэффициенты полинома (1) следующим образом:

$$\mathbf{x}(0) = \begin{bmatrix} x_1(0) & x_2(0) & \dots & x_m(0) \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} = \\ = \begin{bmatrix} \alpha_0 & 1 \cdot \alpha_1 & \dots & (m-1)! \alpha_{m-1} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}.$$

Окончательно модель нестабильности приведем к виду [6]:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = F \cdot \mathbf{x}(t) + G \cdot u, \ t \in [0, T];$$

$$r(t) = \mathbf{H} \cdot \mathbf{x}(t) + n(t),$$
(2)

где $G = \text{diag}[G_{ii}], i = \overline{1, m}$ – диагональная матрица коэффициентов с размерами $m \times m$;

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_1 & \dots & u_m \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}, \quad i = \overline{1, m}$$

 входной ("порождающий") сигнал, в общем случае имеющий корреляционную функцию в виде диагональной матрицы:

$$K_{\mathbf{u}} = \begin{bmatrix} \mathbf{u} \cdot \mathbf{u}^{\mathrm{T}} \end{bmatrix} = \begin{cases} \neq 0, \ i = j; \\ 0, \ i \neq j, \end{cases} \quad i, \ j = \overline{1, \ m};$$

T – продолжительность наблюдения; r(t) – наблюдаемый процесс; $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}$ – вектор-строка наблюдений; n(t) – непрогнозируемая составляющая нестабильности с мощностью N;

$$\mathrm{E}\left[n(t)n^{\mathrm{T}}(u)\right] = N\delta(t-u).$$

Интервал наблюдения [0, T] включает интервалы оценки T_{out} и прогнозирования T_{np} вектора состояния (см. рис. 2). Первое уравнение модели (2) называют уравнением состояния, второе (скалярное) – уравнением наблюдения. Такая модель позволяет формировать процесс с характеристиками, определенными матрицей состояния. Далее рассмотрим единичные реализации в фиксированном интервале времени, принимая их как отрезок этого процесса. Для получения данной реализации используем уравнения состояния (2) с заданной для каждого типа процесса матрицей состояния *F*, формирующей эту реализацию, начиная от конкретных начальных условий **x**(0). При этом в (2) $G_{ii} = 0, i = \overline{1, m}$.

Описание конкретной формы подлежащей прогнозированию нестабильности (линейный уход, степенная функция или квазигармоническая форма нестабильности) определяется конкретным видом генератора и его использованием. Так, например, если генератор имеет нестабильность не хуже 10^{-9} и используется как опорный для формирования телевизионной развертки, в качестве формы может рассматриваться линейный уход генератора [4].

Оценка и прогнозирование параметров модели нестабильностей. Уравнения для оценивания вектора состояния модели, описываемой (2) при m = 2 (т. е. при описании вектора полиномом второго порядка), рассматриваемой далее в расчетах, могут быть получены в виде [6]:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) &= F \cdot \hat{\mathbf{x}}(t) + \hat{V}(t) \times \\ &\times \mathbf{D}[\mathbf{H} \cdot \hat{\mathbf{x}}(t)] N^{-1} [r(t) - \hat{x}_{1}(t)] = \\ &= F \cdot \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{M}(t) [r(t) - \hat{x}_{1}(t)], \quad (3) \\ &t \in [0, T_{\text{OII}}]; \\ &\dot{\hat{V}}(t) = \mathbf{D}^{\text{T}} [F \cdot \hat{\mathbf{x}}(t)] \cdot \hat{V}(t) + \\ &+ \hat{V}(t) \cdot \mathbf{D} [F \cdot \hat{\mathbf{x}}(t)] + G \cdot K_{\mathbf{u}} \cdot G^{\text{T}} + \\ &+ \hat{V}(t) \cdot \mathbf{D} [\mathbf{D} [H \cdot \hat{\mathbf{x}}(t)] N^{-1} \{r(t) - x_{1}(t)\}] \cdot \hat{V}(t), \quad (4) \\ &t \in [0, T_{\text{OII}}]; \end{aligned}$$
rge $\dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = [\dot{\hat{x}}_{1}(t) \quad \dot{\hat{x}}_{2}(t)]^{\text{T}}; \quad F = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \\ \mathbf{D}(\cdot) = \mathbf{D} [\partial(\cdot)_{j} / \partial x_{i}] \end{aligned}$

– матрица Якоби (*j*, *i* – номера столбцов и строк соответственно); $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$;

$$\hat{V}(t) = \begin{bmatrix} \hat{V}_{11}(t) & \hat{V}_{12}(t) \\ \hat{V}_{21}(t) & \hat{V}_{22}(t) \end{bmatrix}$$

- ковариационная матрица ошибок;

$$\mathbf{M}(t) = \hat{V}(t) \cdot \mathbf{D} \big[\mathbf{H} \cdot \hat{\mathbf{x}}(t) \big] N^{-1}; \ t \in \big[0, \ T_{\text{OU}} \big].$$

После подстановки соответствующих значений элементов в (3) и (4) и выполнения ряда операций над матрицами для установившегося состояния $(\dot{V}(t) = 0)$ получим:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_{1}(t) \\ \dot{\hat{x}}_{2}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{x}_{2}(t) \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{N} \begin{bmatrix} \hat{V}_{11} \\ \hat{V}_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r(t) - \hat{x}_{1}(t) \end{bmatrix}; \quad (5)$$

$$0 = K_{\mathbf{u}11} + \hat{V}_{21} + \hat{V}_{12} - \hat{V}_{11}^{2};$$

$$0 = \hat{V}_{22} - (1/N) \hat{V}_{11} \hat{V}_{12};$$

$$0 = -(1/N) \hat{V}_{21}^{2},$$

откуда $\hat{V}_{21} = 0$; $\hat{V}_{11} = \sqrt{K_{\mathbf{u}11}N}$ и, следовательно,

$$\mathbf{M}(t) = \mathbf{M} = \begin{bmatrix} \sqrt{K_{\mathbf{u}11}/N} & 0 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}.$$
 (6)

35

Уравнение (5) – уравнение оценки вектора состояния в процессе идентификации его параметров. Второе слагаемое в правой части уравнения (5) является корректирующим, уменьшающим расхождение начальных (априорных) значений вектора состояния от истинных.

Уравнения для прогнозирования вектора состояния $\hat{\mathbf{x}}(t)$ имеют следующий вид [2]:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_1(t) & \dot{\hat{x}}_2(t) \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} = \begin{bmatrix} \hat{x}_2 & 0 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}, \ t \in \begin{bmatrix} T_{\mathrm{OII}}, \ T \end{bmatrix}$$

где $t \in [T_{\text{оц}}, T]$ – интервал прогнозирования; $\hat{\mathbf{x}}(T_{\text{оц}})$ – начальные условия системы уравнений в интервале прогнозирования.

Примеры решения задач оценки и прогнозирования долговременных составляющих нестабильностей. На основе уравнений (5) и (6) в программе Simulink реализованы модели оценки и прогнозирования параметров вектора состояния. Для каждой модели получены математическое описание, компьютерная модель и графическое представление результатов оценки долговременной составляющей нестабильности и ее прогнозирования. Рассмотрены четыре модели ухода долговременной составляющей шкалы синхронизации:

- линейная;
- квадратичная;
- квазигармоническая;

 – сумма квадратичной и квазигармонической функций.

Схема модели процесса нестабильности, оценки долговременной составляющей и ее прогнозирования приведена на рис. 3. Долговременная составляющая нестабильности (g(t) + y(t) – см. рис. 1) формируется генератором нестабильности ГН1. При сложном законе нестабильности отдельные составляющие формируются генераторами ГН1 и ГН2 и суммируются в сумматоре Σ 1. Блоком НУ задаются начальные условия генерации. В сумматоре Σ 2 к сформированному сигналу добавляются быстрые флуктуации ("шумы" $\eta(t)$), не подлежащие прогнозированию. Сформированный сигнал нестабильности отображается на индикаторе И1. Остальная часть схемы оценивает долговременную составляющую нестабильности на интервале $\begin{bmatrix} 0, T_{\text{оц}} \end{bmatrix}$ и прогнозирует ее на интервале $\begin{bmatrix} T_{\text{оц}}, T \end{bmatrix}$ (блок ОН). Переход от оценки к прогнозированию происходит при переключении переключателя П, управляемого генератором импульсов ГИ (верхнее положение соответствует оценке нестабильности, нижнее – ее прогнозированию). Необходимый коэффициент передачи **М** устанавливается масштабирующим усилителем. На индикаторе И2 отображается отличие результата прогнозирования от реальной кривой нестабильности.

Уход долговременной составляющей шкалы синхронизации, описываемый линейной функцией. В данной ситуации $\mathbf{x}(0) = \begin{bmatrix} x_1(0) & 0 \end{bmatrix}^T$ и модель нестабильности линейного типа имеет вид

$$\dot{x}_{1}(t) = u_{1};
r(t) = x_{1}(t) + n(t);
t \in [0, T], x_{1}(0) = 0,$$
(7)

где u_1 – const.

Алгоритм оценивания функции x(t) на интервале $t \in [0, T_{\text{оц}}]$ в соответствии с (5) имеет вид

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_1(t) \\ \dot{\hat{x}}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1(t) \\ \hat{x}_2(t) \end{bmatrix} + \mathbf{M} \begin{bmatrix} r(t) - \hat{x}_1(t) \end{bmatrix}.$$
(8)

Переменная $\hat{x}_2(t)$ введена для оценки постоянной $u_1 = \sqrt{K_{u11}}$ в (7).

Алгоритм прогнозирования на интервале $t \in [T_{\text{оц}}, T]$ в соответствии с (8) имеет вид

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix},$$

где $\begin{bmatrix} \hat{x}_1(t) & \hat{x}_2(t) \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} = \begin{bmatrix} \hat{x}_1(T_{\mathrm{OU}}) & \hat{x}_2(T_{\mathrm{OU}}) \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$.

Результаты формирования сигнала нестабильности, отображаемые индикатором И1, представлены на рис. 4, *a*. На рис. 4, *б* показано отображение на индикаторе И2 ошибки оценивания $\Delta x_1 = x_1 - \hat{x}_1$ на интервале 0...5 с и ее прогнозирования на интервале 5...10 с.




Уход долговременной составляющей шкалы синхронизации, описываемый степенной функцией второго порядка. Модель нестабильности такого типа принята в виде

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{1}(t) \\ \dot{x}_{2}(t) \\ \dot{x}_{3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1}(t) \\ x_{2}(t) \\ x_{3}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_{1};$$
(9)
$$r(t) = x_{1}(t) + n(t);$$
$$t \in [0, T], x(0) = 0,$$

где $u_1 = \sqrt{K_{\mathbf{u}11}}$ – const.

Алгоритм оценивания функции x(t) в соответствии с (5) можно записать как

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_{1}(t) \\ \dot{\hat{x}}_{2}(t) \\ \dot{\hat{x}}_{3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_{1}(t) \\ \hat{x}_{2}(t) \\ \hat{x}_{3}(t) \end{bmatrix} + \mathbf{M} \begin{bmatrix} r(t) - \hat{x}_{1}(t) \end{bmatrix}, (10)$$

где **М** определяется по (6); $t \in [0, T_{\text{оц}}]$ – интервал оценивания долговременной составляющей r(t). Функция $\hat{x}_3(t)$ введена для оценки постоянной u_1 в (9).

Алгоритм прогнозирования в соответствии с (10) имеет вид

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_{1}(t) \\ \dot{\hat{x}}_{2}(t) \\ \dot{\hat{x}}_{3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_{1}(t) \\ \hat{x}_{2}(t) \\ \hat{x}_{3}(t) \end{bmatrix}, \ t \in \begin{bmatrix} T_{\text{OII}}, \ T \end{bmatrix} ;$$
$$\begin{bmatrix} \hat{x}_{1}(t) & \hat{x}_{2}(t) & \hat{x}_{3}(t) \end{bmatrix}^{\text{T}} =$$
$$= \begin{bmatrix} \hat{x}_{1}(T_{\text{OII}}) & \hat{x}_{2}(T_{\text{OII}}) & \hat{x}_{3}(T_{\text{OII}}) \end{bmatrix}^{\text{T}}.$$

По аналогии с предыдущим примером на рис. 5, *а* показан сформированный сигнал нестабильности, на рис. 5, *б* – ошибка оценивания и ее прогноз.



Уход долговременной составляющей шкалы синхронизации в виде квазигармонической функции. Модель нестабильности такого типа принята в виде

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -3^2 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} u_1$$
$$r(t) = x_1(t) + n(t);$$
$$t \in [0, T]; x_1(0) = 0,$$

где $u_1 = \sqrt{K_{\mathbf{u}11}} - \text{const.}$

Алгоритм оценивания функции x(t) в соответствии с (5) можно записать как

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_{1}(t) \\ \dot{\hat{x}}_{2}(t) \\ \dot{\hat{x}}_{3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -(2.9)^{2} & 2 & 2.5 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_{1}(t) \\ \hat{x}_{2}(t) \\ \hat{x}_{3}(t) \end{bmatrix} + \mathbf{M} \begin{bmatrix} r(t) - \hat{x}_{1}(t) \end{bmatrix},$$

где **М** определяется по (6); $t \in [0, T_{\text{оц}}]$. Переменная $\hat{x}_3(t)$ введена для оценки частоты сигнала нестабильности.

Алгоритм прогнозирования в соответствии с уравнением (8) имеет вид

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{1}(t) \\ \dot{x}_{2}(t) \\ \dot{x}_{3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -(2.9)^{2} & 2 & 2.5 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}_{1}(t) \\ \dot{x}_{2}(t) \\ \dot{x}_{3}(t) \end{bmatrix}; \ t \in \begin{bmatrix} T_{\text{OII}}, \ T \end{bmatrix},$$
$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{1}(t) & \dot{x}_{2}(t) & \dot{x}_{3}(t) \end{bmatrix}^{\text{T}} =$$
$$= \begin{bmatrix} \dot{x}_{1}(T_{\text{OII}}) & \dot{x}_{2}(T_{\text{OII}}) & \dot{x}_{3}(T_{\text{OII}}) \end{bmatrix}^{\text{T}}.$$

Сформированный сигнал нестабильности представлен на рис. 6, a, ошибка оценивания и ее прогноз – на рис. 6, δ .

Уход долговременной составляющей шкалы синхронизации в виде суммы квазигармонической



*x*₁, B 40 30 20 10 2.5 7.5 5.0 t c -10а Δx_1 , B 0.2 0.1 0 2.5 5.0 *t*, c -0.1-0.2 б Puc. 7

функции и степенной функции второго порядка. Формирование слагаемых долговременных уходов рассмотрено ранее. Результаты формирования сигнала нестабильности и ошибки прогнозирования этого сигнала приведены на рис. 7.

Прогнозирование позволяет значительно повысить стабильность шкал синхронизации и может быть реализовано различными вычислительными средствами – от универсальных ЭВМ до микропроцессорных вычислительных устройств.

Рассмотренные математические модели предполагают априорные знания характера предполагаемых для прогнозирования долговременных нестабильностей. Приведенные примеры охватывают практически все наблюдаемые на практике уходы шкал синхронизации, построенных на основе опорных кварцевых генераторов.

чи сигналов: автореф. дис. ... канд. техн. наук / НИИ

Робастные методы обработки сигналов в радиотех-

нических системах синхронизации. СПб.: Изд-во

непрерывной оценки в применении к теории связи.

5. Макшанов А. В., Смирнов А. В., Шашкин А. К.

6. Снайдер Д. Метод уравнений состояний для

ПТ "Растр". Новгород, 1991. 15 с.

Санкт-Петерб. ун-та, 1991. 173 с.

М.: Энергия, 1973. 104 с.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Карташов П., Барнс Дж. Высокоточное воспроизведение единиц времени и частоты // Время и частота: сб. ст. / пер. с англ.; под ред. Дж. Джесперсена, Б. Блейра, Л. Геттерера. М.: Мир, 1973. 213 с.

2. http://ptime.ru/oscillators.html (дата обращения 09.03.2016).

3. http://studopedia.su/1_16652_standarti-chastoti-i-vremeni.html (дата обращения 09.03.2016).

 Круглов А. С. Разработка алгоритмов и устройств формирования шкал синхронизации систем переда-

V. E. Lankin

Southern Federal University (Taganrog) A. K. Shashkin Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Prediction of Scale Synchronization Instability

The models of care of synchronization scales based on quartz frequency standards are considered. Based on the models of long-term care scales algorithms to estimate parameters of these processes and their prediction are created. Solutions for some particular types of instabilities are given.

Scale synchronization, quartz generator, instability of quartz generator, prediction of instability, mathematical of model instability, prediction of the scale synchronization

Статья поступила в редакцию 16 февраля 2016 г.

УДК 621.391

А. Н. Потапов Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина (г. Воронеж)

Обобщенная формализация сопутствующих признаков функционирования информационных эрготехнических радиоэлектронных систем на основе их структурно-логических моделей

Выполнена обобщенная формализация сопутствующих признаков функционирования информационных эрготехнических радиоэлектронных систем (РЭС), позволяющая создать унифицированное описание функционирования РЭС, инвариантное к их предметному назначению. Возможности осуществления РЭС функций выбора, распределения и перераспределения ресурсов зависят от заложенных в них механизмов управляемости. На основании единого подхода к представлению РЭС с учетом их управляемости уточнено структурно-логическое описание эрготехнических РЭС.

Радиоэлектронная система, структурно-логический, управление, модель, радиочастотные условия, взаимодействие, автоматизированный

Анализ существующего научно-методического аппарата операций применения радиоэлектронных систем (РЭС), основанного на положениях теории информационных конфликтов и теории системных конфликтов, показал, что первый подход не учитывает радиочастотных (РЧ) условий функционирования, а второй - не отражает ресурсно-управляемые возможности РЭС. Таким образом, оба указанных подхода не могут быть использованы в явном виде для РЭС, которые в противовес "антагонистическим" отношениям образуют "дружественные" или независимые отношения. Это не позволяет обеспечить не только защиту операций от конфликта применения различных по целевому назначению РЭС, но и адекватное формирование операций.

Описания РЭС, рассматриваемые в настоящей статье, обеспечивают их единое представление в виде структурно-логических схем, отличительной особенностью которых является учет РЧ-взаимодействий с элементами среды, выраженных через РЧ-действия и РЧ-влияния и образующие причинноследственные отношения РЧ-условий функционирования РЭС. Для построения структурно-логических схем функционирования эрготехнических РЭС, учитывающих операторскую деятельность, отдельно рассмотрены механизмы их управляемости.

Сопутствующие признаки функционирования. Все РЭС по своему функциональному предназначению основываются на использовании радиоволн, в

интересах чего осуществляют действия по их излучению и (или) приему. В [1] определена классификация РЭС, подтверждающая справедливость их рассмотрения относительно радиочастотных действий и позволяющая сформировать единый универсальный подход к представлению РЭС, инвариантный к РЧ-условиям. Однако еще остается нерешенной задача унифицированного описания функционирования РЭС, инвариантного к их назначению. Для этого необходимо разработать обобщенную формализацию сопутствующих признаков с учетом структурно-логических схем функционирования информационных эрготехнических РЭС.

В рамках поставленной задачи под РЭС понимается объект *S*, производящий некоторую целевую совокупность действий $\Delta_S = \{\Delta_{Si}\}, i = \overline{1, N}_{\Delta S}$ в РЧ-спектре по отношению к среде *Q*. В свою очередь, среда *Q* – область окружения РЭС *S* (которая может содержать разнородные объекты $Q = \{Q_j\}, j = \overline{1, N}_Q$, в частности, другие РЭС), влияющая на рассматриваемую РЭС посредством РЧ-воздействий $\Delta Q = \{\Delta Q_j\}.$

Выработка рекомендаций по применению РЭС должна учитывать как общность действий в РЧ-спектре, так и возможности их реализации.

Под общностью R_f РЧ-спектра будем понимать непустое множество радиочастот $R_f = \{f_k\}$, образующееся в результате пересечения множеств радиочастот $f_S = \{f_{Sp}\}$ и $f_Q = \{f_{Qj}\}$, используемых РЭС *S* и средой *Q* соответственно:

$$R_f: f_Q \cap f_S \neq \emptyset.$$

Элемент f_k множества радиочастот R_f образуется в результате

$$f_k: (f_{Qj} \wedge f_{Si} = f_{Qj}) \vee (f_{Qj} \wedge f_{Si} = f_{Si}).$$

Отсутствие общности РЧ-спектра $(\overline{R}_f = \{\overline{f}_k\})$ наблюдается, когда $\overline{R}_f : f_Q \cap f_S = \emptyset$, т. е.

$$\overline{f}_k: (f_{Qj} \wedge f_{Si} = 0) \vee (f_{Qj} \wedge f_{Si} = 0).$$

Прямую РЧ-связанность РЭС со средой опи- R_f шем соотношением $d_f^+: S \to Q$. Аналогично представим обратную РЧ-связанность РЭС со средой: $\frac{R_f}{d_f^-}: S \leftarrow Q$.

Наличие одновременно d_f^+ и d_f^- означает, что РЭС и среда являются взаимосвязанными в РЧ-спектре:

$$d_f^{\pm} = d_f^{+} \wedge d_f^{-} = \begin{pmatrix} R_f \\ S \to Q \end{pmatrix} \wedge \begin{pmatrix} R_f \\ S \leftarrow Q \end{pmatrix} = S \stackrel{R_f}{\longleftrightarrow} Q$$

Тогда имеют место следующие отношения:

 $\overline{d}_{f}^{R_{f}}: S \to Q$ – объект *S* не имеет прямой РЧ-связанности со средой *Q*;

 \overline{d}_{f} : $S \leftarrow Q$ – объект S не имеет обратной РЧ-связанности со средой Q;

 $\overline{d}_{f}^{\pm}: S \leftrightarrow Q$ – объект *S* не имеет как прямой, так и обратной РЧ-связанностей со средой *Q*.

В соответствии с этим образуются множества отношений РЧ-связанности:

$$d_f = \left\{ d_f^+ d_f^- d_f^\pm \right\} = \left\{ d_f^\lambda \right\};$$

и несвязанности:

$$\overline{d}_f = \left\{ \overline{d}_f^+ \overline{d}_f^- \overline{d}_f^\pm \right\} = \left\{ \overline{d}_f^\lambda \right\}, \ \lambda \in (+, -, \pm).$$

Так как между любым элементом Q_j среды и РЭС существуют либо отношения $d_f^{\lambda} \in d_f$, либо отношения $\overline{d}_f^{\lambda} \in \overline{d}_f$, то с учетом введенных понятий среда может состоять из множества РЧ-связанных элементов:

$$\mathcal{Q}_{\mathsf{c}} = \left\{ \mathcal{Q}_{\mathsf{c}j} : \left(\mathcal{Q}_j, S \right) \notin \overline{d}_f \right\} = \left\{ \mathcal{Q}_{\mathsf{c}j} : \left(\mathcal{Q}_j, S \right) \in d_f \right\}$$

и множества несвязанных элементов:

$$Q_{\mathbf{d}} = \left\{ Q_{\mathbf{d}j} : (Q_j, S) \notin d_f \right\} = \left\{ Q_{\mathbf{d}j} : (Q_j, S) \in \overline{d}_f \right\},\$$

причем

$$Q = \{Q_{cj} : (Q_j, S) \in d_f\} \cup \{Q_{dj} : (Q_j, S) \in \overline{d}_f\}.$$

Особый интерес вызывает множество РЧ-связанности Q_c элементов среды с РЭС, так как если $Q_c = \{Q_{cj}\} = \emptyset$, то функционирование последнего для достижения желаемого результата P_S теряет свой смысл. Поэтому $Q_c \neq \emptyset$ – первый сопутствующий признак функционирования РЭС *S*.

Естественно, что если $Q_c \neq \emptyset$ при $\Delta_S = \emptyset$, то $\Delta_S \subseteq S$ и $\Delta_Q = \emptyset$, $\Delta_Q \subseteq Q$, либо $\Delta_S \neq \emptyset$ и $\Delta_Q = \emptyset$, либо $\Delta_S = \emptyset$ и $\Delta_Q \neq \emptyset$. При этом функционирование РЭС S в целях достижения желаемого результата P_S также теряет свой смысл. Поэтому $\Delta_S \neq \emptyset$ и $\Delta_Q \neq \emptyset$ – второй сопутствующий признак функционирования РЭС S.

Очевидно, что если $\Delta_S \neq \emptyset$ достигает $\Delta_Q \neq \emptyset$, а это возможно тогда и только тогда, когда $Q_c \neq \emptyset$, то возникает множество воздействий $\pi_{SQ} = \{\pi_{SQn}\}$ РЭС *S* на среду *Q*: $\pi_{SQ} = \Delta_S \cap \Delta_Q$, $\pi_{SQ} \subseteq Q_c$. Поэтому $\pi_{SQ} \neq \emptyset$ – третий сопутствующий признак функционирования РЭС *S*.

Варианты формирования воздействия π_{SQ} РЭС *S* на среду *Q* могут быть различными: прямое воздействие $\pi_{SQ}^+: \left(\Delta_S \xrightarrow{Q_c} \Delta_Q\right)$; обратное воздействие $\pi_{SQ}^-: \left(\Delta_S \xleftarrow{Q_c} \Delta_Q\right)$; взаимное воздействие $\pi_S^+: \left(\Delta_S \xleftarrow{Q_c} \Delta_Q\right)$.

Воздействия π_{SQ} РЭС *S* на среду *Q* по природе формирования эквивалентны воздействиям π_{OS} среды *Q* на РЭС *S*, т. е.

$$\pi_{SQ}^+ \sim \pi_{QS}^- : \left(\Delta_Q \stackrel{Q_c}{\leftarrow} \Delta_S \right);$$

$$\pi_{SQ}^{-} \sim \pi_{QS}^{+} : \left(\Delta_{Q} \xrightarrow{Q_{c}} \Delta_{S} \right);$$

$$\pi_{SQ}^{\pm} \sim \pi_{QS}^{\pm} : \left(\Delta_{Q} \xleftarrow{Q_{c}} \Delta_{S} \right).$$

Если принять, что $Q_c \neq \emptyset$ и $\Delta_Q \neq \emptyset$ являются влиянием β_Q среды Q на РЭС, то справедлива запись [2]: $\Delta_S \rightarrow \beta_O \rightarrow \pi_{SO}$.

Аналогичным образом получим логическую цепочку формирования воздействия среды Q на РЭС S: $\Delta_O \rightarrow \beta_S \rightarrow \pi_{OS}$, где $\beta_S : [(Q_c \neq \emptyset) \lor (\Delta_S \neq \emptyset)].$

Полученные логические цепочки наглядно представляют процесс формирования воздействий π_{SQ}

и п_О в РЧ-спектре.

Структурно-логическое представление. С учетом изложенного процесс функционирования, например активно-пассивных РЭС *S*, можно описать в следующем виде [3]:

– первично РЭС формирует в РЧ-спектре действие Δ_S , направленное на излучение радиоволн y_S ($\Delta_S : y_S$);

– при наличии в РЧ-спектре влияния β_Q среды Q часть действия $\Delta_S : y_S$ трансформируется в воздействие Π_{SQ} , радиоволны y'_S которого являются радиоволнами x'_Q , принимаемыми средой Q, т. е. $\Pi_{SQ} : y'_S = x'_Q$;

– в соответствии с принимаемыми радиоволнами x'_Q среда Q излучает собственные радиоволны y_Q , которые являются ее реакцией $\operatorname{Re}(Q)$ на воздействие π_{SQ} РЭС S, т. е. $y_Q = \operatorname{Re}(Q) : \pi_{SQ}$;

– излучение средой Q радиоволн y_Q характеризует в РЧ-спектре ее действие $\Delta_Q : \Delta_Q : y_Q;$

– при наличии в РЧ-спектре влияния β_S объекта *S* часть действия $\Delta_Q : y_Q$ трансформируется в воздействие π_{SQ} , радиоволны y'_Q которого являются радиоволнами x'_S , принимаемыми РЭС *S*, т. е. $\pi_{QS} : (y'_Q = x'_S)$.

Схематично это можно представить в виде

$$\Delta_{S}: y_{S} \to \beta_{Q} \to \pi_{SQ}: (y'_{S} = x'_{Q}) \to$$
$$\to \langle y_{Q} = \operatorname{Re}(Q): \pi_{SQ} \rangle \to$$
$$\to \Delta_{Q}: y_{Q} \to \beta_{S} \to \pi_{QS}: (y'_{Q} = x'_{S}).$$

Аналогичным образом можно представить процесс функционирования [2], [3]:

- пассивно-активных РЭС:

$$\Delta_Q : y_Q \to \beta_S \to \pi_{QS} : (y'_Q = x'_S) \to \\ \to \langle y_S = \operatorname{Re}(S) : \pi_{QS} \rangle \to \\ \to \Delta_S : y_S \to \beta_Q \to \pi_{SQ} : y'_S = x'_Q;$$

активно-адаптивных РЭС:

$$\Delta_{S}: y_{S} \to \beta_{Q} \to \pi_{SQ}: (y'_{S} = x'_{Q}) \to \\ \to \langle y_{Q} = \operatorname{Re}(Q): \pi_{SQ} \rangle \to \\ \to \Delta_{Q}: y_{Q} \to \beta_{S} \to \pi_{QS}: (y'_{Q} = x'_{S}) \to \\ \to \langle y_{S} = \operatorname{Re}(S): \pi_{QS} \rangle;$$

- пассивно-адаптивных РЭС:

$$\Delta_{Q}: y_{Q} \to \beta_{S} \to \pi_{QS}: (y'_{Q} = x'_{S}) \to \\ \to \langle y_{S} = \operatorname{Re}(S): \pi_{QS} \rangle \to \\ \to \Delta_{S}: y_{S} \to \beta_{Q} \to \pi_{SQ}: (y'_{S} = x'_{Q}) \to \\ \to \langle y_{Q} = \operatorname{Re}(Q): \pi_{SQ} \rangle,$$

где $x'_S \subseteq x_S; y'_S \subseteq y_S; x'_Q \subseteq x_Q$ и $y'_Q \subseteq y_Q$.

В этих структурно-логических схемах в явном виде отсутствует учет ресурсов РЭС. В [4] рассмотрен пример, из которого наглядно видно, что эффективность применения РЭС зависит не только от располагаемых ресурсов, в частности энергетических, но и от возможности реализации объектом функций их перераспределения, в частности излучаемой мощности.

Возможности осуществления РЭС функций выбора, распределения и перераспределения ресурсов зависят от заложенных в нем механизмов управляемости. Для построения структурно-логических схем функционирования эрготехнических РЭС, учитывающих операторскую деятельность, рассмотрим отдельно механизмы их управляемости.

Описание механизмов управляемости. Как определено в [4], формирование РЧ-воздействия Π_{SQ} зависят от множества располагаемых РЭС *S* ресурсов $R_S = \{f_S, t_S, W_S, \xi_S\}$, где $f_S -$ РЧ-ресурсы (первообразные множества РЧ-связанности $Q_c = \{Q_{cj}\} \neq \emptyset$); t_S , W_S и ξ_S – временны́е, энергетические и пространственные ресурсы соответственно (первообразные множества действия $\Delta_S \neq \emptyset$).

Ресурсы *R_S*, которыми располагают РЭС *S*, могут характеризоваться следующими параметрами [2]: f_S — рабочей радиочастотой f_{S0} , РЧ-диапазоном Δf_S , полосой пропускания ΔF_S и т. п.;

 t_S — моментом времени f_{S0} , возникновения действия Δ_S , длительностью τ_S и периодичностью T_S действия Δ_S и т. п.;

 W_S – энергией E_S , затрачиваемой на формирование действия Δ_S , средней мощностью p_S , импульсной мощностью p_{Si} , коэффициентом полезного действия η_S и т. п.;

 ξ_S — шириной распространения (проникновения) $\Delta \theta_S$ и $\Delta \Phi_S$ действия Δ_S в азимутальной и угломестной плоскостях соответственно, азимутом θ_S и углом места Φ_S распространения максимума действия Δ_S , пространственной поляризацией γ_S действия Δ_S и т. п.

Располагаемые ресурсы *R_S* определяют потенциальные возможности применения РЭС.

Известно [2], что РЭС *S* при воздействии π_{QS} на него среды *Q* может формировать в РЧ-спектре реакцию Re(*S*) в виде ответных действий:

$$\Delta_S = \operatorname{Re}(S) : \pi_{OS}$$

Реакция Re(S) может быть управляемой и неуправляемой.

В свою очередь, РЭС *S* можно представить в виде [2] $S \subset \pi_{QS} \times \Delta_S$, $\Delta_S = \text{Re}(S): (\pi_{QS}, C_S)$ ("×" – символ декартового произведения множеств) или $\pi_{QS} \to C_S \to \Delta_S$, где C_S – множество состояний *S*.

Если $C_S \neq C_S(\pi_{QS})$, то *S* является условно управляемым в РЧ-спектре. Управление заключается в адаптации его действий Δ_S на воздействия π_{OS} без изменения C_S :

$$\Delta_S \to \beta_Q \to \pi_{SQ} \to \Delta_Q =$$

= Re(Q): $\pi_{SQ} \to \beta_S \to \pi_{QS} \to C_S$,

Если $C_S = C_S(\pi_{QS})$, то *S* является безусловно управляемым в РЧ-спектре, а управление заключается в изменении состояния C_S на воздействия π_{QS} : $\pi_{SQ} \to C_S(\pi_{SQ}) \to \Delta_S$.

Объект *S* может быть комплексно управляемым в РЧ-спектре, т. е. для одной части элементов множества $C_S = C_S(\pi_{QS})$, а для другой части – $C_S \neq C_S(\pi_{QS})$:

$$\Delta_S \to \beta_Q \to \pi_{SQ} \to \Delta_Q =$$
$$= \operatorname{Re}(Q) : \pi_{SQ} \to \beta_S \to \pi_{QS} \to C_S(\pi_{QS})$$

Необходимо отметить, что помимо внешней управляемости (по радиоканалам) РЭС *S* он может быть внутренне управляемым (по электрическим цепям).

Внутренняя управляемость состоит в изменении состояния C_S РЭС S в зависимости от текущей полезности q_S его функционирования и желаемого результата P_S для сложившихся РЧ-условий.

Известно [4], что полезность функционирования РЭС *S* можно представить в виде

$$q_S = q_S (\pi_{QS}, \Delta_S).$$

Если текущая величина функции полезности РЭС *S* отличается от желаемого результата P_S , то необходимо сформировать такое управляющее воздействие δ_S на состояние C_S , при котором $q_S \rightarrow P_S$, т. е. $\delta_S(C_S): q_S \rightarrow P_S$ или $\delta_S = F(q_S - P_S)$, где F – функционал.

В свою очередь, состояние C_S зависит от располагаемых ресурсов R_S [1]: $C_S = \text{Re}(S): R_S$.

Поэтому управляющее воздействие δ_S заключается в выборе и распределении (перераспределении) располагаемого ресурса R_S . С учетом этого процедура внутреннего управления РЭС *S*, направленная на формирование в РЧ-спектре его действия Δ_S в соответствии с воздействиями

 Π_{OS} среды Q, может быть представлена как

$$\pi_{QS} \to \delta_S = F(q_S - P_S) \to R_S \to C_S \to \Delta_S.$$

Процедура внутреннего управления РЭС S может быть организационной и неорганизационной [2]. Организационное управление РЭС S_0 заключается в выборе и распределении (перераспределении) располагаемого ресурса R_S непосредственно человеком-оператором. Эти действия направлены на минимизацию невязки между действительной полезностью q_S и желаемым результатом P_S функционирования объекта и реализуются оператором с помощью органов управления.

Неорганизационное управление РЭС S_{н.о} – это автоматическое управление располагаемыми

ресурсами R_S , выполняемое без участия оператора на основании действий, которые по отношению к объекту являются внутренними.

Как правило, в РЭС *S* имеется сочетание организованного и неорганизованного управлений. Такое сочетание уместно называть частично организованным управлением. Введенные понятия эквивалентны следующим понятиям существующей классификации управления РЭС [3]:

ручное управление – организационное управление объекта;

автоматическое управление – неорганизационное управление объекта;

автоматизированное (полуавтоматическое) управление – сочетание организационного и неорганизационного управлений объекта.

В зависимости от реализации указанных типов управления выделяются две группы РЭС:

эрготехнические $(S_{\mathfrak{P}})$ – объекты, ресурсами R_S которых полностью либо частично управляет человек-оператор;

технические (S_T) – объекты, в которых управление их ресурсами R_S производится на техническом уровне без участия человека.

Эрготехнические РЭС S_3 в сочетании или без сочетания с техническими РЭС S_T могут образовывать эрготехнические радиоэлектронные объекты SS_3 более высокого уровня через их внешние действия, характеризуемые либо общностью R_f РЧ-спектра, либо общностью электрических соединений R_c , либо обеими указанными общностями совместно [2]:

$$SS_{\mathfrak{Z}} = \begin{bmatrix} \bigcup (S_{\mathfrak{Z}}, S_{\mathsf{T}}) \end{bmatrix} \lor \begin{bmatrix} \bigcup (S_{\mathfrak{Z}}, S_{\mathsf{T}}) \end{bmatrix} \lor \\ \lor \begin{bmatrix} \bigcup (S_{\mathfrak{Z}}, S_{\mathsf{T}}) \end{bmatrix}$$
$$\lor \begin{bmatrix} \bigcup (S_{\mathfrak{Z}}, S_{\mathsf{T}}) \end{bmatrix}.$$

Так, в частности, реализуются системы дистанционного управления техническими объектами с помощью эрготехнических объектов на основании использования радиолиний и электрических цепей.

В свою очередь, совокупность эрготехнических радиоэлектронных объектов в сочетании либо без сочетания с эрготехническими и (или) техническими РЭС могут образовывать эрготехнические радиоэлектронные комплексы (РЭК) KS_3 – системы еще более высокого уровня через внешние действия, аналогичные воздействиям в эрготехнической системе:

$$KS_{\mathfrak{H}} = \begin{bmatrix} \bigcup (SS_{\mathfrak{H}}, S_{\mathfrak{H}}, S_{\mathfrak{H}}) \end{bmatrix} \lor$$
$$\lor \begin{bmatrix} \bigcup (SS_{\mathfrak{H}}, S_{\mathfrak{H}}, S_{\mathfrak{H}}) \end{bmatrix} \lor \begin{bmatrix} \bigcup (SS_{\mathfrak{H}}, S_{\mathfrak{H}}, S_{\mathfrak{H}}) \end{bmatrix}$$

Так, например, реализуются наземные радиолокационные комплексы, сочетающие в себе эрготехнические радиолокационные системы (РЛС), работающие на различных принципах и иногда в различных диапазонах радиочастот, но имеющие общность электрических соединений, в частности РЛС обнаружения, РЛС опознавания и РЛС сопровождения целей.

На следующем уровне объединения совокупность эрготехнических РЭК в сочетании или без сочетания с эрготехническими и (или) техническими системами и объектами могут образовывать комплексы более высокого уровня – эрготехнические интегрированные РЭК:

$$IS_{\mathfrak{I}} = \left[\bigcup_{R_{f}} (KS_{\mathfrak{I}}, SS_{\mathfrak{I}}, S_{\mathfrak{I}}, S_{\mathfrak{I}}) \right] \lor$$
$$\lor \left[\bigcup_{R_{c}} (KS_{\mathfrak{I}}, SS_{\mathfrak{I}}, S_{\mathfrak{I}}, S_{\mathfrak{I}}) \right] \lor$$
$$\lor \left[\bigcup_{R_{f} \land R_{c}} (KS_{\mathfrak{I}}, SS_{\mathfrak{I}}, S_{\mathfrak{I}}, S_{\mathfrak{I}}, S_{\mathfrak{I}}) \right].$$

Характерным примером *IS*_э является РЭК управления воздушными судами (BC), сочетающий в себе эрготехнические РЭС, имеющие различное функциональное предназначение, например:

 – радиолокационную систему для обнаружения, опознавания, сопровождения цели, выдачи целеуказаний;

 – систему радиосвязи для обеспечения радиосвязи с наземными объектами и с другими ВС;

 навигационно-пилотажный комплекс для определения траекторных параметров полета ВС и управления его местоположением, в частности при решении задач межсамолетной навигации.

Как радиоэлектронная система, так и РЭК, а значит, и интегрированный РЭК, в свой состав помимо РЭС могут включать нерадиотехнические средства, которые либо резервируют РЭС, но с более низкой точностью определяют необходимые параметры, либо обеспечивают те параметры, которые не могут быть определены с помощью РЭС.

В связи с тем, что основой построения эрготехнических систем различного уровня интеграции, обусловленных общностью R_f РЧ-спектра и общностью R_c электрических соединений, являются эрготехнические РЭС, а их функционирование напрямую зависит от подготовленности человека к управлению ими в интересах достижения желаемого результата P_S , целесообразно рассмотреть условия взаимодействия конкретного РЭС со средой. При этом часть элементов среды в условиях общности либо РЧ-спектра R_f , либо электрических соединений R_c , либо при сочетании первых и последних с конкретным объектом могут образовывать эрготехнические системы более высокого уровня.

Поэтому в дальнейшем будем рассматривать эрготехнические РЭС, в которых в зависимости от условий взаимодействия объекта со средой человек, выполняющий функции оператора, может осуществлять помимо гибкого выбора и распределения ресурсов объектов и их перераспределение.

Примем, что взаимодействие оператора с РЭС происходит на основании анализа информационно-управляющего поля $\Xi = \{\Xi_k\}$ и совершения некоторой совокупности сенсорных действий $D = \{D_i\}$, являющейся операцией по использованию органов управления (ОУ) объекта, направленной на достижение поставленной перед объектом цели (желаемого результата P_S) (рис. 1).

Информационно-управляющее поле $\Xi = \{\Xi_k\}$ включает:

– информацию Ξ_q о полезности функционирования объекта q_S , которая в специальном виде отражается на средствах индикации (СИ);

– информацию Ξ_D о состоянии $C_S = \{C_{Sp}\}$ (режимы и параметры функционирования) объекта, которая определяется положением органов управления и вспомогательной индикацией.

Информация Ξ_P , характеризующая желаемый результат P_S , в процессе тренировок фиксируется в памяти операторов в виде перцептивных зрительных (сенсорных) [5] и моторных об-



разов Ψ_S по отработанным типовым ситуациям Ω_S , соответствующим заданным условиям функционирования (Δ_S, Δ_O) и предписанным операциям применения РЭС D_S. При попадании оператора в какую-либо ранее отработанную ситуацию $\Omega_{Sm} \in \Omega_S$, отождествляемую информационно-управляющим полем Ξ, из его памяти воспроизводятся перцептивные образы $\Psi_{Sm} \in \Psi_S$. Согласно прецептивным образам Ψ_{Sm} , соответствующим предписанным операциям применения РЭС $D_{Sm} \in D_S$, оператор выполняет доведенные за время тренировок до автоматизма действия D (навыки), направленные на достижение желаемого (известного) результата P_S. Сами действия D в конечном итоге должны способствовать переходу $\Xi_q \rightarrow \Xi_P$, T. e. $q_S \rightarrow P_S$.

.....

Успех достижения желаемого результата Р_S определяется уровнем подготовленности оператора. Если оператор попадает в ранее им не отработанную ситуацию $\Omega_{Sn} \notin \Omega_S$, то из его памяти воспроизводятся наиболее сходные для этой ситуации варианты перцептивных образов $\{\Psi_{Sm}\},\$ на основании которых он либо выбирает конкретный вариант действия $\Psi_{Sm} \in \Psi_S$, либо синтезирует новый вариант $\Psi_{S\Sigma} \notin \Psi_S$. При этом нет гарантии, что выбранный Ψ_{Sm} или синтезируемый $\Psi_{S\Sigma}$ оператором вариант перцептивных образов будет соответствовать желаемому результату Р_S. Очевидно, что некоторую гарантию можно обеспечить лишь в процессе тренировок операторов по отработке ситуации Ω_{Sn} . В свою очередь, в соответствии с рис. 1 реализация операции D обеспечивает множество управлений $U_D = \{U_{Dk}\}$ множеством состояний объекта $C_S = \{C_{Sp}\}$, которое зависит от ресурсов объекта $R_S = \{R_{Sl}\}$ и определяет множество $\Delta_S = \{\Delta_{Si}\}$ РЧ-действий объекта в ответ на множество $\Delta_Q = \left\{ \Delta_{Q_j} \right\}$ РЧ-действий среды.

Заметим, что в описанном представлении РЭС не учитываются следующие важные факторы:

– сопутствующие условия функционирования РЭС *S*, вызванные общностью РЧ-спектра R_f с элементами среды *O*;

– достаточные условия функционирования объекта *S*, вызванные его ресурсами *R*_S.



Ресурсы R_S обеспечивают как формирование

РЧ-действий Δ_S , так и формирование информационных потоков Ξ , на основании анализа которых оператор производит операции D по воздействию на органы управления объекта S [5]. С учетом этого функционирование, например адаптивно-пассивного эрготехнического РЭС, можно описать в следующем виде [5]:

– для автоматизированного режима ($\delta_S \neq \emptyset$, $U_S \neq \emptyset$):

$$\pi_{QS} \to \delta_{S} = F(q_{S} - P_{S}) \lor (\wedge) \Xi \to$$

$$\to \langle \Psi_{S} \rangle \to D \to U_{D} \to$$

$$\to \lor (\wedge) R_{S} \to C_{S} \to \Delta_{S} \to \beta_{SQ} \to \pi_{SQ} \to$$

$$\to \langle \Delta_{Q} = \operatorname{Re}(Q) : \pi_{SQ} \rangle \to \beta_{QS} \to \pi_{QS};$$
(1)

– для ручного режима ($\delta_S = \emptyset, U_S \neq \emptyset$):

$$\pi_{QS} \to q_S \to \Xi \to \langle \Psi_S \rangle \to$$

$$\to D \to U_D \to R_S \to \to C \ _S \to \Delta_S \to$$

$$\to \beta_{SQ} \to \pi_{SQ} \to \langle \Delta_Q = \operatorname{Re}(Q) : \pi_{SQ} \rangle \to$$

$$\to \beta_{OS} \to \pi_{OS}. \tag{2}$$

Такое описание соответствует обобщенной структуре эрготехнического РЭС *S* (рис. 2).

Функционирование автоматического РЭС *S* $(\delta_S \neq \emptyset, U_S = \emptyset)$ имеет следующее представление:

$$\begin{aligned} \pi_{QS} \to \delta_{S} &= F(q_{S} - P_{S}) \to R_{S} \to \\ \to C_{S} \to \Delta_{S} \to \beta_{SQ} \to \pi_{SQ} \to \\ \to \left\langle \Delta_{Q} = \operatorname{Re}(Q) : \pi_{SQ} \right\rangle \to \beta_{QS} \to \pi_{QS}. \end{aligned}$$

Аналогичным образом строятся структурно-логические модели функционирования других типов РЭС.

Разработанное в настоящей статье описание функционирования РЭС позволяет наглядно представлять процессы управления РЧ-взаимодействием со средой. Структурно-логические модели (1) и (2) определяют прямую задачу по регулированию РЧ-условий функционирования РЭС за счет выполнения операторами предписанных операций *D* в соответствии с ранее сформированными у них перцептивными образами. Для определения содержательного компонента учебных упражнений необходимо решение обратной задачи: формирование предписанных операций D в соответствии с РЧ-условиями функционирования и с ресурсными возможностями РЭС. При этом следует учитывать не только возможные стратегии действий РЭС D'_{S} и действий среды D'_{O} , но также целевую ориентацию и взаимное влияние операций. Необходимо отметить, что в зависимости от целевой ориентации операций РЭС и элементы среды могут быть дружественными, антагонистическими и независимыми, а в соответствии со взаимным влиянием могут находиться в сотрудничестве, в конфликте и в безразличии. Однако отсутствие единых подходов в представлении отношений операций не позволяет найти универсальное решение рассматриваемой обратной задачи, а значит, сформировать метод защиты содержательного компонента учебных упражнений от конфликта применения РЭС, инвариантный к их целевому и функциональному предназначениям.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Потапов А. Н. Автоматизация тренажной подготовки операторов радиоэлектронных объектов управления воздушным движением. Воронеж: Изд-во ВАИУ, 2010. 136 с.

2. Дикарев В. А., Потапов А. Н., Султанов Р. В. Обеспечение качества применения компьютерных систем тренажа. Балашов: Изд-во "Николаев", 2002. 89 с. Дикарев В. А., Потапов А. Н. Особенности профессиональной подготовки космонавтов при использовании компьютерных систем тренажа // XXXIV Научные чтения, посвященные разработке творческого наследия
 К. Э. Циолковского, Калуга, 14–16 сент. 1999 г.: тез. докл.
 М: ИИЕТ РАН, 1999. С.181–187. Проектирование и технология радиоэлектронных средств

4. Потапов А. Н., Сысоев Е. С. Особенности функционирования эргатических радиоэлектронных средств управления воздушным движением // Научные чтения им. А. С. Попова: сб. ст. региональной науч.-практ. конф. курсантов, студентов, молодых ученых, Воронеж, 16 окт. 2012 г. / ВУНЦ ВВС "ВВА". Воронеж, 2012. С. 38–42. 5. Потапов А. Н. К вопросу разрешения конфликтов в практической подготовке лиц группы руководства полетами // Теория конфликта и ее приложение: материалы I Всерос. науч.-техн. конф., Воронеж, 26-29 июня 2000 г. / ВГТА. Воронеж, 2000. С. 24–27.

A. N. Potapov

Air Force Academy n. a. Professor N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin (Voronezh)

Generalized Formalization Related Signs of Functioning Ergo Technical Information Electronic Systems on the Basis of Their Structural and Logical Models

Performed a generalized formalization related signs of functioning ergo technical information radio electronic systems (RES), which allows to solve the problem of unified description of the functioning of the RES, with invariance to their substantive appointment. The possibility of implementation of the RES functions selection, allocation and reallocation of resources depend on its inherent mechanisms of control. On the basis of a unified approach to the representation of the RECs, as well as given their handling, refined structural and logical description of ergo technical RES.

Radio-electronic system, structural-logic, control, model, radio conditions, interference, automated

Статья поступила в редакцию 8 февраля 2016 г.

УДК 621.372.55

Ю. М. Иншаков Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) А. В. Белов Институт экспериментальной медицины (Санкт-Петербург)

Перестраиваемый активный RC-фазовый контур

Рассмотрена реализация схемы активного RC-фазового контура второго порядка с независимой перестройкой частоты и добротности. Частота фазового контура перестраивается в девять раз с помощью одного потенциометра при постоянстве крутизны фазочастотной характеристики и единичном значении коэффициента передачи в рабочем диапазоне частот.

Активный RC-фазовый контур, независимая перестройка частоты и добротности

При разработке современной аппаратуры связи, а также систем автоматического регулирования, возникает необходимость применения перестраиваемых активных фазовых *RC*-корректоров, поскольку коррекция фазовых искажений, например в системах связи, относится к эффективным и в то же время к сравнительно простым средствам повышения их качественных и количественных показателей [1]. Фазовые искажения, вносимые каналами связи и амплитудными корректорами, можно скорректировать с помощью перестраиваемых фазовых контуров (ФК). Вопросам их проектирования уделено внимание в [1]–[3]. Регулировка по частоте фильтров второго порядка при сохранении постоянства добротности обычно возможна при одновременном синхронном изменении двух частотозадающих элементов, как правило, резисторов. С помощью одного регулируемого резистивного элемента перестройка возможна в небольшом диапазоне частот и при изменении добротности.

Целью настоящей статьи является рассмотрение вопросов синтеза активного *RC* ФК с независимой перестройкой в широких пределах частот нулей, полюсов и его добротности. Синтез передаточной функции (ПФ) ФК осуществляется использованием дополнительного топологического преобразования исходной схемы инвертирующего перестраиваемого активного полосового *RC*-фильтра, описанного в [4].

Схема активного ФК получена на основе дополнительного топологического преобразования схемы перестраиваемого активного полосового RC-фильтра, описанного в [4]. Дополнительное топологическое преобразование [5] заключается в переносе в исходной схеме (рис. 1, а) общего провода ("земли" сигнала) по источнику входного напряжения $U_1(s)$ при сохранении выходного вывода 3 (рис. 1, б). Для преобразования ПФ инвертирующего полосового RC-фильтра $H_1(s)$ в фазовый контур с ПФ $H_2(s)$ необходимо, чтобы полосовой фильтр был неинвертирующим и его коэффициент передачи на резонансной частоте должен быть равен 2. Инвертор на операционном усилителе У4 (рис. 1, б) с коэффициентом передачи по напряжению "-2" обеспечивает выполнение этих условий при выборе $R_9 = 2R_8$. В этом случае дополнительное топологическое преобразование имеет вид $2H_1(s) + H_2(s) = 1$.



Отсюда передаточная функция ФК

$$H_2(s) = 1 - 2H_1(s). \tag{1}$$

ПФ исходного полосового инвертирующего активного *RC*-фильтра $H_1(s)$ (рис. 1, *a*) имеет вид [4]

$$H_1(s) = -\frac{sh_m\omega_0/Q}{s^2 + s\omega_0/Q + \omega_0^2},$$
 (2)

где h_m – коэффициент передачи полосового фильтра на резонансной частоте ω_0 ; Q – добротность фильтра.

Подставив (2) в (1) при $h_m = 2$, получим ПФ $H_2(s)$ активного ФК (рис. 1, δ):

$$H_{2}(s) = 1 - \frac{sh_{m}\omega_{0}/Q}{s^{2} + s\omega_{0}/Q + \omega_{0}^{2}} =$$

$$= \frac{s^{2} + s(1 - h_{m})\omega_{0}/Q + \omega_{0}^{2}}{s^{2} + s\omega_{0}/Q + \omega_{0}^{2}}\Big|_{h_{m}=2} =$$

$$= \frac{s^{2} - s\omega_{0}/Q + \omega_{0}^{2}}{s^{2} + s\omega_{0}/Q + \omega_{0}^{2}}.$$
(3)

Из (3) следует, что при выполненном топологическом преобразовании исходной схемы полосового фильтра частота и добротность ФК соответствуют частоте полосового фильтра и его добротности. Схема активного RC ФК после дополнительного топологического преобразования приведена на рис. 2. Схема содержит кольцо из пассивных элементов: резисторов R5 и R7, конденсаторов C1 и C2, а также потенциометра R3. Потенциометр R3 используется для перестройки частоты ФК в широких пределах. Резистор R1, подключенный к движку потенциометра R3, обеспе-



чивает стабильность добротности при перестройке ФК по частоте. Добротность ФК регулируется переменным резистором *R*4.

В полученной схеме активного ФК примем равными сопротивления резисторов $R_2 = R_6 = R$ и емкости конденсаторов $C_1 = C_2 = C$. Тогда, используя результаты анализа ПФ полосового фильтра, произведенные в [4], запишем формулы для одинаковых частот нулей и полюсов $\omega_n = \omega_p = \omega_0$ и добротности Q ФК:

$$\omega_{0} = \left[\frac{1}{(RC)}\right] \sqrt{\beta/(1-\beta)};$$

$$Q = \sqrt{\beta(1-\beta)} / \left\{ K_{Q} \left[1 + \lambda\beta(1-\beta)\right] \right\},$$
(4)

где β – коэффициент перестройки частоты $\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi/T_0$ ФК; K_Q – коэффициент добротности схемы; λ – параметр, характеризующий постоянство добротности при перестройке частоты.

Коэффициент перестройки β задается соотношением между сопротивлениями плеч резистора $R3 (R_3 = R_{31} + R_{32})$ (см. рис. 2):

$$R_{31} = (1 - \beta)R_3; \ R_{32} = \beta R_3.$$
 (5)

Параметр λ определяется соотношением сопротивлений:

$$\lambda = R_3 / R_1 \,. \tag{6}$$

Коэффициент добротности K_Q определяется как коэффициент передачи резистивного делителя напряжения, одно плечо которого является параллельным соединением R2 и R4, а второе – резистором R6:

$$K_Q = G_6 / (G_2 + G_4 + G_6),$$
 (7)

где $G_6 = 1/R_6$; $G_2 = 1/R_2$; $G_4 = 1/R_4$ – проводимости резисторов.

Рассмотрим соотношения между параметрами элементов схемы ФК (см. рис. 2), обеспечивающие независимость перестройки ФК по частоте и по добротности (4) в широких пределах.

Из (4)–(7) следует, что параметры ω_0 , Q можно независимо регулировать за счет изменения параметров β и K_Q . Проанализируем возможность перестройки частот нулей и полюсов ФК ω_0 в широких пределах при сохранении неизменной его добротности Q. Регулирование добротности ФК при изменении параметра K_Q осуществляется с помощью переменного резистора R4, который вклю-



чен в делитель напряжения на резисторах R2, R4, R6, определяющий глубину отрицательной обратной связи. При уменьшении сопротивления R_4 глубина местной обратной связи уменьшается, при этом уменьшается коэффициент K_Q (7) и увеличивается добротность Q. Зависимость добротности Q (4) от коэффициента K_Q (7) при $\beta = 0.5$, $\lambda = 6$ (рис. 3, *a*) иллюстрирует возможность ее регулирования в широких пределах.

Частота ФК ω_0 перестраивается с помощью потенциометра *R*3. При перемещении его движка к выходу усилителя У1 эта частота уменьшается, при перемещении в противоположном направлении – увеличивается (4). При изменении параметра β пределах 0.1...0.9 нормированная частота $\omega_0 T$ изменяется в девять раз (рис. 3, δ).

Изменения нормированного значения добротности QK_Q при перестройке частоты представлены на рис. 4 для различных значений λ . При $R_1 \rightarrow \infty$ (отсутствие резистора R1) коэффициент $\lambda = 0$, добротность максимальна во всем диапазоне перестройки, однако изменяется в наибольшей степени. Значение $\lambda = 6$ оптимально для обеспечения постоянства добротности. При этом значении в диапазоне перестройки в девять раз $(0.1 \le \beta \le 0.9)$ добротность изменяется приблизительно на ± 2 %. Необходимо отметить, что стабильность добротности получена за счет ее уменьшения в 2.5 раза по сравнению с максимальной при $\lambda = 0$ (рис. 4).





Исследуем фазочастотную характеристику (ФЧХ) ФК, выражение для которой найдем из (3):

$$\varphi_{\Phi K}(\omega) = -2 \operatorname{arctg}\left(\frac{\omega \omega_0 / Q}{\omega_0^2 - \omega^2}\right). \tag{8}$$

На рис. 5 показаны ФЧХ ФК при добротности Q = 1.2 (сплошные линии) и Q = 2.6 (штриховые линии) и при следующих параметрах элементов схемы (см. рис. 2):

$$R_1 = 16$$
 кОм; $R_2 = R_3 = R_5 = R_6 = R_7 =$
= $R_8 = 100$ кОм; $R_4 = 16$ кОм (при $Q = 1.2$)
и 8.8 кОм (при $Q = 2.6$); $R_1 = 200$ кОм;
 $C_1 = C_2 = 16$ нФ.

Перестройка осуществлялась с помощью потенциометра R3. Представленные характеристики подтверждают девятикратное изменение частоты $(f_1 = 0.333f_0, f_2 = 3f_0)$ при изменении β в пределах 0.1...0.9. При этом добротность во всем диапазоне перестройки частоты сохранялась практически постоянной.



Определим групповое время запаздывания (ГВЗ) сигналов при прохождении через ФК как производную от ФЧХ (8):

$$t_{\Gamma B3}(\omega) = \frac{d\left|\varphi_{\Phi K}(\omega)\right|}{d\omega} = \frac{Q(1+\Omega^2)}{\pi f_0 \left[\Omega^2 + Q^2 (1-\Omega^2)^2\right]}, \quad (9)$$

где $\Omega = \omega/\omega_0$ – нормированная частота.

На рис. 6 показаны зависимости ГВЗ ФК при добротности Q = 2.6. ГВЗ сигналов существенно зависит от частоты. Его максимальные значения, как следует из (9), соответствуют частоте $f = f_0$ $(\Omega = 1)$: $t_{\text{max}} = t_{\Gamma \text{B3}}(f_0) = 2Q/(\pi f_0)$.

Преимуществом предложенной схемы активного RC ФК является возможность независимой перестройки частоты и добротности в широких пределах. Следует отметить, что для реализации постоянства добротности при перестройке необходимо ограничить диапазон последней. Для этого в схеме (см. рис. 2) необходимо с обеих сторон потенциометра R_3 включить два одинаковых ограничительных резистора $R_{orp} = R_3/8$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кисель В. А. Аналоговые и цифровые корректоры: справочник. М.: Радио и связь, 1986. 184 с.

2. Авраменко В. Л., Галямичев Ю. П., Ланнэ А. А. Электрические линии задержки и фазовращатели: справ. / под ред. А. Ф. Белецкого М.: Связь, 1973. 184 с.

3. Пат. RU 2019027 C1 MGR5 H03H11/16. Активный RC-фазовый контур / С. В. Гришин, С. Г. Крутчинский. Опубл. 30.08.1994.

Y. M. Inshakov

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

A. V. Belov

Institute of Experimental Medicine (Saint Petersburg)

Tunable Active RC All Pass Filter

An implementation scheme for active RC all pass filter of the second order with independent frequency and Q-factor tuning is considered. The frequency of the all pass filter is rebuilt nine times with a single potentiometer with a constant phase-frequency characteristics slope and unitary value of the transmission coefficient in the operating frequency range.

Active RC All Pass Filter, Independent Frequency and Q-factor Tuning

Статья поступила в редакцию 26 мая 2016 г.

 Иншаков Ю. М., Белов А. В. Перестраиваемый полосовой активный RC-фильтр // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. Вып. 2. С. 66–70.

5. Hilberman D. Input and Ground as Complements in Active Filters *II* IEEE Trans. on Comp. Technol. 1973. Vol. CT-20, № 2. P. 540–547. УДК 621.3.082.52

П.В.Столбов,В.И.Сиротинин Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им.В.И.Ульянова (Ленина) А.В.Воронин ООО "МСД-Холдинг" (Санкт-Петербург)

Матричная камера в составе телевизионной системы для обнаружения контактного провода

Представлен способ повышения эффективности работы системы обнаружения контактного провода модернизацией аппаратных и программных элементов системы. Приведены обоснование выбора новой элементной базы, а также разработки нового программного обеспечения. Представлены функциональная схема камеры на основе высокоскоростного протокола передачи видеоданных "Camera Link", а также алгоритм захвата изображения с матричного сенсора.

Матричный сенсор, ЛПЗС, стереотелевизионная система, захват и обработка видеоизображения, высокоскоростные камеры, системы обнаружения, "Camera Link"

Одним из способов контроля инфраструктуры контактных сетей железных дорог является использование специального вагона–лаборатории испытаний контактной сети (ВЛИКС), который регулярно объезжает главные пути электрифицированных железнодорожных магистралей. Для обнаружения и бесконтактного измерения положения (высота, смещение) контактного провода (КП) в составе ВЛИКС используется телевизионная система (TC). Структурная схема TC (рис. 1) включает в себя:

 – три телевизионные камеры К0, К1, К2 на линейных приборах с зарядовой связью (ЛПЗС) со



встроенными микропроцессорными контроллерами управления фотоприемником;

 – четырехканальный мультиплексор сигналов от телевизионных камер, обеспечивающий их связь микропроцессорным контроллером, помещенным на системную шину процессорного блока ЭВМ рабочего места оператора;

 – микропроцессорный контроллер на системной шине ЭВМ, предназначенный для обработки информации, получаемой от телевизионных камер;

 – светодиодный осветитель КП, включающий в себя блок светодиодов и драйвер для программного управления освещением.

В основу работы ТС положен принцип определения КП в пространстве (рис. 1), основанный на измерении углового положения объекта (углов визирования α и β) относительно осей оптических систем двух разнесенных в пространстве на базовое расстояние B/2 телевизионных камер. Поля зрения оптических приемников камер КО, К1, К2 на ЛПЗС ориентированы поперек оси железнодорожного пути и лежат в одной плоскости. Начало лучей визирования КП каждой камерой определяется положением некоторой узловой точки в оптической системе камеры. Узловые точки камер К1 и К2 размещаются на базовой линии, расположенной поперек вагона параллельно его полу,

© Столбов П. В., Сиротинин В. И., Воронин А. В., 2016

на расстоянии *B* друг от друга. Узловая точка центральной камеры K0 размещается на той же линии. Как следует из рис. 1, измеренные значения углов визирования KП камерами K1 α и K2 β при известном расстоянии *B* позволяют вычислить высоту *H* контактного провода над базовой линией и смещение *L* его проекции на базовую линию относительно диаметральной плоскости кузова вагона:

$$H = \frac{B}{\operatorname{tg} \alpha + \operatorname{tg} \beta}; \quad L = \frac{H(\operatorname{tg} \alpha - \operatorname{tg} \beta)}{2}$$

Углы визирования α и β в камерах К1 и К2 измеряются при помощи координатно-чувствительных ЛПЗС, установленных в фокальных плоскостях объективов камер. Результатом обработки изображения, поступающего с выхода ЛПЗС, является номер пикселя, соответствующего середине КП, наблюдаемого на фоне неба [1].

В случае одновременного наблюдения в рабочей зоне двух и более объектов (O1, O2, рис. 2) в точках пересечения лучей визирования боковых камер К1 и К2 возникают ложные объекты ЛО1, ЛО2, которые отбрасываются при анализе сигнала от дополнительной центральной камеры К0.

При использовании светочувствительных сенсоров для обнаружения и определения положения КП необходимо выделять соответствующий ему сигнал из совокупности мешающих сигналов, создаваемых внешним фоном. В зависимости от погодных условий и от времени суток в качестве фоновых источников выступают небо, облака, луна, искусственные источники освещения, находящиеся в непосредственной близости от железной дороги. При определенном соотношении мешающих факторов могут создаваться неблагоприятные условия, влияющие на такие показатели эффективности системы измерения (СИ), как точность, скорость и достоверность измерений.



Обнаружение КП достигается за счет их контраста по отношению к фону. В дневное время сигнал от КП имеет меньший уровень по сравнению с фоновыми сигналами (КП темнее фона). В ночное время суток эффективность работы телевизионных камер достигается за счет светодиодного осветителя. КП обычно изготовливают из электролитической меди [2], обладающей высокой отражающей способностью, благодаря чему освещенный КП будет выделяться на фоне темного неба (КП светлее фона).

При наличии кучевых облаков могут возникнуть неблагоприятные условия для функционирования ТС. Фон, на котором обнаруживается КП, содержит множество контрастных участков. При этом за счет большой яркостной разницы между облаками и небом может возникнуть ситуация, при которой сигнал от КП, обнаруживаемый на фоне неба, начнет сливаться с фоновым сигналом. Следовательно, возникают возможности пропуска объекта или ложного обнаружения из-за высокого динамического диапазона вариаций света неба с кучевыми облаками и ограниченного динамического диапазона ЛПЗС.

Такая ситуация может привести к снижению точности измерения положения КП, а также к невозможности его достоверного обнаружения. Необходимо отметить, что при использовании линейных фоточувствительных датчиков, когда обрабатывается лишь одна строка изображения, сложно достичь высокой вероятности правильного обнаружения КП в таких условиях, поскольку сигнал о КП теряется на фоне помех.

Повысить эффективность работы TC позволит применение высокоскоростного матричного сенсора с глобальным затвором. При использовании матричного КМОП-сенсора возможна внутрикадровая обработка изображения – анализ полученных в одном кадре строк для выделения полезного сигнала, что повысит вероятность правильного обнаружения КП. Помимо внутрикадровой обработки, так же, как и в TC с ЛПЗС, будет использоваться и межкадровая обработка. Также эффективность работы TC повысится и за счет более высокого динамического диапазона матрицы по сравнению с используемым ЛПЗС.

Целесообразность разработки TC с матричными камерами в роли координатно-чувствительных элементов должна быть определена, исходя из анализа представленных на рынке матричных камер. Возможные варианты матричных камер на основе КМОП-фотоприемников могут быть следующими: телевизионная камера стандартного разрешения, работающая в стандартном телевизионном режиме с аналоговым выходом;

 телевизионная камера стандартного разрешения, работающая в стандартном телевизионном режиме с цифровым выходом;

– телевизионная камера высокого разрешения с цифровым выходом;

 – телевизионная камера высокого разрешения с цифровым выходом и со встроенной обработкой видеосигнала;

- телевизионная камера низкого разрешения;

- камерные модули.

Деление это несколько условно, так как многие образцы выпускаемых промышленностью КМОП-фотоприемников способны работать в нескольких режимах [3].

Сравнение характеристик велось для камер высокого разрешения с цифровым выходом, а также для камер со встроенными блоками обработки видеосигнала как наиболее подходящих для задачи обнаружения и определения местоположения КП.

В рассмотренных камерах используются высокоскоростные матрицы с регулируемым затвором, программируемым окном интереса (передача только интересующих строк изображения, что повышает скорость работы). Расширение динамического диапазона обеспечивается адаптивной коррекцией свет-сигнальной характеристики, формирующей кусочно-линейный отклик $U_{\rm Bbix}$ в зависимости от накапливаемого при экспозиции числа электронов N_3 (пример дан на рис. 3). Параметры представленных на рисунке сегментов могут изменяться программно.

В камере также присутствуют настраиваемые АЦП с разрядностью 8/10/12 бит на пиксель. Обычно имеются встроенная флеш-память, регулируемая диафрагма объектива, а также возможность автономного использования камеры. В подобных высокоскоростных камерах применяются три основных протокола для связи с персональным



компьютером (ПК): USB3.0; "Gigabit Ethernet" и "Camera Link".

Протоколы USB3.0 и Gigabit Ethernet полностью совместимы с имеющимися технологиями ПК, что снижает стоимость камеры и облегчает конфигурацию оборудования при ее подключении. Недостатком разработанных различными производителями камер, использующих эти протоколы, является отсутствие схем обработки получаемого изображения. В результате для обнаружения КП и определения его местоположения в режиме реального времени предъявляются высокие требования к производительности ПК, так как необходимо обеспечить одновременную обработку потоков данных со скоростью до 350 Мбайт/с с трех цифровых камер.

Протокол "Camera Link" применяется для камер со скоростью передачи данных от 100...800 Мбайт/с. В них присутствуют специальные схемы захвата и обработки изображения – фреймграбберы. Они позволяют реализовать интерфейс "Channel Link", суть которого заключается в управлении работой матрицы, получении последовательных LVDS-данных с матрицы, их десериализации и последующей отправке на встроенные интегральные микросхемы, обеспечивающие необходимую программную обработку и дальнейшее согласование передачи данных с оборудованием ПК [4]. Так, появляется возможность использовать встроенные средства обработки для получения данных о положении КП в режиме реального времени и передавать полученную информацию на ПК.

Существенным недостатком использования фреймграбберов является их стоимость. Стоимость согласующей платы может превышать стоимость самой камеры. Кроме того, для обнаружения КП и использования для этого различных алгоритмов внутрикадровой и межкадровой обработок изображений необходимы разработка специализированного программного обеспечения, а также подготовка получаемой информации к передаче в измерительно-вычислительный комплекс ВЛИКС.

Таким образом, для решения рассматриваемой задачи необходимо разработать матричную камеру с платой приема получаемого от сенсора видеосигнала и со схемами его обработки и получения информации в режиме реального времени, согласованном с работой остальных СИ ВЛИКС, которая будет удовлетворять требованиям скорости и точности измерений. В результате будет обеспечена оптимизация расходов при выборе элементной базы для данной задачи и при разработке программного обеспечения. Для обнаружения КП предусмотрим использование высокоскоростной камеры высокого разрешения с сенсором, разработанным для работы с наиболее высокоскоростным протоколом "Camera Link". Это позволит получать видеоданные с разрешением не менее 2 Мп и с частотой не менее 150 кадр./с, не достигая предельно допустимых значений скорости передачи данных для указанного протокола. Необходимость внешних плат захвата и обработки изображения для этого протокола вписывается в концепцию разработки камеры для определения положения КП.

Функциональная схема (рис. 4) содержит основные блоки разрабатываемой камеры. Матричный сенсор помимо LVDS-каналов передачи видеоизображения имеет синхронные и асинхронные каналы для настройки режима работы и внешнего управления затвором.

Сигнальный процессор осуществляет обработку захваченного изображения и передачу полученной информации на ПК, на котором идут вывод и сохранение результатов. Также он формирует управляющие сигналы для матрицы в соответствии с выбранным режимом работы камеры.

Структура программы обработки сигнала изображений существенно зависит от принятого алгоритма обработки для обнаружения КП, в связи с чем ее описание выходит за рамки настоящей статьи. Однако любая программа предусматривает захват изображения, описанный далее. Необходимо отметить, что разработанный блок захвата изображения для протокола "Camera Link" применим для матричных сенсоров различных производителей при введении в него незначительных изменений (под конкретный сенсор и конкретные задачи), что уменьшит затраты при разработке других СИ, использующих камеры.

Предусмотрим использование матричного сенсора, разработанного для протокола "Camera Link". Для задачи обнаружения КП используем матрицу CMV4000 от производителя CMOSIS. Она позволяет получать изображение объемом 2 Мпикс со скоростью 360 кадр./с. В матрице используются 16 LVDS-каналов для вывода изображения, а также один управляющий LVDS-канал, обеспечивающий правильное получение кадра при захвате изображения. Для управления режимом работы матрицы в ней реализован последовательный интерфейс SPI, по которому программируются такие параметры, как выбор области интереса, управление затвором, управление свет-сигнальной характеристикой, выбор используемых LVDS-каналов, определение разрядности АЦП и др.

Устройство захвата изображения реализовано в программируемой логической интегральной микросхеме ПЛИС типа FPGA (field-programmable gate array) производителя "Altera", семейства "CycloneV". Особенностью данной FPGA является наличие встроенных приемников LVDS-сигналов, обеспечивающих согласование волновых сопротивлений, соответствующих стандарту LVDS [5]. При работе с высокоскоростным синхронным интерфейсом для получения достоверных данных необходима синхронизация тактовой частоты и последовательных LVDS-данных для каждого канала приема. Синхронизация упрощается с помощью высокоточной разводки схемы, обеспечивающей близкие по значениям электрической длины пути от каждого LVDS-передатчика матрицы до каждого LVDS-приемника ПЛИС. В дополнение к этому необходимо выполнить и программную синхронизацию, обеспечивающую правильное время взятия битовых отсчетов, а после этого по запрограммированной в ПЛИС передаваемой последовательности получить соответствующее ей значение десериализованных данных.

Битовая синхронизация выполняется с помощью встроенных в ПЛИС схем фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) с возможностью программного изменения фазы выходного колебания относительно колебания опорной частоты. В основе LVDS-приемника лежит последовательнопараллельный сдвиговый регистр, управляемый генерируемым схемой ФАПЧ тактовым сигналом. Как видно из рис. 5, момент взятия битового отсчета может лежать во временной области стабильного значения сигнала (установленное единичное или нулевое значение) либо приближаться к области переключения значения сигнала (где наблюдается джиттер сигнала). Целью битовой синхронизации является установка позиции взятия отсчета посередине стабильного интервала каждого бита. Это достигается с помощью постепенного





изменения фазы вырабатываемого в схеме ФАПЧ тактового сигнала относительно принимаемых по LVDS-каналу последовательных данных.

Блок-схема алгоритма нахождения оптимального фазового сдвига тактовой частоты представлена на рис. 6. Алгоритм выполняет поиск первого нестабильного участка при взятии отсчетов данных, сохраняет значение числа фазовых сдвигов схемы ФАПЧ, проделанных для достижения первой зоны нестабильности, вызванной переключением значения битов, после чего идет поиск второго нестабильного участка и сохранения числа соответствующих фазовых сдвигов. Номера фазовых сдвигов, лежащие между этими двумя значениями, соответствуют положению тактовых импульсов относительно данных, при которых



наблюдается стабильное взятие битовых отсчетов. Тогда для нахождения оптимального фазового сдвига используется простое соотношение:

$$N_{\rm opt} = (N_1 + N_2)/2$$

где N_{opt} – оптимальное значение фазовых сдвигов схемы ФАПЧ для стабильного взятия отсчетов; N_1 и N_2 – значения числа фазовых сдвигов, соответствующих первому и второму нестабильным участкам взятия данных соответственно.

После битовой синхронизации выполняется синхронизация по приему передаваемого слова. Матрица программируется на передачу известной последовательности по каждому LVDS-каналу. Полученные десериализованные отсчеты сравниваются с записанными в память. При несовпадении эталонного и принимаемого слов сдвигаемые в сдвиговом регистре LVDS-приемника данные задерживаются на один период тактовой частоты.

1. Сафин В. Г. Метрологические характеристики устройства дистанционного измерения параметров контактного провода "Телекс-2" // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2010. № 9. С. 4–5.

2. Железнодорожный транспорт: энциклопедия / под ред. Н. С. Конарева. М.: Изд-во БРЭ, 1994. 559 с.

3. Горбачёв А. А., Коротаев В. В., Ярышев С. Н. Твердотельные матричные фотопреобразователи и камеры на их основе. СПб.: Изд-во НИУ ИТМО, 2013. 98 с.

P. V. Stolbov, V. I. Sirotinin Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" A. V. Voronin Open JSC "MSD-Holding" (Saint Petersburg) При их совпадении смещение данных в сдвиговом регистре прекращается и делается вывод о выполненной синхронизации по принимаемому слову.

Таким образом достигается захват изображения с последующей передачей десериализованных данных на параллельный порт сигнального процессора, выполняющего обработку изображения.

Разрабатываемая камера за счет замены ФПЗС на матричный сенсор и применения новых алгоритмов обработки изображения должна повысить эффективность работы СТС в задаче обнаружения КП, а также повысить скорость и информативность системы измерения. Представленный алгоритм захвата изображения при использовании высокоскоростных матриц высокого разрешения позволяет, используя соответствующие аппаратные средства, применять такие матрицы для широкого спектра задач, в том числе для обнаружения и определения местоположения КП.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

4. Specifications of the Camera Link Interface Standard for Digital Cameras and Frame Grabbers. URL: http://www.fastvideo.ru/info/cameralink/CameraLinkOffi cial.pdf (дата обращения 17.07.2016).

5. Попов А. Ю. Проектирование цифровых устройств с использованием ПЛИС: учеб. пособие. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2009. 80 с.

Matrix Camera, Composed Television System for the Detection of the Contact Wire

A method for increasing the efficiency of the contact wire detection system by upgrading hardware and software elements of the system is presented. The substantiation of the choice of a new element base, as well as the development of new software. The functional diagram of the camera on the basis of high-speed video data transfer protocol Camera Link, and the image capture algorithm with a matrix sensor.

Matrix sensor, Line CCD, Stereo Television System, Video Capture and Image Processing, High-Speed Camera, Detection System, "Camera Link"

Статья поступила редакцию 16 апреля 2016 г.

УДК 621.396.9

М. А. Гладышева, А. В. Немов АО "Российский институт радионавигации и времени" (Санкт-Петербург)

Модификация метода ESPRIT для обработки данных в плоских фазированных антенных решетках

Описана двумерная модификация метода оценивания углового спектра Unitary ESPRIT для плоских фазированных антенных решеток (ФАР) с регулярной структурой расположения приемных элементов. Регулярность структуры необходима для разбиения ФАР на смещенные в пространстве идентичные подрешетки. Достижение сверхвысокого разрешения двух источников радиоизлучения подтверждено экспериментально в безэховой камере на примере гексагональной плоской ФАР.

Плоская антенная решетка, гексагональная антенная решетка, Unitary ESPRIT, вещественная пространственная ковариационная матрица, оценивание углового спектра, сверхразрешение, безэховая камера

При эксплуатации современных радиотехнических систем принципиальное значение имеет обеспечение нужного качества создаваемого поля информационных параметров. Например для радионавигационных систем, оценивается навигационное поле, контроль которого включает анализ частотного и углового спектров источников радиоизлучения, функционирующих в полосе частот радиотехнической системы. Поскольку источники могут быть расположены на близких углах визирования, целесообразно применять методы оценивания пеленгов с высоким разрешением. Под высоким разрешением, или "сверхразрешением" понимается разрешение источников излучения в статистическом смысле, численно превосходящее разрешение по детерминистскому критерию Рэлея [1].

Одним из сверхразрешающих методов является ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Techniques – оценка параметров сигналов с использованием преобразований, инвариантных относительно оператора поворота) [2]. Преимущество ESPRIT перед другими методами сверхразрешения в том, что он позволяет получать оценки пеленгов расчетным путем без поиска локальных максимумов по координатам и при этом обеспечивает сравнительно высокую надежность и точность оценивания [3]. В результате вычислительная сложность оценки существенно сокращается. Пеленгование на основе ESPRIT реализуется цифровой многоканальной обработкой пространственновременно́го сигнала после квадратурного преобразования. Конфигурация антенной решетки (АР) должна позволить выделить две идентичные подрешетки [4], для чего необходима регулярность структуры АР. При линейной конфигурации АР должна содержать не менее трех приемных элементов (ПЭ), при плоской – не менее четырех.

На практике целесообразно применять унитарную модификацию ESPRIT – Unitary ESPRIT [2], не требующую операций разложения пространственных ковариационных матриц (ПКМ) принятых АР колебаний по собственной системе векторов в комплексной области. Вместо этого определяются собственные числа действительной матрицы, полученной из комплексной матрицы унитарным преобразованием. размерности количества сигналов. Тем не менее, в случае плоской АР для правильного соотнесения углов азимутов и углов места целей и для Unitary ESPRIT необходимо вычислять собственные числа квадратной комплексной матрицы, размеры которой определяются количеством сигналов. Это количество может быть определено анализом собственных чисел ПКМ [5], [6]. Однако известные методы оценивания сигнального подпространства в реальных условиях при отсутствии информации о когерентности источников радиоизлучения работают недостаточно надежно.

Применение сверхразрешающих методов, в частности ESPRIT, в плоских АР мало изучено [7]. В [8] приведена двумерная реализация метода Unitary ESPRIT применительно к квадратным AP, для которых ПКМ является персимметричной.

Описание двумерного Unitary ESPRIT для общего случая AP с регулярной структурой (при не обязательно персимметричной ПКМ), а также тестирование метода в натурном эксперименте являются актуальными.

Настоящая статья посвящена разработке двумерной реализации метода Unitary ESPRIT в плоских ФАР с регулярной структурой, в том числе гексагональной, преимущество которой заключается в компактности АР.

Модель данных и постановка задачи. Пусть L – количество источников радиоизлучения, направления на которые (пеленги) характеризуются азимутами и углами места (ϕ_{a3l} , $\phi_{y.Ml}$), l = 1, 2, ..., L, относительного центра выбранной системы координат. Плоская AP, состоящая из M ПЭ, расположена в дальней зоне по отношению к источникам излучения. В момент времени t_k наблюдения на выходах M-элементной AP записываются в виде

$$\mathbf{x}(t_k) = \sum_{l=1}^{L} s_l(t_k) \mathbf{a}_l + \mathbf{n}(t_k), \qquad (1)$$

где $s_l(t_k)$ – комплексная амплитуда сигнального колебания от *l*-го источника излучения в *k*-й момент времени; \mathbf{a}_l – комплексный вектор-столбец, описывающий амплитудно-фазовое распределение *l*-го сигнала на ПЭ; $\mathbf{n}(t_k)$ – комплексный вектор собственных шумов, приведенных к входам приемного тракта. Сигналы поступают из разных направлений.

В матричной форме (1) имеет вид

$$\mathbf{x}(t_k) = A\mathbf{s}(t_k) + \mathbf{n}(t_k),$$

где $A = [\mathbf{a}_1, ..., \mathbf{a}_L]$ – матрица с размерами $M \times L$ (указательная матрица), являющаяся функцией от направлений на источники излучения; $\mathbf{s}(t_k) = [s_1(t_k), ..., s_L(t_k)]^{\mathrm{T}}$ ("т" – символ транспонирования).

Пусть $R_s = E\{\mathbf{s}(t_k)\mathbf{s}^{\mathsf{H}}(t_k)\}$ – ковариационная матрица принимаемых сигналов, а $R_n = E\{\mathbf{n}(t_k)\mathbf{n}^{\mathsf{H}}(t_k)\}$ – ковариационная матрица шумов ("["]" – символ эрмитова сопряжения). Будем исходить из следующих предположений:

 – сигналы – некоррелированные стационарные центрированные случайные процессы; – собственные шумы приемных каналов –
 взаимно некоррелированные с дисперсией σ².

Тогда $R_n = \sigma^2 I_M$ (I_M – единичная диагональная матрица с размерами $M \times M$) и ковариационная матрица принятых колебаний на выходах M приемных каналов имеет вид

$$R = AR_s A^{\rm H} + \sigma^2 I_M.$$

Ввиду некоррелированности сигналов ранг rank $(R_s) = L$. Если столбцы матрицы A линейно независимы (что выполняется, когда направления на источники излучения различны), то rank (A) = Lи rank $(AR_sA^H) = L$. Таким образом, матрица AR_sA^H имеет L ненулевых собственных чисел (СЧ), и M - L нулевых. Пусть

$$AR_{s}A^{H} = \sum_{m=1}^{M} \lambda_{cm} \mathbf{e}_{m} \mathbf{e}_{m}^{H}$$

есть разложение эрмитовой матрицы [9] $AR_S A^H$ по собственной системе векторов, где

$$\lambda_{c1} \ge \lambda_{c2} \ge \dots \ge \lambda_{cL} \ge \lambda_{c(L+1)} =$$
$$= \lambda_{c(L+2)} = \dots = \lambda_{cM} = 0$$
(2)

– вещественные СЧ, расположенные в порядке убывания; $\{\mathbf{e}_m\}_{m=1}^M$ – соответствующие им собственные векторы. Так как $R_n = \sigma^2 I_M$, собственные векторы матрицы R совпадают с собственными векторами матрицы $AR_s A^{\rm H}$, а ее СЧ (2) можно записать в виде

$$\lambda_m = \begin{cases} \lambda_{cm} + \sigma^2, \ 1 \le m \le L; \\ \sigma^2, \ L+1 \le m \le M. \end{cases}$$

Ортонормированные собственные векторы $\{\mathbf{e}_m\}_{m=1}^M$ группируются в две матрицы: $E_s = [\mathbf{e}_1, ..., \mathbf{e}_L],$ формирующую сигнальное подпространство, и $E_g = [\mathbf{e}_{L+1}, ..., \mathbf{e}_M],$ которая формирует шумовое подпространство. Эти два подпространства взаимно ортогональны.

Таким образом, для собственных векторов, соответствующих шумовому подпространству, выполняется равенство $AR_sA^{H}\mathbf{e}_m = \mathbf{0}, \ L+1 \le m \le M$ ($\mathbf{0}$ – нулевой вектор). Поскольку матрицы A и R_s имеют полный ранг, $A^{H}\mathbf{e}_m = \mathbf{0}$. Это означает, что указательные векторы $\{\mathbf{a}_l\}_{l=1}^L$ ортогональны шумовому подпространству. Ввиду ортогональности сигнального подпространства шумовому линейные оболочки сигнального подпространства E_s и указательной матрицы A совпадают. Следовательно, существует такая невырожденная матрица T с размерами $L \times L$, что

$$E_s T = A. \tag{3}$$

На практике доступно конечное количество K_t отсчетов данных, записываемых в виде матрицы X = AS + N с размерами $M \times K_t$, где $X = [\mathbf{x}(t_1), ..., \mathbf{x}(t_{K_t})], S = [\mathbf{s}(t_1), ..., \mathbf{s}(t_{K_t})], N = [\mathbf{n}(t_1), ..., \mathbf{n}(t_{K_t})],$ по которым можно получить состоятельную и асимптотически эффективную оценку матрицы R:

$$\hat{R} = \frac{1}{K_t - 1} \sum_{k=1}^{K_t} \mathbf{x}(t_k) \mathbf{x}^{H}(t_k) = \frac{1}{K_t - 1} X X^{H}$$

Unitary ESPRIT.

Алгоритм ESPRIT. Инвариантность сигнального подпространства относительно оператора поворота обусловлена инвариантностью выбранной структуры АР относительно оператора сдвига.

В алгоритмах ESPRIT AP принципиально разбивается на две идентичные подрешетки, фазовые центры которых разнесены в пространстве на некоторое расстояние d_{Π} . Указательные матрицы этих подрешеток связаны через некую матрицу, содержащую информацию о пеленгах на источники излучения.

Так как каждая строка в матрицах A и X соответствует определенному ПЭ, конфигурация подрешеток может быть определена бинарными матрицами выбора подрешеток J_1 и J_2 с размерами $M_1 \times M$ (M_1 – количество ПЭ в подрешетке), которые при умножении их на указательную матрицу выбирают из нее нужные строки.

Матрицы выбора подрешеток должны быть центрально симметричны друг относительно друга, т. е. должно выполняться свойство

$$J_2 = \Pi_{M_1} J_1 \Pi_M \,, \tag{4}$$

где Π_M – перъединичная матрица [10] с размерами $M \times M$. Свойство (4) играет ключевую роль в алгоритме ESPRIT. Благодаря указанному выбору матриц J_1 и J_2 формируются две идентичные, но разнесенные друг относительно друга в пространстве подрешетки. Это означает, что указательный вектор для второй подрешетки J_2a_l представляет собой указательный вектор первой подрешетки J_1a_l , умноженный на определенный коэффициент:

$$J_1 a_l e^{j \Psi_l} = J_2 a_l, \ l = 1, 2, ..., L.$$
(5)

Указанное свойство инвариантности (5) относительно сдвига всех *L* указательных векторов может быть описано следующей компактной формулой:

$$J_1 A \Phi_{\psi} = J_2 A, \tag{6}$$

где $\Phi_{\Psi} = \text{diag} \{ \varphi_{\Psi, l} \}_{l=1}^{L} = \text{diag} \{ e^{j\Psi_l} \}_{l=1}^{L}$ является унитарной диагональной матрицей (с размерами $L \times L$) пространственных фазовых сдвигов между сигналами, наводимых в подрешетках L источниками излучения.

Равенство (3) справедливо в асимптотике, когда количество отсчетов $K_t \to \infty$, поэтому свойство инвариантности (6) может быть выражено с помощью матрицы E_s следующим образом:

$$J_1 E_s T \Phi_{\Psi} = J_2 E_s T \Leftrightarrow J_1 E_s \Psi = J_2 E_s, \tag{7}$$

где

$$\Psi = T^{-1} \Phi_{\Psi} T = E_{\Psi} \Phi_{\Psi} E_{\Psi}^{-1} \tag{8}$$

- невырожденная матрица с размерами (L×L).

Так как Φ_{ψ} – диагональная матрица, (8) представляет собой разложение по собственным векторам, где E_{ψ} – матрица собственных векторов матрицы Ψ . Поэтому фазовые сдвиги $\phi_{\psi, l}$, l = 1, 2, ..., L являются собственными числами матрицы Ψ .

Матрица Ѱ может быть найдена из уравнения инвариантности (7) методом наименьших квадратов (least squares – LS), методом обобщенных наименьших квадратов (total least squares – TLS) [2] или методом (structured least squares – SLS) [11], специально разработанным для случаев, когда подрешетки АР выбираются с перекрытием.

Унитарное преобразование. В алгоритме Unitary ESPRIT для сокращения вычислительных затрат производится переход от комплексных ПКМ к вещественным с помощью унитарного преобразования.

В общем случае ПКМ *R* – эрмитова. Для получения вещественной матрицы выполняют следующие преобразования [10]. Вычисляется центрально-эрмитова матрица:

$$R_{\rm III} = R + \Pi_M R^* \Pi_M,$$

а далее – вещественная матрица *R*_{вещ} :

$$R_{\rm BeIII} = Q_M^{\rm H} R_{\rm II3} Q_M,$$

 Q_M – унитарная матрица с размерами $M \times M$, определяемая следующим образом:

– при нечетном Q M = 2m + 1:

$$Q_{2m+1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} I_m & \mathbf{0}_m & jI_m \\ \mathbf{0}_m^{\mathrm{T}} & \sqrt{2} & \mathbf{0}_m^{\mathrm{T}} \\ \Pi_m & \mathbf{0}_m & -j\Pi_m \end{bmatrix};$$

- при нечетном Q M = 2m:

$$Q_{2m} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} I_m & jI_m \\ \Pi_m & -j\Pi_m \end{bmatrix}$$

Методы семейства ESPRIT применимы к AP с регулярной структурой [2], [12], в частности к плоским гексагональным AP (ГАР). Условием регулярности является расположение ПЭ AP в узлах геометрической сетки (в рассмотренном случае – треугольной) в плоскости направляющих косинусов – u-пространстве (рис. 1).

Алгоритм Unitary ESPRIT для гексагональной антенной решетки. На рис. 1 в качестве примера изображена семиэлементная ГАР, которую назовем ГАР-7, в плоскости направляющих косинусов:

 $u_x = \cos \varphi \sin \theta; \ u_y = \sin \varphi \sin \theta.$

Рассмотрим ГАР, ПЭ которых расположены в узлах треугольной сетки со стороной $d_x = 0.57\lambda$ (λ – длина волны), определяемой из условия отсутствия дифракционных максимумов ДН для тре-

угольной сетки [13]. Расстояние между горизонтальными рядами ПЭ составляет $d_y = (\sqrt{3}/2)d_x$.

Методика использования метода Unitary ES-PRIT в плоских AP изложена в [14]. Согласно методике необходимо перейти из пространства направляющих косинусов $\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_x & u_y \end{bmatrix}^T$ ГАР в такое пространство направляющих косинусов $\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_x & v_y \end{bmatrix}^T$, в котором бы ПЭ находились в узлах прямоугольной сетки. Указанное преобразование описывается формулой [12], [15]

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \mathbf{u},$$

а обратное преобразование – формулой

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} 1 & 0\\ -1/\sqrt{3} & 2/\sqrt{3} \end{bmatrix} \mathbf{v}.$$
 (10)

На рис. 2 продемонстрировано преобразование из и-пространства (рис. 2, a) в v-пространство (рис. 2, δ) для ГАР-7.

Необходимое и достаточное условие применимости ESPRIT к плоским AP заключается в возможности выделения пар смещенных идентичных подрешеток в плоскости υ-пространства (рис. 3) вдоль каждой из осей координат, которое обеспечивается, в частности для ГАР и для квадратных AP.

Оценка сигнального подпространства. Для использования алгоритма Unitary ESPRIT необходимо вычислить матрицу $E_{\text{вещ }s}$ (с размерами $M \times L$) как L собственных векторов ковариационной матрицы данных $R_{\text{вещ}}$, соответствующих L наиболь-





59

шим СЧ этой матрицы. Для оценивания количества сигналов *L* авторами настоящей статьи разработан эффективный вариант градиентного метода оценивания сигнального подпространства, предложенного в [6]. Поскольку описание этого варианта выходит за рамки излагаемого материала, *L* далее считается известным.

Определение матриц выбора подрешеток. В плоских АР необходимо выделять два набора подрешеток по двум осям декартовой системы координат – вдоль оси x (с помощью матриц J_{x1} и J_{x2} – рис. 3, δ) и вдоль оси y (с помощью матриц J_{y1} и J_{y2} – рис. 3, ϵ). Так как подрешетки, смещенные вдоль одной из координат, связаны через матрицы выбора подрешеток (4), достаточно найти вид только одной из подрешеток вдоль каждой координаты.

Далее приведен оригинальный алгоритм расчета матриц J_{x2} и J_{y2} для ГАР в общем виде. ГАР задается числом элементов в среднем ряду M_{x0} . Тогда количество ПЭ в ГАР рассчитывается как

$$M = 1 + 6 \sum_{m=1}^{(M_{x0} - 1)/2} m$$

а число элементов в одной подрешетке – как $M_1 = M - M_{x0}$.

Ряды ПЭ в ГАР имеют индексы $m_{yi} = -(N_{x0}-1)/2 + (i-1), \quad i = 1, 2, ..., N_{x0}.$ Тогда количество ПЭ в *i*-м ряду задается числом $M_{xi} = N_{x0} - |m_{xi}|, \quad i = 1, 2, ..., N_{x0}.$

Предварительно матрицы J_{x1} и J_{y2} задаются как единичные матрицы с размерами $(M_1 \times M)$. Для получения матрицы J_{x1} на *j*-м шаге $(j = 1, 2, ..., M_{x0})$ из матрицы J_{x1} , сформированной на предыдущем шаге, убирается строка с номером $n_{rj} = \sum_{i=1}^{N_{x0}-j+1} M_{xi}$. Номер, с которого начинается новый ряд ПЭ, определяется как $n_{bj} = n_{rj} - M_{xj} + 1$.

Из матрицы J_{y2} убираются последние строки, начиная со строки с номером $M - M_{x,M_{x0}} + 1$. Затем из нее же убираются строки с номерами n_{bj} , где *j* уменьшается от $M_{x0} - 1$ до $(M_{x0} + 1)/2$. Решение уравнения инвариантности. С помощью методов LS, TLS или SLS находят матрицы $\Psi_{\text{вещ}_{D,Y}}$ и $\Psi_{\text{вещ}_{D,Y}}$ из системы уравнений

$$J_{\text{Beill}_{x1}} E_{\text{Beill}_s} \Psi_{\text{Beill}_{v,x}} \approx J_{\text{Beill}_{x2}} E_{\text{Beill}_s};$$
$$J_{\text{Beill}_{y1}} E_{\text{Beill}_s} \Psi_{\text{Beill}_{v,y}} \approx J_{\text{Beill}_{y2}} E_{\text{Beill}_s},$$

где

$$\begin{split} J_{\text{BeIII}_{x1}} &= \text{Re} \left\{ \mathcal{Q}_{M_1}^{\text{H}} J_{x2} \mathcal{Q}_M \right\}; \\ J_{\text{BeIII}_{x2}} &= \text{Im} \left\{ \mathcal{Q}_{M_1}^{\text{H}} J_{x2} \mathcal{Q}_M \right\}; \\ J_{\text{BeIII}_{y1}} &= \text{Re} \left\{ \mathcal{Q}_{M_1}^{\text{H}} J_{y2} \mathcal{Q}_M \right\}; \\ J_{\text{BeIII}_{y2}} &= \text{Im} \left\{ \mathcal{Q}_{M_1}^{\text{H}} J_{y2} \mathcal{Q}_M \right\}. \end{split}$$

Оценка пространственных частот в v-пространстве. Для сопоставления оцененным углам азимута углов места каждого источника нужно вычислить СЧ $\Phi_{\Psi_{v}} = \text{diag} \{ \phi_{\Psi_{v}l} \}_{l=1}^{L}$ комплексной матрицы $\Psi_{\text{вещ}_{v,x}} + j\Psi_{\text{вещ}_{v,y}}$, а не использовать уравнение (8) напрямую для каждой из координат.

Далее находят $\psi_{v_{x,l}}$ и $\psi_{v_{y,l}}$ по формулам

$$\begin{split} \psi_{\upsilon_{x,l}} &= 2 \arctan\left(\operatorname{Re}\left\{\varphi_{\psi_{\upsilon}l}\right\}\right);\\ \psi_{\upsilon_{y,l}} &= 2 \arctan\left(\operatorname{Im}\left\{\varphi_{\psi_{\upsilon}l}\right\}\right), \ l = 1, \ 2, \ \dots, \ L, \end{split}$$

для того чтобы вычислить направляющие косинусы источников излучения в υ-пространстве:

$$\upsilon_{x, l} = \frac{\Psi_{\upsilon_{x, l}}}{2\pi d_{\upsilon_{x}}}; \ \upsilon_{y, l} = \frac{\Psi_{\upsilon_{y, l}}}{2\pi d_{\upsilon_{y}}}, \qquad (11)$$
$$l = 1, 2, ..., L.$$

Переход в u-пространство: Вычисление направляющих косинусов источников излучения в u-пространстве производится приложением преобразования (10) к формулам (11):

$$u_{x, l} = v_{x, l}; \ u_{y, l} = -\frac{v_{x, l}}{\sqrt{3}} + 2\frac{v_{y, l}}{\sqrt{3}}, \qquad (12)$$
$$l = 1, 2, \dots, L.$$

Подстановкой в формулы (12) выражения для направляющих косинусов (9) и решением получившейся системы тригонометрических уравнений определяются значения азимутов φ_{a3l} и углов места φ_{YMl} , l = 1, 2, ..., L.

Номер эксперимента	φ _{a31,}	φ̂ _{a31,} °	φ _{yM1,} °	φ̂y _{M1,} °	φ _{a32,} °	φ _{a32,} °	φ _{yM2,} °	φ̂y _{M2,} °
1	0	0.02	0	0.04	_	_	_	_
2	_	_	_	_	20.0	20.9	2	2.08°
3	0	4.04	0	0.61	20.0	18.22	2	2.45°
4	-	-	-	-	16.6	18.64	2	1.45°
5	0	6.55	0	0.82	16.6	16.33	2	0.66°
6	0	3.45	0	1.29	14.3	14.42	2	-0.42°
7	v 0	5.7	0	U 0.98	13.0	5.7	v ²	0.98°
		×.			` \			```



Некоторые результаты экспериментальной проверки Unitary ESPRIT для ГАР-7. Эксперименты, проведенные в безэховой камере АО "Российский институт радионавигации и времени", доказали эффективность описанного алгоритма оценивания пеленгов для ГАР-7 в связке с алгоритмом оценивания сигнального подпространства при пеленговании одного или двух источников излучения одновременно по азимутам (ϕ_{a3}) и по углам места (ϕ_{VM}). Результаты эксперимента (истинные значения углов и полученные оценки углов (отмечены знаком "^")) сведены в таблицу.

На контурных диаграммах рис. 4 маркерами показаны результаты оценивания азимута источников излучения в экспериментах 5–7. По осям отложены направляющие косинусы.

Погрешности оценивания углов достаточно велики – единицы градусов, однако при значении полуширины ДН ГАР-7, равной 20°, при совместном пеленговании двух источников такие ошибки естественны. Эксперимент № 6 по отношению к экспериментам № 5 и 7 задает граничное значение разнесения источников излучения по азимуту, при котором источники еще разрешаются. В эксперименте № 7 источники не разрешаются. Эксперимент № 6 подтверждает достижение "сверхразрешения", поскольку зафиксированное угловое разнесение источников излучения (14.3°) менее полуширины главного лепестка ДН ГАР-7 (20°).

В представленном материале дано цельное изложение алгоритма оценивания пеленгов на основе двумерной модификации метода Unitary ESPRIT для плоских ФАР с регулярной структурой. Описаны условия, накладываемые на геометрию АР, для применимости метода.

Работоспособность и достижение "сверхразрешения" подтверждены экспериментально на примере ГАР-7.

Для увеличения точности совместного оценивания углов азимута и угла места следует рассмотреть возможность увеличения пространственного смещения подрешеток плоской AP, а также исследовать объемные AP при смещении подрешеток на плоскости.

Гексагональная AP с блоком радиоэлектроники для обработки сигналов, в которой применен описанный метод, может быть использована в целях контроля радионавигационного поля ГЛОНАСС, иных спутниковых радионавигационных систем, также для контроля акустического и ультразвукового полей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Финкельштейн М. И. Основы радиолокации: учебник для вузов. 2-е изд. М.: Радио и связь, 1983. 536 с.

2. Roy R., Kaillath Th. ESPRIT – Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques // IEEE

Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing. 1989. Vol. ASSP-37, iss. 7. P. 984–995.

3. Немов А. В., Добырн В. В., Кузнецова Е. В. Сравнение разрешающей способности псевдооценнок углового спектра на основе Unitary ESPRIT и MUSIC // Телекоммуникации. 2001. № 12. С. 30–32.

4. Добырн В. В., Немов А. В. Эффективность применения сверхразрешающих спектральных оценок в бортовых угломерных фазированных антенных решетках // Радиотехника. 1999. № 9. С. 65–67.

5. Зотов С. А., Макаров Е. С., Нечаев Ю. Б. Методы сверхразрешения в задачах радиопеленгации. URL: http://www.lerc.ru/informatics/0003/0002 (дата обращения 12.07.2016).

6. Wax M., Kailath T. Detection of signal by information theoretic criteria // IEEE Trans. on Acoustic, Speech and Signal Processing. 1985. Vol. ASSP-33, iss. 4. P. 387–392.

7. Akaike H. A new look at the Statistical Model Identification // IEEE Trans. on Autom. Control. 1974. Vol. AC-19, iss. 6. P. 716–723.

8. Василишин В. И. Оценивание угловых координат источников излучения на основе прямоугольной антенной решетки двумерным модифицированным унитарным алгоритмом ESPRIT // Прикладная радиоэлектроника. 2010. Т. 9, № 4. С. 521–527.

9. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.

M. A. Gladysheva, A. V. Nemov

JSC "Russian Institute of Radionavigation and Time" (Saint Petersburg)

A Modification of Unitary ESPRIT Method for Data Processing in Planar Phased Antenna Arrays

A modification of Unitary ESPRIT method of evaluation of an angular spectrum for planar phased antenna arrays (PAA) with regular structure of receiving elements arrangement is described. The structure regularity is necessary to split the PAA into identical sub-arrays displaced in space. Super-resolution of two emitters is confirmed experimentally in an ane-choic chamber using a hexagonal planar PAA.

Flat antenna array, hexagonal antenna array, Unitary ESPRIT, real space covariance matrix, angular spectrum estimation, superresolution, anechoic chamber

Статья поступила в редакцию 16 апреля 2016 г.

10. Haardt M. Nossek J. A. Unitary ESPRIT: How to Obtain Increased Estimation Accuracy with a Reduced Computational Burden // IEEE Trans. on Signal Processing. 1995. Vol. SP-43, iss. 5. P. 1232–1242.

11. Haardt M., Nossek J. A. Structured Least Squares to Improve the Performance of ESPRIT-Type High-Resolution Techniques // IEEE Intern. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing, Shanghai, China, 20–25 March 1996. Piscataway: IEEE, 1996. Vol. 5. P. 2805–2808.

12. Trees van H. L. Optimum Array Processing. New York: Wiley, 2002. 1470 p.

13. Антенны и устройства СВЧ. Проектирование фазированных антенных решеток / под ред. Д. И. Воскресенского. 2-е изд. М.: Радио и связь, 1994. 592 с.

14. Zoltowski M. D., Haardt M., Mathews Ch. P. Closed-Form 2-D Angle Estimation with Rectangular Arrays in Element Space or Beamspace via Unitary ESPRIT // IEEE Trans. on Signal Processing. 1996. Vol. SP-44, iss. 4. P. 316–328.

15. Tian Zh., Trees Van H. L. DOA Estimation with Hexagonal Arrays // Proc. of 1998 Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing, Seattle, WA, 12–15 May 1998. Piscataway: IEEE, 1998. P. IV: 2053–2056. Электроника СВЧ

УДК 537.8.029.6

В. Г. Кошкидько, О. В. Алпатова Южный федеральный университет (Таганрог)

Эквивалентный поверхностный импеданс щелевой импедансной нагрузки, построенной на основе отверстия в стенке плоскопараллельного волновода, в составе бесконечной решетки

Рассмотрено возбуждение плоской волной бесконечной решетки щелевых импедансных нагрузок с целью определения эквивалентного поверхностного импеданса. Каждый элемент решетки представляет собой отверстие в стенке плоскопараллельного волновода, в раскрыве которого размещен плоский проводник. Использовано разложение полей по гармоникам Флоке. Задача сведена к интегральному уравнению, для численного решения которого применен метод Крылова-Боголюбова. Получены численные результаты в виде зависимостей эквивалентного поверхностного импеданса от размеров отверстия, размеров полоскового проводника в его раскрыве и угла падения плоской волны. Проведен сравнительный анализ полученных зависимостей с характеристиками одиночной импедансной нагрузки.

Щелевая импедансная нагрузка, бесконечная решетка, эквивалентный поверхностный импеданс, численное решение

Для уменьшения уровня рассеянного поля радиолокационных объектов наряду с поглощающими покрытиями применяются импедансные нагрузки [1]–[9]. Однако существенного изменения поля рассеяния с помощью одиночных импедансных нагрузок можно достичь только для объектов с малыми электрическими размерами [10]. При размерах объекта, значительно превышающих длину волны, необходимо применение большого количества импедансных нагрузок или распределенного поверхностного импеданса [11], т. е. в конечном счете приходится иметь дело с решетками импедансных нагрузок.

Теория периодических решеток в настоящее время разработана достаточно полно, что нашло отражение в монографиях как по антенным решеткам [12], так и по решеткам отражательного типа [13], где можно найти и подробный обзор развития проблемы. Теория бесконечных решеток считается уже классической, а вопросы, связанные с исследованием решеток конечных размеров, еще разрабатываются и дискутируются, хотя конечные решетки наиболее близки к практике и поэтому более важны.

Математическая теория и вычислительные затраты для бесконечных решеток не так сложны, как для конечных и, кроме того, при значительных электрических размерах конечной решетки ее успешно можно моделировать с помощью бесконечной. Поэтому в настоящей статье для исследования решеток импедансных нагрузок был выбран математический аппарат бесконечных решеток.

Наибольший вклад в общую эффективную площадь рассеяния сложного объекта вносят уголковые образования и большие плоские поверхности, поэтому их следует маскировать в первую очередь. В связи с этим в настоящей статье рассмотрены решетки импедансных нагрузок, расположенные на плоской поверхности. Такие решетки конструктивно наиболее близки к резонансным покрытиям интерференционного типа, которые являются наиболее перспективными с точки зрения массовых и габаритных характеристик.

В [1]–[9] рассмотрены характеристики различных конструкций одиночных щелевых импедансных нагрузок, построенных на базе единой математической модели, представленной в виде двух областей, связанных между собой через отверстие в бесконечном идеально проводящем экране. На основе этой же математической модели в [14] исследованы характеристики одиночной щелевой импедансной нагрузки на основе отверстия в стенке плоскопараллельного волновода.

В настоящей статье исследована такая же конструкция щелевой импедансной нагрузки, но в составе бесконечной решетки, с целью определения потенциальных возможностей регулировки эквивалентного поверхностного импеданса изменением геометрических размеров конструкции.

Постановка задачи. Неограниченное пространство делится бесконечно тонким идеально проводящим экраном на области V₁ и V₂ (рис. 1). Область V_1 имеет параметры $\tilde{\epsilon}_{a1}$, $\tilde{\mu}_{a1}$, область V_2 – параметры $\tilde{\epsilon}_{a2}$, $\tilde{\mu}_{a2}$ ($\tilde{\epsilon}_{a1}$, $\tilde{\mu}_{a1}$ и $\tilde{\epsilon}_{a2}$, $\tilde{\mu}_{a2}$ – комплексные абсолютные диэлектрическая и магнитная проницаемости первой и второй областей соответственно). Область V1 содержит сторонние источники, возбуждающие монохроматическое электромагнитное поле E^0 , H^0 в виде плоской волны, падающей под углом в к плоскости экрана. Область V₂ не содержит возбуждающих источников и ограничена стенками плоскопараллельного волновода с расстоянием b между ними. Одна из стенок совпадает с плоскостью экрана. Области V1 и V2 сообщаются между собой через одну или через несколько щелей шириной с каждая, разделенных плоским проводником, имеющим ширину d.

Рассмотрим двумерную задачу, положив, что характеристики возбуждающих источников и параметры конструкции независимы от координаты z. Имеются составляющие полей H_z , E_x и E_y (рассмотрена *H*-поляризация). Необходимо определить эквивалентный поверхностный импеданс конструкции.

Решение задачи. В области V_1 полное магнитное поле $H_{z1}(x, y)$ и полное электрическое поле $E_{x1}(x, y)$ будут иметь вид

$$H_{z1}(x, y) = \psi_0(x) \exp\left[i\Gamma_0^{(1)}y\right] + \sum_{m=-\infty}^{\infty} I_m^{(1)}\psi_m(x) \exp\left[-i\Gamma_m^{(1)}y\right];$$
(1)

$$E_{x1}(x, y) = Z_0^{(1)} \psi_0(x) \exp\left[i\Gamma_0^{(1)}y\right] - \sum_{m=-\infty}^{\infty} Z_m^{(1)} I_m^{(1)} \psi_m(x) \exp\left[-i\Gamma_m^{(1)}y\right],$$
(2)

где $I_m^{(1)}$ – коэффициенты разложения тока в области V_1 ;

$$\psi_m(x) = \sqrt{1/T} \exp\left[-i\left(2m\pi/T - k_1\sin\theta\right)x\right],$$

$$m = 0, \ \pm 1, \ \pm 2, \ \dots$$

 – функции, определяющие изменение поля в поперечном направлении;

$$\Gamma_m^{(1)} = \begin{cases} \sqrt{k_1^2 - (2m\pi/T - k_1 \sin \theta)^2}, \\ k_1^2 \ge (2m\pi/T - k_1 \sin \theta)^2; \\ -i\sqrt{(2m\pi/T - k_1 \sin \theta)^2 - k_1^2}, \\ k_1^2 < (2m\pi/T - k_1 \sin \theta)^2 \end{cases}$$

- постоянная распространения в области V_1 [12]; $Z_m^{(1)} = \Gamma_m^{(1)} / (\omega \tilde{\epsilon}_{a1})$, причем T – период решетки; $k_1 = \omega \sqrt{\tilde{\epsilon}_{a1} \tilde{\mu}_{a1}}$.

В (1), (2) первые слагаемые представляют падающее поле единичной амплитуды, вторые слагаемые – рассеянное поле в форме разложения по гармоникам Флоке.

В раскрыве отверстия, т. е. при y = 0, из (1) и (2) имеем:

$$H_{z1}(x, y) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} I_m^{(1)} \psi_m(x) + \psi_0(x); \qquad (3)$$

$$E_{x1}(x, y) = -\sum_{m=-\infty}^{\infty} Z_m^{(1)} I_m^{(1)} \psi_m(x) + Z_0^{(1)} \psi_0(x).$$
(4)

Используя ортогональность гармоник Флоке, из (3) и (4) получим коэффициенты разложения тока:

$$I_m^{(1)} = 2 - \varepsilon_m - Y_m^{(1)} \int_{-T/2}^{T/2} E_{x1}(x',0) \psi_m^*(x') dx', \quad (5)$$

где

$$\varepsilon_m = \begin{cases} 1, \ m = 0; \\ 2, \ m \neq 0; \end{cases} Y_m^{(1)} = 1/Z_m^{(1)}$$



Подставив (5) в (3), окончательно получим выражение для полного магнитного поля в области V_1 :

$$H_{z1}(x, 0) =$$

$$= -\int_{-T/2}^{T/2} \left[\sum_{m=-\infty}^{\infty} Y_m^{(1)} \psi_m(x) \psi_m^*(x') \right] E_{x1}(x', 0) dx' +$$

$$+ 2\psi_0(x). \tag{6}$$

Выражения для поля в области V_2 , как и для области V_1 , , на первом этапе без учета экрана в плоскости y = -b запишем в виде разложения по гармоникам Флоке:

$$H_{z2}(x, y) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} I_m^{(2)} \psi_m(x) \exp\left[i\Gamma_m^{(2)}y\right];$$
$$E_{x2}(x, y) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} I_m^{(2)} Z_m^{(2)} \psi_m(x) \exp\left[i\Gamma_m^{(2)}y\right],$$

где $I_m^{(2)}$ – коэффициенты разложения тока в области V_2 ;

$$\Gamma_{m}^{(2)} = \begin{cases} \sqrt{k_{2}^{2} - \left(\frac{2m\pi}{T} - k_{1}\sin\theta\right)^{2}}, \\ k_{2}^{2} \ge \left(\frac{2m\pi}{T} - k_{1}\sin\theta\right)^{2}, \\ -i\sqrt{\left(\frac{2m\pi}{T} - k_{1}\sin\theta\right)^{2} - k_{2}^{2}}, \\ k_{2}^{2} < \left(\frac{2m\pi}{T} - k_{1}\sin\theta\right)^{2} \end{cases}$$

- постоянная распространения в области V_2 ; $Z_m^{(2)} = \Gamma_m^{(2)} / (\omega \tilde{\epsilon}_{a2})$, причем $k_2 = \omega \sqrt{\tilde{\epsilon}_{a2} \tilde{\mu}_{a2}}$.

Учтем граничное условие на нижней стенке плоскопараллельного волновода:

$$E_x\big|_{v=-b} = 0. \tag{7}$$

Тогда поле в области V₂ будет состоять из двух слагаемых:

$$H_{z2}(x, y) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left\{ I_m^{(2)-} \exp\left[i\Gamma_m^{(2)}y\right] + I_m^{(2)+} \exp\left[-i\Gamma_m^{(2)}y\right] \right\} \psi_m(x);$$
(8)

$$E_{x2}(x, y) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left\{ I_m^{(2)-} \exp\left[i\Gamma_m^{(2)}y\right] - I_m^{(2)+} \exp\left[-i\Gamma_m^{(2)}y\right] \right\} Z_m^{(2)} \psi_m(x),$$
(9)

учитывающих отражение от раскрыва в плоскости y = 0 (с коэффициентами $I_m^{(2)-}$) и учитывающих отражение от экрана в плоскости y = -b (с коэффициентами $I_m^{(2)+}$).

Использование граничного условия (7) для электрического поля в плоскости y = -b дает

$$I_m^{(2)+} = I_m^{(2)-} \exp\left[-2i\Gamma_m^{(2)}b\right].$$
 (10)

Подставив (10) в (8) и (9), в плоскости y = 0 получим:

$$H_{z2}(x, 0) =$$

$$= \sum_{m=-\infty}^{\infty} I_m^{(2)-} \left\{ 1 + \exp\left[-2i\Gamma_m^{(2)}b\right] \right\} \psi_m(x);$$

$$E_{x2}(x, 0) =$$

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} I_m^{(2)-} Z_m^{(2)} \left\{ 1 - \exp\left[-2i\Gamma_m^{(2)}b\right] \right\} \psi_m(x). (11)$$

Используя условие ортогональности гармоник Флоке, из (11) имеем:

$$I_m^{(2)-} = \frac{Y_m^{(2)}}{1 - \exp\left[-2i\Gamma_m^{(2)}b\right]} \times \int_{-T/2}^{T/2} E_{x2}(x', 0) \psi_m^*(x') dx', \qquad (12)$$

где $Y_m^{(2)} = 1/Z_m^{(2)}$.

=

С учетом (12) для поля в области V_2 при y = 0 окончательно получим:

$$H_{z2}(x, 0) =$$

$$= -i \int_{-T/2}^{T/2} \left\{ \sum_{m=-\infty}^{\infty} Y_m^{(2)} \operatorname{ctg} \left[\Gamma_m^{(2)} b \right] \psi_m^*(x') \psi_m(x) \right\} \times E_x(x', 0) dx'.$$
(13)

Интегральное уравнение. Удовлетворяя условию непрерывности касательных составляющих полей в раскрыве отверстия при *y* = 0

$$\begin{bmatrix} E_{x1}(x, 0) = E_{x2}(x, 0) = E_{x}(x); \\ H_{z1}(x, 0) = H_{z2}(x, 0) = H_{z}(x) \end{bmatrix},$$

из (6) и (13) получим интегральное уравнение относительно касательной составляющей электрического поля $E_x(x)$:

$$\int_{-T/2}^{T/2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left[Y_m^{(1)} - i Y_m^{(2)} \operatorname{ctg} \Gamma_m^{(2)} b \right] \times \\ \times \psi_m(x) \psi_m^*(x') E_x(x') dx' = 2\psi_0(x).$$
(14)

Эквивалентный поверхностный импеданс. В результате решения интегрального уравнения (14) определяется касательная составляющая электрического поля в раскрыве щели $E_x(x)$, после чего из (13) находится касательная составляющая магнитного поля $H_z(x)$.

Касательные составляющие электрического и магнитного полей в раскрыве щели используются для определения интегральной характеристики – эквивалентного поверхностного импеданса (ЭПИ) Z_{2} [15]:

$$Z_{3} = \int_{-T/2}^{T/2} E_{x}(x') H_{z}^{*}(x') dx' / \int_{-T/2}^{T/2} |H_{z}(x')|^{2} dx'.$$

Алгоритмизация задачи. Для численного решения интегрального уравнения (14) применен метод Крылова–Боголюбова [16]. Исходное интегральное уравнение (14) сведено к системе линейных алгебраических уравнений вида

$$\begin{vmatrix} C_{11} & C_{12} & \dots & C_{N1} \\ C_{21} & C_{22} & \dots & C_{N2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{N1} & C_{N2} & \dots & C_{NN} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} E_{x1} \\ E_{x2} \\ \vdots \\ E_{xN} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} P_1 \\ P_2 \\ \vdots \\ P_N \end{vmatrix}, \quad (15)$$

где N-количество интервалов разбиения.

Коэффициенты системы уравнений (15) определяются следующим образом:

$$C_{nj} = C_{nj}^{(1)} + C_{nj}^{(2)}; \qquad (16)$$
$$P_n = -2\psi_0(x_n).$$

Коэффициенты матриц в (16) определяются так:

$$C_{nj}^{(1)} = \int_{x_j - \Delta_x}^{x_j + \Delta_x} Y_m^{(1)} \psi_m(x_n) \psi_m^*(x') dx';$$

$$C_{nj}^{(2)} = -i \int_{x_j - \Delta_x}^{x_j + \Delta_x} \sum_{m = -\infty}^{\infty} Y_m^{(2)} \operatorname{ctg} \left[\Gamma_m^{(2)} b \right] \times$$

$$\times \psi_m(x_n) \psi_m^*(x') dx', \qquad (17)$$

где $x_j = -T/2 + \Delta_x (2j-1)$ – координаты точек коллокации; $\Delta_x = x_{j+1} - x_j$ – размер интервала разбиения; n, j = 1...N.

Коэффициенты матрицы $C_{nj}^{(1)}$. Выражения для расчета элементов матрицы $C_{nj}^{(1)}$ получены в [14] и имеют следующий вид:

$$C_{nj}^{(1)} = \left[k_1 / (TW_1) \right] \left(\Sigma_0 + \Sigma_1 + \Sigma_2 + \Sigma_3 \right), \quad (18)$$

где $W_1 = \sqrt{\mu_{a1}/\epsilon_{a1}};$

$$\Sigma_{0} = \frac{\sin(k_{1}\Delta_{x}\sin\theta)}{k_{1}\Delta_{x}\sin\theta} \frac{2\Delta_{x}}{k_{1}\cos\theta} \times \exp\left[-nk_{1}\sin\theta(x_{j}-x_{n})\right]; \quad (19)$$

$$\Sigma_{1} = \sum_{m=1}^{\infty} \left(\frac{1}{\sqrt{k_{1}^{2} - R_{1}^{2}}} - \frac{i}{2m\pi/T} \right) 2\Delta_{x} \times \frac{\sin R_{1}\Delta_{x}}{R_{1}\Delta_{x}} \exp\left[-iR_{1}\left(x_{n} - x_{j}\right)\right]; \quad (20)$$

$$\Sigma_{2} = \sum_{m=1}^{\infty} \left(\frac{1}{\sqrt{k_{1}^{2} - R_{2}^{2}}} - \frac{i}{2m\pi/T} \right) 2\Delta_{x} \times \frac{\sin R_{2}\Delta_{x}}{R_{2}\Delta_{x}} \exp\left[-iR_{2}\left(x_{n} - x_{j}\right)\right]; \quad (21)$$

$$\Sigma_{3} =$$

$$=\begin{cases} -i\frac{T^{2}}{\pi^{2}}\int_{t_{1}}^{t_{2}}\exp\left[ik_{1}\sin\left(\theta\frac{T}{\pi}t\right)\right]\ln(2\sin t)dt, \ n\neq j;\\ -i\frac{T^{2}}{\pi^{2}}\left[J\left(\frac{\pi}{T}\Delta_{x}\right)-J\left(-\frac{\pi}{T}\Delta_{x}\right)\right], \ n=j, \end{cases}$$
(22)

где

$$R_{1} = 2m\pi/T - k_{1}\sin\theta;$$

$$R_{2} = -2m\pi/T - k_{1}\sin\theta;$$

$$t_{1} = (\pi/T)(|x_{n} - x_{j}| - \Delta_{x});$$

$$t_{2} = (\pi/T)(|x_{n} - x_{j}| + \Delta_{x});$$

$$J(t) = -\frac{\exp(at)}{4}\sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{a\cos(2kt)}{k(d^{2} + k^{2})} + \frac{2\sin(2kt)}{d^{2} + k^{2}}\right]; \quad (23)$$

$$a = ik_{1}(T/\pi)\sin\theta; \quad d = a/2.$$

Первый сомножитель (19) при $\theta = 0$ принимается равным единице. Элемент Σ_3 при $n \neq j$ вычисляется с использованием численного интегрирования по методу Симпсона, поскольку в этом случае подынтегральное выражение не содержит особенностей. При n = j для вычисления функции J(t) используется преобразование Эйлера [17] с целью улучшения сходимости входящих в (23) рядов.

Коэффициенты матрицы $C_{nj}^{(2)}$. Для получения расчетных соотношений для коэффициентов $C_{nj}^{(2)}$ представим выражение (17) в следующем виде:

$$C_{nj}^{(2)} =$$

$$= -i \int_{x_j - \Delta_x}^{x_j + \Delta_x} \sum_{m = -\infty}^{\infty} Y_m^{(2)} \operatorname{ctg} \Gamma_m^{(2)} b \psi_m(x_n) \psi_m^*(x') dx' =$$

$$= \int_{x_j - \Delta_x}^{x_j + \Delta_x} \Omega(x_n, x') dx'.$$

Как и в случае вычисления коэффициентов матрицы $C_{nj}^{(1)}$ [14], улучшим сходимость ряда в (17), не интегрируя его. Для этого представим $\Omega(x_n, x')$ в виде

$$\Omega(x_n, x') = S_0 + S_1 + S_2, \qquad (24)$$

где

$$S_{0} = -iY_{0}^{(2)} \operatorname{ctg}\left[\Gamma_{0}^{(2)}b\right]\psi_{0}(x_{n})\psi_{0}^{*}(x') = = \frac{-ik_{2}\operatorname{ctg}\left[\Gamma_{0}^{(2)}b\right]}{TW_{2}\Gamma_{0}^{(2)}}\exp\left[-ik_{1}\sin\theta(x'-x_{n})\right];$$

$$S_{1} = C\sum_{m=1}^{\infty}\frac{\operatorname{ctg}\left[\Gamma_{m}^{(2)}b\right]}{\Gamma_{m}^{(2)}}\exp\left[-i\frac{2m\pi}{T}(x_{n}-x')\right]; (25)$$

$$S_{2} = C\sum_{m=1}^{\infty}\frac{\operatorname{ctg}\left[\Gamma_{-m}^{(2)}b\right]}{\Gamma_{-m}^{(2)}}\exp\left[i\frac{2m\pi}{T}(x_{n}-x')\right], (26)$$

причем $W_2 = \sqrt{\mu_{a2}/\epsilon_{a2}};$

$$C = \left[-ik_2/(W_2T)\right] \exp\left[ik_1\sin\theta(x_n - x')\right]$$

Для улучшения сходимости рядов воспользуемся преобразованием Куммера [17], т. е. прибавим в (24) и вычтем из него асимптотические ряды S_1^{∞} и S_2^{∞} , получающиеся из (25) и (26) соответственно, при $m \to \infty$, в результате чего выражение (24) примет вид

$$\Omega(x_n, x') = \left[-ik_2/(W_2T)\right] \times \\ \times \exp\left[ik_1(x_n - x')\sin\theta\right] \left(S_0 + S_1 + S_2 + S_3\right), \quad (27)$$

где

$$S_{0} = \operatorname{ctg}\left[\Gamma_{0}^{(2)}b\right] / \Gamma_{0}^{(2)};$$

$$S_{1} = \sum_{m=1}^{\infty} \left(\frac{\operatorname{ctg}\left[\Gamma_{m}^{(2)}b\right]}{\Gamma_{m}^{(2)}} + \frac{1}{2m\pi/T}\right) \times \exp\left[-i(2m\pi/T)(x'-x_{n})\right];$$

$$S_{2} = \sum_{m=1}^{\infty} \left(\frac{\operatorname{ctg}\left[\Gamma_{-m}^{(2)}b\right]}{\Gamma_{-m}^{(2)}} + \frac{1}{2m\pi/T}\right) \times \exp\left[i(2m\pi/T)(x'-x_{n})\right];$$

$$S_3 = (T/\pi) \ln \left\{ 2 \sin \left[(\pi/T) (x_n - x') \right] \right\}.$$

Проинтегрируем (27) по отрезку разбиения $2\Delta_x$, в результате получим окончательное выражение для коэффициента $C_{nj}^{(2)}$:

$$C_{nj}^{(2)} = \int_{x_j - \Delta_x}^{x_j + \Delta_x} \Omega(x_n, x') dx' = = - [ik_2/(W_2T)] (\Sigma_0 + \Sigma_1 + \Sigma_2 + \Sigma_3), \quad (28)$$

где

>

$$\Sigma_{0} = \frac{\sin(k_{1}\Delta_{x}\sin\theta)}{k_{1}\Delta_{x}\sin\theta} 2\Delta_{x} \times \left\{ \frac{\operatorname{ctg}\left[\Gamma_{0}^{(2)}b\right]}{\Gamma_{0}^{(2)}} \exp\left\{-ik_{1}\sin\left[\theta\left(x_{j}-x_{n}\right)\right]\right\}; \quad (29)$$

$$\Sigma_{1} = \sum_{m=1}^{\infty} \left(\frac{\operatorname{ctg} \left[\Gamma_{m}^{(2)} b \right]}{\Gamma_{m}^{(2)}} + \frac{1}{2m\pi/T} \right) 2\Delta_{x} \times \frac{\sin R_{1} \Delta_{x}}{R_{1} \Delta_{x}} \exp \left[-iR_{1} \left(x_{n} - x_{j} \right) \right]; \quad (30)$$

$$\Sigma_{2} = \sum_{m=1}^{\infty} \left(\frac{\operatorname{ctg} \left[\Gamma_{-m}^{(2)} b \right]}{\Gamma_{-m}^{(2)}} + \frac{1}{2m\pi/T} \right) 2\Delta_{x} \times \frac{\sin R_{2} \Delta_{x}}{R_{2} \Delta_{x}} \exp \left[-iR_{2} \left(x_{n} - x_{j} \right) \right]; \quad (31)$$

$$\Sigma_{3} = \begin{cases} \frac{T^{2}}{\pi^{2}} \int_{t_{1}}^{t_{2}} \exp\left[ik_{1}\sin\left(\theta\frac{T}{\pi}t\right)\right] \ln|2\sin t| dt, \ n \neq j; \\ \frac{T^{2}}{\pi^{2}} \left[J\left(\frac{\pi}{T}\Delta_{x}\right) - J\left(\frac{-\pi}{T}\Delta_{x}\right)\right], \ n = j, \end{cases}$$
(32)

где пределы интегрирования t_1 и t_2 сохраняют прежние значения (см. (22)).

Таким образом, в полученных выражениях (18)–(22) для расчета коэффициентов матрицы $C_{nj}^{(1)}$ и в выражениях (28)–(32) для вычисления коэффициентов матрицы $C_{nj}^{(2)}$ логарифмическая особенность выделена в явном виде и аналитически проинтегрирована. Кроме того, выполнено улучшение сходимости рядов, входящих в эти выражения, а численное интегрирование применяется только в тех, где подынтегральные выражения не содержат особенностей.

Численные результаты. По изложенному алгоритму рассчитаны зависимости комплексного эквивалентного поверхностного импеданса $Z_3 = R_3 + iX_3$ от размера щели *c*, от ширины полоскового проводника *d* и от угла падения электромагнитной волны θ.

Все зависимости приведены для активной и для реактивной составляющих ЭПИ, нормированных на сопротивление свободного пространства $W_0 = 120\pi$ Ом. Расчеты выполнены для параметров сред $\tilde{\mu}_{a1} = \tilde{\mu}_{a2} = \mu_0$, $\tilde{\varepsilon}_{a1} = \tilde{\varepsilon}_{a2} = \varepsilon_0$.

На рис. 2 представлены зависимости реактивной составляющей эквивалентного поверхностного импеданса от ширины щели *c*, нормированной на период щелей *T*, при фиксированном значении $b = 0.2\lambda$ и отсутствии полоскового проводника (d = 0) для нескольких значений отношения T/λ .

Импеданс является чисто реактивным $(Z_3 = iX_3)$. Представленные зависимости при всех значениях периода T имеют ярко выраженный максимум. Положение максимума определяется значением cи перемещается в пределах (0.35...0.8)T. С увеличением периода эти максимумы перемещаются в область бо́льших значений ширины щели c, т. е. в этом случае эффективного управления импедансом структуры можно достичь при ширине щели, близкой к периоду структуры.

При значении ширины щели c = T (полное отсутствие металлизации на границе раздела в плоскости y = 0), что соответствует случаю идеально проводящего экрана со слоем диэлектрика толщиной *b*, импеданс с высокой степенью точности совпадает со значением, вычисляемым по известной формуле $Z_2 = i \operatorname{tg}(k_2 b)$.

На рис. З приведены зависимости реактивной составляющей эквивалентного поверхностного импеданса от ширины полоскового проводника d, нормированного на период расположения щелей T, при фиксированном значении $b = 0.2\lambda$ для нескольких значений периода.

Зависимости при всех значениях периода *T* имеют ярко выраженный максимум, положение которого определяется величиной *d*. Характер за-





висимостей обратен зависимостям на рис. 2, поскольку при фиксированном периоде с увеличением ширины полоскового проводника *d* ширина щели *c* уменьшается, и наоборот.

На рис. 4 представлены зависимости реактивной составляющей эквивалентного поверхностного импеданса от угла падения электромагнитной волны θ при фиксированном значении $b = 0.1\lambda$ и отсутствии полоскового проводника (d = 0) для нескольких значений периода. Из графиков следует, что зависимость импеданса от угла падения электромагнитной волны при всех значениях периода усреднения является существенной.

Полученные результаты позволяют сделать следующие выводы:

– по сравнению с одиночной импедансной нагрузкой такой же конструкции, характеристики которой исследованы в [14], в рассмотренном случае имеется существенное отличие, заключающееся в том, что в составе бесконечной решетки эквивалентный поверхностный импеданс имеет чисто реактивный характер, в то время как у одиночной импедансной нагрузки импеданс является комплексным;

 – рассмотренная конструкция щелевой импедансной нагрузки как в одиночном исполнении, так и в составе бесконечной решетки, позволяет эффективно регулировать величину эквивалентного поверхностного импеданса за счет изменения геометрических размеров конструкции.



СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кошкидько В. Г., Петров Б. М., Юханов Ю. В. Эквивалентный поверхностный импеданс пассивных импедансных нагрузок, выполненных на основе отверстия в экране, нагруженного двумерной полостью // Радиотехника и электроника. 1997. Т. 42, № 6. С. 652–661.

2. Кошкидько В. Г., Петров Б. М., Юханов Ю. В. Эквивалентный поверхностный импеданс некоторых щелевых импедансных нагрузок // Рассеяние электромагнитных волн: межвед. тем. науч. сб. / ТРТИ. Таганрог, 1987. Вып. 6. С. 87–94.

3. Кошкидько В. Г., Ганжела Н. В. Эквивалентный поверхностный импеданс щелевых импедансных нагрузок, выполненных на основе связанных прямоугольных областей // Радиотехника и электроника. 1999. Т. 44, № 8. С. 947–954.

4. Кошкидько В. Г., Алпатова О. В. Эквивалентный поверхностный импеданс щелевой импедансной нагрузки на основе полуцилиндрической полости // Радиотехника и электроника. 1999. Т. 44, № 1. С. 25–28.

5. Кошкидько В. Г., Алпатова О. В. Эквивалентный поверхностный импеданс щелевой импедансной нагрузки, выполненной на основе отверстия в экране. Случай *Е*-поляризации // Радиотехника и электроника. 2003. Т. 48, № 1. С. 57–63.

6. Петров Б. М., Кошкидько В. Г. Метод анализа электромагнитных полей, рассеянных щелью в цилиндрическом резонаторе с фланцем // Радиотехника и электроника. 1988. Т. 33, № 10. С. 2060–2064.

7. Кошкидько В. Г. Эквивалентный поверхностный импеданс щелевых импедансных нагрузок в составе бесконечных решеток // Радиотехника и электроника. 2000. Т. 45, № 7. С. 773–783.

8. Кошкидько В. Г., Алпатова О. В. Эквивалентный поверхностный импеданс щелевой импедансной нагрузки, выполненной на основе полуцилиндриче-

ской полости, в составе бесконечной решетки // Радиотехника и электроника. 2014. Т. 59, № 10. С. 1003–1010.

9. Кошкидько В. Г., Алпатова О. В., Сердюк Э. С. Численное исследование характеристик щелевой импедансной нагрузки на основе отверстия в бесконечном идеально проводящем экране // Изв. ЮФУ. Техн. науки. 2014. № 11. С. 58–67.

10. Short J. R., Chen K. M. Backscattering from an Impedance Loaded Slotted Cylinder // IEEE Trans. on Ant. and Prop. 1969. Vol. AP-17, iss. 3. P. 315–323.

11. Петров Б. М., Шарварко В. Г. Синтез поверхностного импеданса кругового цилиндра по заданной диаграмме рассеяния: сб. науч.-метод. статей по прикладной электродинамике. М.: Высш. шк.,1980. Вып. 3. С. 62–78.

12. Амитей И., Галиндо В., Ву Ч. Теория и анализ фазированных антенных решеток. М.: Мир, 1974. 458 с.

13. Резонансное рассеяние волн: в 2 т. Т. 1. Дифракционные решетки / В. П. Шестопалов, А. А. Кириленко, С. А. Масалов, Ю. К. Сиренко. Киев: Наук. думка, 1986. 232 с.

14. Кошкидько В. Г., Алпатова О. В. Эквивалентный поверхностный импеданс щелевой импедансной нагрузки на основе отверстия в стенке плоскопараллельного волновода // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015. Вып. 5. С. 20–25.

15. Цалиев Т. А., Черенков В. С. Возбуждение одиночной канавки и эквивалентный поверхностный импеданс ребристых структур // Радиотехника и электроника. 1985. Т. 30, № 9. С. 1689–1694.

16. Канторович Л. В., Крылов В. И. Приближенные методы высшего анализа. М.: Физматгиз, 1962. 708 с.

17. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1974. 832 с.

V. G. Koshkid'ko, O. V. Alpatova Southern Federal University (Taganrog)

Equivalent Surface Impedance of Slot Impedance Load Based on the Aperture in a Parallel-Plate Waveguide Wall as Part of an Infinite Array

The problem of infinite array of slot impedance loads excitation by plane wave is considered in order to determine the equivalent surface impedance. Each array element is an aperture in the wall of parallel-plate waveguide. A plane conductor is placed in the aperture. Fields representation as expansion in Floquet harmonics was used, the solution is reduced to integral equation calculated by the Krylov–Bogolyubov method. Numerical results are obtained as an equivalent surface impedance dependency on the aperture size, strip conductor size in the aperture and on the plane wave incidence angle. A comparative analysis of obtained dependencies with single impedance load characteristics is carried out.

Slot impedance load, infinite array, equivalent surface impedance, numerical solution

Статья поступила в редакцию 16 марта 2016 г.

УДК 621.396.96

Д. А. Попов, А. Б. Устинов Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Исследование спектра дипольно-обменных спиновых волн в нормально намагниченных ферромагнитных пленочных волноводах¹

Впервые теоретически изучены дисперсионные характеристики спиновых волн в нормально намагниченных пленочных волноводах конечной ширины с учетом как дипольного, так и обменного взаимодействий.

Спиновые волны, ферромагнитные пленки

В течение последнего десятилетия возрос интерес к исследованию магнитных микро- и наноструктур. В связи с этим стала актуальной проблема расчета спектра спиновых волн (СВ) в ограниченных по ширине пленках.

Впервые спектр СВ в безобменном приближении был построен в [1] для безграничной пленки. Спектр СВ с учетом как дипольного, так и обменного взаимодействий для безграничной пленки, описан в [2]. Несмотря на большое число экспериментальных исследований ограниченных в плоскости пленочных образцов, теоретических работ в этом направлении крайне мало. Так, в [3] исследован спектр спиновых волн в ферромагнитном прямоугольном стержне в безобменном приближении. В [4] разработана теория, учитывающая как дипольное и обменное взаимодействия, так и неоднородность распределения внутреннего поля в пленочном волноводе конечных поперечных размеров. Выполнено теоретическое исследование спектра спиновых волн в касательно намагниченном волноводе.

В настоящей статье представлено исследование спектра дипольно-обменных спиновых волн в нормально намагниченных ферромагнитных пленочных волноводах. Рассмотрены регулярные волноводы прямоугольного сечения толщиной L и шириной w (рис. 1). Считалось, что волновод не ограничен в направлении распространения спиновой волны и намагничен до насыщения внешним однородным магнитным полем H_0 , направленным перпендикулярно плоскости волновода. Бегущая спиновая волна распространяется вдоль оси z и характеризуется продольным волновым числом k.



Расчет спектра СВ проведен с учетом неоднородности внутреннего магнитного поля. Неоднородность поля является следствием неэллипсоидальной формы волновода, как показано в [4]. Известно, что полный спектр дисперсионных характеристик СВ в прямоугольном волноводе состоит из большого количества мод, квантуемых по толщине (толщинные моды, их нумерация задается числом n), каждая из которых расщепляется на большое количество мод, квантуемых по ширине (ширинные моды, их нумерация задается числом q). При расчетах невозможно построить полный спектр, кроме того, на практике системы возбуждения СВ имеют ограничения по количеству возбуждаемых ими высших мод. В связи с этим далее исследованы дисперсионные кривые нескольких толщинных мод, начиная с моды низшего типа (n = 1) и заканчивая некоторой высшей модой с номером *n*_{max}, а также дисперсионные кривые нескольких ширинных мод с индексами $0 \le q \le q_{\max}$. Условием правильности расчета отдельной спектральной кривой является сходимость решения для каждой отдельной моды, которая зависела от количества взятых мод. Для удобства исследования спектра ширинные и толщинные моды рассматриваются по отдельности, причем при исследовании только толщинных мод примем $q_{\text{max}} = 1$. Разделять спектры толщинных и ширинных мод

¹ Работа поддержана госзаданием Минобрнауки РФ и Российским фондом фундаментальных исследований (грант № 15-32-20357 мол_а_вед). 70 © Попов Д. А., Устинов А. Б., 2016

можно, только если сходимость решения для одного типа мод не влияет на сходимость решения для мод другого типа. Так, например сходимость спектра нормально намагниченного пленочного волновода, зависит лишь от количества ширинных мод и не зависит от количества толщинных мод.

На рис. 2, *а* показаны результаты численного расчета спектра дисперсионных характеристик в виде зависимости частоты *f* от волнового числа *k* для первых пяти толщинных мод ($n_{\text{max}} = 5$, $q_{\text{max}} = 1$) прямоугольного пленочного волновода, нормально намагниченного внешним полем $H_0 = 3000$ Э. Расчеты проводились для параметров материала, соответствующих железоиттриевому гранату (ЖИГ): намагниченности насыщения $4\pi M_{\rm s} = 1750$ Гс, константе неоднородного обмена $\alpha = 3.1 \cdot 10^{-12}$ см² и гиромагнитному отношению $\gamma = 2.8$ МГц/Э. На верхней и на нижней поверхностях пленки спины считаем свободными, на боковых гранях – закрепленными.

Спектр на рис. 2, *а* получен для волновода толщиной L = 10 мкм и шириной w = 250 мкм. На рис. 2, *б* показан профиль внутреннего магнитного поля H_{int} вдоль оси *у*, полученный из решения статической задачи. Среднее значение внутреннего поля $\overline{H}_{int} = 1300$ Э.

Из рис. 2, а следует, что частота нижней границы спектра, соответствующая частоте ферри-



магнитного резонанса (ФМР) $f_H = \gamma \overline{H}_{int}$, составляет $f_{min} = 3.64 \ \Gamma \Gamma \mu$. По сравнению с частотой ФМР для пленки, не ограниченной в плоскости x0y, $f_H = \gamma (H_0 - M_s) = 3.5 \ \Gamma \Gamma \mu$, частота нижней границы спектра имеет большее значение. Указанный эффект является следствием неоднородности внутреннего поля, приводящего к увеличению его усредненного значения.

В отличие от спектра неограниченного пленочного волновода, где все дисперсионные характеристики исходят из частоты ФМР, в спектре ограниченного по ширине волновода частота основной толщинной моды (n = 1, q = 1) при k = 0отстоит примерно на 1 ГГц от высших мод (n = 2, 3, 4..., q = 1). Указанный подъем частоты основной моды объясняется тем, что результирующий волновой вектор k является суммой продольной составляющей k и поперечных составляющих $k_q = q\pi / w$ и $k_n = n\pi / L$, соответствующих волновым числам ширинных и толщинных мод соответственно. Поэтому вблизи k = 0 возникает волноводный эффект, приводящий к появлению частоты отсечки, лежащей выше $\gamma \overline{H}_{int}$. Для высших мод данный эффект выражен менее явно в силу малой групповой скорости этих мод для безграничной пленки при $k = 2\pi/w$.

На рис. 3, *а* показан спектр для волновода толщиной L = 1 мкм и шириной w = 25 мкм, т. е. с поперечными размерами, уменьшенными в 10 раз по сравнению с рассмотренным ранее. Результаты показывают, что пропорциональное уменьшение размеров волновода не меняет распределения внутреннего поля (рис. 2, δ), однако вид спектра существенно меняется. С уменьшением размеров возрастает влияние обменного взаимодействия, характеризуемого константой, что следует из зависимости для частот мод в безграничной пленке:

$$f_n = f_H + \frac{\gamma \alpha M_{\rm s} k_n^2}{2\pi} = f_H + \frac{\gamma \alpha M_{\rm s} \left(n\pi/w\right)^2}{2\pi}.$$

Таким образом, с уменьшением ширины волновода *w* частоты мод возрастают, причем в тем большей степени, чем выше номер моды *n*. В результате дисперсионные характеристики высших мод пересекают характеристику основной моды.

Для демонстрации влияния обмена на спектр толщинных мод приведен рис. 3, δ , полученный для тех же параметров, что и рис. 3, a, но в безобменном приближении ($\alpha = 0$). Как можно видеть, дисперси-



онная характеристика основной моды (n = 1, q = 1)в безобменном приближении также существенно смещается вверх по частоте, демонстрируя волноводный эффект. Однако для мод высших типов этого смещения практически не наблюдается, в связи с чем перекрытия спектров не происходит.

Таким образом, в нормально намагниченных ограниченных по ширине пленочных волноводах кроме обменного забрасывания дисперсионных линий высших мод присутствует волноводный эффект, в основном влияющий на поведение основной моды. Варьирование геометрических размеров такого волновода дает широкие возможности по управлению спектром спиновых волн.

Как известно [2], эффект дипольной гибридизации слабо проявляется в пленках со свободными поверхностными спинами, даже если соблюдается условие неравенства нулю интеграла перекрытия между модами. Для иллюстрации этого факта приведен спектр для волновода с размерами L = 1 мкм и w = 25 мкм, но с закрепленными на верхней и на нижней поверхностях пленки поверхностными спинами (рис. 4, сплошные линии спектр с учетом межмодового расталкивания, штриховая линия – основная мода без учета этого эффекта). Под действием дипольного расталкивания спектр усложняется. Особенно сильно искажается дисперсионная характеристика основной моды (штриховая линия на рис. 4 показывает, как должна выглядеть эта характеристика без растал-



кивания). Кроме того, становится невозможным поставить в соответствие отдельно взятой дисперсионной характеристике номер ширинной моды. Однако можно различить, что межмодовое расталкивание наблюдается у мод с нечетными номерами *n* (первой и третьей, первой и пятой).

Сравнительный анализ спектров на рис. 3, *a* и 4 показывает, что частоты низших толщинных мод при k = 0 приблизительно равны для обоих типов закрепления. Данный факт не свойствен спектру, рассчитанному в приближении безграничной пленки, для которого частота низшей моды при k = 0 в случае свободных поверхностных спинов всегда ниже этой частоты при закрепленных поверхностных спинах.

Как показано в [4], изменение отношения толщины пленки к ее ширине (L/w) существенно влияет на неоднородность внутреннего поля. При этом меняется значение среднего внутреннего поля, влияющее на спектр СВ. На рис. 5 показаны спектры для двух волноводов одинаковой толщины L = 10 мкм, но имеющих различные ширины: w = 50 мкм (рис. 5, *a*) и w = 500 мкм (рис. 5, *б*), намагниченных внешним магнитным полем *H*₀ = 3000 Э с соответствующими профилями внутреннего поля (рис. 6). Средние значения внутреннего поля $\bar{H}_{int} = 1500$ Э при и w = 50 мкм и 1275 Э при w = 500 мкм. Из рис. 5 можно сделать вывод, что с уменьшением w ширины волновода и, тем самым, с увеличением \overline{H}_{int} спектр располагается на более высоких частотах. Причем из рис. 5, б также следует, что по мере увеличения ширины волновода спектр СВ приближается к спектру безграничной пленки. Это обусловлено тем, что с расширением волновода среднее внутреннее поле стремится к предельному значению $H_{\text{int}} = H_0 - M_s = 1250$ Э, а сдвиг по частоте для низшей толщинной моды при k = 0 будет уменьшаться вплоть до момента, пока данная мода не достигнет частоты ферромагнитного резонанса f_H .




Главной отличительной чертой спектра CB для ограниченного волновода по сравнению со спектром безграничной пленки является дополнительное расщепление каждой толщинной моды на ряд ширинных мод. На рис. 7 приведен случай расщепления низшей толщинной моды на 40 первых ширинных мод для волновода с L = 10 мкм и



w = 250 мкм. Такое большое число толщинных мод обусловлено достаточной сходимостью высших мод (сходимость мод подробно рассмотрена в [4]). Распределение переменной намагниченности по сечению волновода для таких мод сильно зависит от степени неоднородности внутреннего поля вдоль его ширины. Как можно видеть из рисунка, весь спектр сосредоточен в некотором диапазоне частот от f_{\min} до f_{\max} . Кроме того, по мере роста номера ширинной моды спектр сгущается.

Таким образом, проведенное исследование демонстрирует и объясняет ряд эффектов, возникающих в ограниченных по ширине ферромагнитных пленочных волноводах. Показано, что основным следствием конечной ширины волновода является возникновение волноводного эффекта вблизи k = 0, который заключается в появлении частоты отсечки низшей толщинной моды, лежащей выше $\gamma \overline{H}_{int}$. Среднее значение внутреннего поля зависит от размеров пленочного волновода. Кроме того, в волноводе конечной ширины существует расщепление каждой толщинной моды на большое количество ширинных мод.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Damon R. W., Eshbach J. R. Magnetostatic Modes of a Ferromagnetic Slab // J. Phys. and Chem. Solids. 1961. Vol. 19, iss. 5. P. 308–320.

2. Kalinikos B. A., Slavin A. N. Theory of Dipole-Exchange Spin Wave Spectrum for Ferromagnetic Films with Mixed Exchange Boundary Conditions // J. Phys. C. 1986. Vol. 19. P. 7013–7033. 3. Auld B. A., Mehta K. B. Magnetostatic Waves in a Transversely Magnetized Rectangular Rod // J. Appl. Phys. 1967. Vol. 38. P. 4081–4083.

4. Григорьева Н. Ю., Попов Д. А., Калиникос Б. А. Спектр дипольно-обменных спиновых волн в анизотропном ферромагнитном волноводе прямоугольного сечения // ФТТ. 2014. Т. 56, вып. 9. С. 1746–1755.

D. A. Popov, A. B. Ustinov

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Investigation of Dipole-Exchange Spin Wave Spectrum in ferromagnetic film waveguide

Dispersion characteristics of spin waves in normally magnetized film waveguides having a finite width are investigated theoretically for the first time. Simulation takes into account both the dipole and exchange interactions.

Spin waves, ferromagnetic film waveguide

Статья поступила в редакцию 7 июля 2016 г.

РЕДАКЦИОННЫЙ ОТДЕЛ

Наши авторы

Алпатова Ольга Витальевна

Кандидат технических наук (2001), доцент (2005) кафедры электротехники и мехатроники Института радиотехнических систем и управления Южного федерального университета в г. Таганроге. Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика импедансных структур; электромагнитная совместимость; неразрушающий контроль и обнаружение неисправностей с помощью СВЧ. Тел.: 8 (8634) 37-16-94. E-mail: alpatova-ov@yandex.ru

Белов Александр Викторович

Кандидат технических наук (1977), ведущий научный сотрудник Института экспериментальной медицины (Санкт-Петербург). Автор 60 научных работ. Сфера научных интересов – аналоговая обработка сигналов; исследование аналоговых фильтров. Тел.: +7 (952) 204-96-94.

E-mail: avbelov1@ya.ru

Богачев Михаил Игоревич

Кандидат технических наук (2006), доцент (2011), ведущий научный сотрудник кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – теория сложных систем, статистический анализ данных. Тел.: (812) 234-05-96. E-mail: rogex@yandex.com

Воронин Александр Викторович

Инженер (1989, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)) по специальности "Радиоэлектронные устройства". Директор по инновационным технологиям ООО "МСД-Холдинг". Автор 15 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов; обнаружение и оценивание сигналов на фоне помех с неизвестными параметрами; разработка программно-аппаратных диагностических комплексов. Тел.: +7 (921) 900-14-73. E-mail: mr_vav@bk

Гладышева Мария Александровна

Инженер (2014, Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана) по специальности "Автономные информационные и управляющие системы". Инженер АО "Российский институт радионавигации и времени". Автор одной научной публикации. Сфера научных интересов – спутниковая радионавигация; фазированные антенные решетки. Тел.: +7 (985) 020-02-53

E-mail: marygladysheva@gmail.com

Гомцян Оганес Авакович

Кандидат технических наук (1984), доцент (1986), заведующий кафедрой радиоустройств Национального политехнического университета Армении. Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – аналогоцифровое преобразование; методы кодирования; цифровая обработка сигналов; системы мобильной связи. Тел.: +374 (93) 538-540. E-mail: rygrig@seua.am

Гренков Сергей Александрович

Кандидат технических наук (2009), научный сотрудник Института прикладной астрономии РАН. Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – цифровые системы обработки радиоастрономических сигналов; системы компьютерного управления. Тел.: 8 (812) 235-33-16. E-mail: skynet81@yandex.ru

Данилов Виктор Александрович

Доктор технических наук (1994), профессор (1998) кафедры систем передачи и обработки информации Северокавказского филиала Московского технического университета связи и информатики. Автор более 90 научных работ. Сфера научных интересов – статистическая радиофизика и радиотехника; математические методы в технике связи; прием и обработка сигналов при негауссовских помехах. Тел.: 8 (8632) 62-54-12.

E-mail: danilov4141@mail.ru

Данилова Людмила Викторовна

Кандидат физико-математических наук (1983), доцент (1986) кафедры высшей математики Ростовского государственного университета путей сообщения. Автор более 60 научных работ. Сфера научных интересов – механика жидкости и газа; математические методы в технике связи; прием и обработка сигналов при негауссовских помехах. Тел.: 8 (863) 272-62-63.

E-mail: danilov4141@mail.ru

Иншаков Юрий Михайлович

Кандидат технических наук (1973), доцент (1978), профессор кафедры теоретических основ электротехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 90 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов; исследование цифровых и аналоговых фильтров. Тел.: +7 (921) 406-20-96.

E-mail: Inshakov40&mail.ru

Клюжев Евгений Сергеевич

Бакалавр (2015) по специальности " Управление и информатика в технических системах", магистрант Поволжского государственного технологического университета. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов; цифровые методы синтеза сигналов; радиолокация; современные системы связи. Тел.: 8 (836) 268-60-70.

E-mail: klyuz757@bk.ru

Кольцов Николай Ефимович

Доктор технических наук (1982), профессор (1985), заслуженный деятель науки РФ (2003), главный научный сотрудник Института прикладной астрономии РАН, профессор кафедры радиоастрономии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 130 научных работ. Сфера научных интересов – радиоастрономия; приборостроение; радиоинтерферометрия и радиометрия. Тел.: 8 (812) 230-83-58.

E-mail: reltaspb@yandex.ru

Кошкидько Владимир Георгиевич

Кандидат технических наук (1988), доцент (1993) кафедры антенн и радиопередающих устройств института радиотехнических систем и управления Южного федерального университета (Таганрог). Автор более 70 научных работ. Сфера научных интересов – электромагнетизм и прикладная электродинамика (рассеяние электромагнитных волн импедансными структурами; импедансные, щелевые и микрополосковые электродинамические структуры; микрополосковые антенны; антенны с реактивными нагрузками). Тел.: 8 (8634) 37-17-33. E-mail: kvg59@mail.ru

Ланкин Виктор Ефимович

Доктор экономических наук (2009), кандидат технических наук (1972), доцент (1975), заведующий кафедрой менеджмента Института управления в экономических, экологических и социальных системах Южного федерального университета (Таганрог). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – общая теория управления; управление в социально-экономических системах; теория систем и системный анализ.

Тел.: +7 (918) 552-82-87.

E-mail: Lankin@tgn.sfedu.ru

Маркелов Олег Александрович

Кандидат технических наук (2015), доцент кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – статистический анализ временных рядов Тел.: 8 (812) 234-05-96.

E-mail: olegmarkelov@gmail.com

Милащенко Егор Александрович

Магистр (2013) техники и технологии по направлению "Радиотехника", аспирант кафедры радиоэлектронных и телекоммуникационных систем Уральского федерального университета им. первого Президента России Б. Н. Ельцина. Инженер-конструктор АО «ОКБ "Новатор"» (АО «Концерн ВКО "Алмаз-Антей"»). Автор шести научных публикаций. Сфера научных интересов – повышение помехозащищенности радиоэлектронных систем.

Тел.: +7 (912) 043-29-52.

E-mail: mea mail@mail.ru

Немов Андрей Васильевич

Кандидат технических наук (1989), старший научный сотрудник (1996), руководитель проектного

направления АО "Российский институт радионавигации и времени". Автор более 70 научных работ. Сфера научных интересов – спутниковая радионавигация; системы посадки; фазированные антенные решетки. Тел.: +7 (951) 680-48-21. E-mail: an.nilov2011@yandex.ru

0,

Носов Евгений Викторович

Магистр (2007) техники и технологии по направлению "Радиотехника", старший научный сотрудник Института прикладной астрономии РАН. Автор 35 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов; программируемые логические интегральные схемы.

Тел.: 8 (812) 235-33-16.

E-mail: e84@mail.ru

Попов Дмитрий Александрович

Магистр (2014) по направлению "Электроника и наноэлектроника", аспирант и инженер кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор восьми научных публикаций. Сфера научных интересов – колебания и волны в ферромагнитных тонкопленочных волноведущих структурах.

Тел.: 8 (812) 234-99-83.

E-mail: scipopov@mail.ru

Потапов Андрей Николаевич

Кандидат технических наук (2005), доцент (2009), заместитель начальника кафедры эксплуатации радиотехнических средств (обеспечения полетов) Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил "Военно-воздушная академия им. профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина" (Воронеж). Автор более 160 научных трудов. Сфера научных интересов – радиолокация; разработка конфликтно-устойчивых автоматизированных систем управления практической подготовкой операторов эрготехнических радиоэлектронных средств управления воздушным движением. Тел.: +7 (980) 546-71-68.

E-mail: potapov il@mail.ru

Пыко Никита Сергеевич

Бакалавр по направлению "Радиотехника" (2015), студент 1-го курса магистратуры по кафедре радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 17 научных работ. Сфера научных интересов – статистический анализ временных рядов.

Тел.: 8 (812) 234-05-96.

E-mail: goststalker13@gmail.com

Пыко Светлана Анатольевна

Кандидат технических наук (2000), доцент (2003) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), Почетный работник ЛЭТИ (2015). Автор более 60 научных работ. Сфера научных интересов – методы обработки медико-биологической информации. Тел.: 8 (812) 234-05-96.

E-mail: svet.pyko@gmail.com

Рябов Игорь Владимирович

Доктор технических наук (2007), профессор (2016) кафедры проектирования и производства электронно-вычислительных средств Поволжского государственного технологического университета. Автор более 90 научных работ. Сфера научных интересов – цифровые методы синтеза сложных широкополосных сигналов; радиолокация; радиоастрономия; спутниковая навигация; адаптивные системы связи; системы дистанционного зондирования различных сред. Тел.: 8 (8362) 46-33-00. E-mail: ryabov22@mail.ru

Сиротинин Василий Игоревич

Кандидат технических наук (1987), старший научный сотрудник (1995) кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 52 научных работ. Сфера научных интересов – статистическая радиотехника; обнаружение и оценивание сигналов на фоне помех с неизвестными параметрами; обработка изображений; распознавание образов. Тел.: +7 (921) 902-52-53.

E-mail: VISIR57@mail.ru

Столбов Павел Вадимович

Магистр (2016) по направлению "Инфокоммуникационные технологии и системы связи", аспирант Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Сфера научных интересов – алгоритмы и средства приема и обработки видеоданных с высокоскоростных видеосенсоров. Тел.: +7 (981) 768-38-92.

E-mail: gamepava@gmail.com

Стрельников Игорь Викторович

Инженер (2010, Марийский государственный технический университет) по специальности "Управление и информатика в технических системах", аспирант кафедры проектирования и производства электронно-вычислительных средств Поволжского государственного технологического университета. Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – методы цифрового синтеза сигналов; цифровая обработка сигналов; методы магнитного сканирования. Тел.: 8 (836) 268-60-70. E-mail: str-i-v@yandex.ru

Ульяницкий Юрий Дмитриевич

Кандидат технических наук (1968), профессор (1992), заслуженный работник высшей школы Российской Федерации (2003), профессор кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), Автор более 120 научных работ, более 30 изобретений. Сфера научных интересов – применение методов теории вероятности и математической статистики в задачах обработки биологических сигналов в спортивных и медицинских системах. Тел.: 8 (812) 234-05-96.

Устинов Алексей Борисович

Доктор физико-математических наук (2012), профессор (2015) кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – линейные и нелинейные свойства колебаний и волн намагниченности в ферромагнитных пленках и слоистых структурах на их основе; разработка СВЧ-микроэлектронных приборов. Тел.: 8 (812) 234-99-83.

E-mail: Ustinov_rus@yahoo.com

Федотов Леонид Васильевич

Кандидат технических наук (2002), ведущий научный сотрудник Института прикладной астрономии РАН. Автор более 80 научных работ. Сфера научных интересов – системы преобразования радиоастрономических сигналов; проектирование радиоэлектронных систем обработки сигналов. Тел.: 8 (812) 235-33-16 E-mail: lprsflv@mail.ru

Шашкин Александр Константинович

Кандидат технических наук (1968), доцент (1976) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – радионавигационные системы и системы телекоммуникации. Тел.: +7 (921) 934-18-08.

E-mail: arshashkin@mail.ru

Юрьев Павел Михайлович

Инженер (2011, Марийский государственный технический университет) по специальности "Радиосвязь, радиовещание и телевидение", аспирант кафедры проектирования и производства электронно-вычислительных средств Поволжского государственного технологического университета, инженер Марийского машиностроительного завода (Йошкар-Ола). Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов; цифровые методы синтеза сигналов; радиолокация; радиоастрономия; системы дистанционного зондирования ионосферы Земли; современные системы связи; телекоммуникации. Тел.: 8 (836) 268-60-70.

E-mail: pavelyuriev@yandex.ru

Язовский Александр Афонасьевич

Кандидат технических наук (1987), доцент (1996) кафедры радиоэлектронных и телекоммуникационных систем Уральского федерального университета им. первого Президента России Б. Н. Ельцина. Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – повышение помехозащищенности радиоэлектронных систем; адаптивные нелинейные системы и устройства; цифровая обработка речи, сигналов и изображений; идентификация и моделирование систем; распознавание образов; сжатие и кодирование информации; разработка систем и устройств на цифровых сигнальных процессорах и микроконтроллерах. Тел.: +7 (922) 138-22-73.

E-mail: jazovsky@mail.ru

Требования к оформлению статей, предлагаемых для публикации в журнале "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника"

В редакционный совет журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- распечатку рукописи (1 экз.). Распечатка должна представлять собой твердую копию файла статьи;
- электронную копию статьи (CD либо DVD). По предварительному согласованию с редсоветом допустима передача по электронной почте;
- отдельный файл для каждого рисунка и каждой таблицы в формате тех редакторов, в которых они были подготовлены (также возможна передача по электронной почте по предварительному согласованию). Размещение рисунка в электронной копии статьи не освобождает от его представления отдельным файлом;
- элементы заглавия на английском языке (1 экз.);
- экспертное заключение о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- сведения об авторах и их электронную копию (на русском и на английском языках) (1 экз.);
- рекомендацию кафедры (отдела) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.).

Авторы вправе представить вместе с авторскими материалами рецензию независимого специалиста. Подпись рецензента должна быть заверена по месту его работы. За редакцией сохраняется право учесть представленную рецензию или провести рецензирование.

Правила оформления текста

Текст статьи подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word. Формат бумаги A4. Параметры страницы: поля – верхнее, левое и нижнее 2.5 см, правое 2 см; колонтитулы – верхний 2 см, нижний 2 см. Применение полужирного и курсивного шрифтов допустимо при крайней необходимости.

Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье. Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.

Все сведения и текст статьи набираются гарнитурой "Times New Roman"; размер шрифта 10.5 pt; выравнивание по ширине; абзацный отступ 0.6 см; межстрочный интервал "Множитель 1.1"; автоматическая расстановка переносов.

Распечатка подписывается всеми авторами.

Элементы заглавия публикуемого материала

1. УДК (выравнивание по левому краю).

2. Перечень авторов – Ф. И. О. автора (-ов) полностью. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; инициалы не отрываются от фамилии. Если авторов несколько – их Ф. И. О. разделяются запятыми.

3. Место работы авторов. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, а затем список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.

4. Название статьи.

5. Аннотация – 3–7 строк, характеризующих содержание статьи.

 Реферат – текст объемом до 1000 знаков, характеризующий содержание статьи; необходим для размещения статьи в базе данных.

7. Ключевые слова – 3–10 слов и/или словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми; в конце списка точка не ставится.

Каждый элемент заглавия приводится с новой строки.

Основной текст

Шрифт "Times New Roman" 10.5 pt, выравнивание по ширине, абзацный отступ 0.6 см, межстрочный интервал "Множитель 1.1".

Используются постраничные подстрочные ссылки (шрифт "Times New Roman" 8 pt, выравнивание по ширине; межстрочный интервал "Одинарный"), имеющие сквозную нумерацию в пределах статьи.

Список литературы

1. Строка с текстом "Список литературы".

2. Собственно список литературы – библиографические описания источников, выполненные по ГОСТ 7.1–2008 "Библиографическое описание документа". Каждая ссылка с номером – в отдельном абзаце. В ссылках на материалы конференций обязательно указание даты и места их проведения; при ссылках на статьи в сборниках статей обязательно приводятся номера страниц, содержащих данный материал.

Ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются.

При ссылках на материалы, размещенные на электронных носителях, необходимо указывать электронный адрес до конкретного материала (т. е. включая сегмент, оканчивающийся расширением, соответствующим текстовому документу) и дату обращения к нему либо полный издательский номер CD или DVD. Редакция оставляет за собой право потребовать от автора замены ссылки, если на момент обработки статьи по указанному адресу материал будет отсутствовать.

При ссылках на переводную литературу необходимо отдельно привести ссылку на оригинал.

При ссылках на источники на русском языке необходимо дополнительно привести перевод ссылки на английский язык с указанием после ссылки "(in Russian)". Формат перевода должен соответствовать формату, принятому в журналах IEEE.

Элементы заглавия на английском языке

Элементы включают:

 Перечень авторов – Φ. И. О. автора (-ов) полностью. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; инициалы не отрываются от фамилии. Если авторов несколько – их Φ. И. О. разделяются запятыми.

2. Место работы авторов. Необходимо убедиться в корректном (согласно уставу организации) написании ее названия на английском языке. Перевод названия возможен лишь при отсутствии англоязычного названия в уставе. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, затем приводится список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.

3. Название статьи (перевод названия, указанного перед текстом).

4. Резюме (abstract) статьи объемом до 0.5 с., кратко излагающее постановку задачи, примененные методы ее решения, полученные результаты. Допустимы ссылки на рисунки и таблицы, приведенные в основном тексте.

5. Аннотация (перевод аннотации, указанной перед текстом).

6. Ключевые слова (перевод списка ключевых слов, указанного перед текстом).

Каждый элемент заглавия приводится с новой строки.

Верстка формул

Формулы подготавливаются в редакторе формул MathType; нумеруются только те формулы, на которые есть ссылки в тексте статьи; использование при нумерации букв и других символов не допускается.

Формулы, как правило, выключаются в отдельную строку; в тексте допустимо расположение только однострочных формул, на которые нет ссылок (надстрочные и подстрочные символы в таких формулах допустимы).

Выключенные в отдельную строку формулы выравниваются по середине строки, номер (при необходимости) заключается в круглые скобки и выравнивается по правому краю текста.

Необходимо использовать следующие установки редактора формул. Размеры: "полный" 10.5 pt, "подстрочный" 9 pt, "под-подстрочный" 7 pt, "символ" 14.5 pt, "подсимвол" 12.5 pt. Стили: текст, функция, число, кириллица – шрифт "Times New Roman", вектор-матрица – шрифт "Times New Roman", жирный; греческий малый, греческий большой, символ – шрифт "Symbol", прямой; переменная – шрифт "Times New Roman", курсив. Индексы, представляющие собой слова, сокращения слов или аббревиатуры, набираются только в прямом начертании.

Скобки и знаки математических операций вводятся с использованием шаблонов редактора формул MathType.

Начертание обозначений в формулах и в основном тексте должно быть полностью идентично. Все впервые встречающиеся в формуле обозначения должны быть расшифрованы сразу после формулы. После нее ставится запятая, а на следующей строке без абзацного отступа после слова "где" приводятся все обозначения и через тире – их расшифровки; список должен быть составлен в порядке появления обозначений в формуле; в многострочных формулах вначале полностью описывается числитель, а затем – знаменатель; изменение индекса также считается введением нового обозначения, требующего новой расшифровки.

Если при расшифровке встречается обозначение, в свою очередь требующее формульной записи и расшифровки, то с ним поступают как с отдельной формулой, но расшифровку помещают в круглые скобки.

Верстка рисунков

Рисунки, представляющие собой графики, схемы и т. п., должны быть выполнены в графических векторных редакторах (встроенный редактор Microsoft Word, CorelDraw, Microsoft Visio и т. п.) в черно-белом виде. Использование точечных форматов (.bmp, .jpeg, .tiff, .html) допустимо только для рисунков, представление которых в векторных форматах невозможно (фотографии, копии экрана монитора и т. п.). Качество рисунков и фотографий должно быть не менее 300 dpi.

В поле рисунка должны размещаться только сам рисунок и его нумерационный и тематический заголовки. Под рисунком размещаются нумерационный заголовок и через точку – тематический. Строка (строки), содержащая заголовки, центрируется относительно рисунка. Переносы в словах в этой области недопустимы.

Описание самого рисунка и введенных на нем обозначений следует приводить в основном тексте статьи.

Каждый рисунок вместе с заголовком должен помещаться в текстовое поле или в поле объекта (в терминах Microsoft Word).

Следует стремиться к горизонтальному размеру рисунка, равному 16.5 или 7.9 см (в первом случае рисунок будет заверстан вразрез текста, во втором – в оборку).

Буквенные обозначения фрагментов рисунка (шрифт "Times New Roman", курсив, 9 pt) ставятся под фрагментом перед нумерационным заголовком; в тексте ссылка на фрагмент ставится после нумерационного заголовка через запятую (например, рис. 1, *a*).

Рисунок размещается в ближайшем возможном месте после первого упоминания его или его первого фрагмента в тексте. Первая ссылка на рисунок приводится, например как (рис. 3), последующие – как (см. рис. 3).

Основные линии на рисунках (границы блоков и соединительные линии на схемах, линии графиков) имеют толщину 1 pt, вспомогательные (выноски, оси, размерные линии) – 0.6 pt.

При формировании рисунка, представляющего собой схему, следует придерживаться требований ГОСТ, ЕСКД, ЕСПД (в частности, недопустимо использовать условные графические обозначения, соответствующие стандартам США и Европы, но не совпадающие с предусмотренными ГОСТ).

На рисунках, представляющих собой графики зависимостей, не следует делать размерную сетку, следует дать лишь засечки на осях, причем все засечки должны быть оцифрованы (т. е. всем засечкам должны соответствовать определенные числовые значения).

Если оси на рисунках оцифрованы, то они завершаются на позиции очередной засечки, где засечка не ставится, а вместо числовых значений даются обозначение переменной и (через запятую) единица измерения. Если оси не оцифровываются, то они завершаются стрелками, рядом с которыми даются обозначения переменных без единиц измерения.

Длины и шаг засечек следует устанавливать таким образом, чтобы на рисунке не было пустых областей, т. е. каждая засечка должна оцифровывать хотя бы некоторые точки одной из приведенных кривых.

Все текстовые фрагменты и обозначения на рисунке даются гарнитурой "Times New Roman" размером 9 pt с одинарным межстрочным интервалом; цифровые обозначения, буквенные обозначения фрагментов и нумерационный заголовок выделяются курсивом.

При необходимости в отдельных текстовых полях на рисунке могут помещаться обозначения и тексты, сформированные в редакторе формул; при этом следует использовать следующие установки редактора: размеры – "полный" 9 pt, "подстрочный" 7 pt, "под-подстрочный" 5.5 pt, "символ" 13 pt, "подсимвол" 11 pt.

Ссылки на обозначения на рисунке в основном тексте даются тем же начертанием (прямым или курсивным), как и на рисунке, но с размером шрифта 10.5 pt, соответствующим размеру основного текста.

Верстка таблиц

Текст в таблицах печатается через одинарный интервал, шрифтом "Times New Roman"; основной текст 9 pt, индексы 7 pt, подындексы 5.5 pt.

Таблица состоит из следующих элементов: нумерационного и тематического заголовков; головки (заголовочной части), включающей заголовки граф (объясняют значение данных в графах); боковика (первой слева графы) и прографки (остальных граф таблицы).

Нумерационный заголовок содержит слово "Таблица" и ее номер арабскими цифрами (без знака номера перед ними, без точки на конце; выравнивается по правому полю таблицы и выделяется светлым курсивом). На следующей строке дается тематический заголовок (выравнивается по центральному полю таблицы и выделяется жирным прямым; после него точка не ставится). Ссылка в тексте на таблицу дается аналогично ссылке на рисунок. Нумерация таблиц – сквозная в пределах статьи. Если таблица единственная, нумерационный заголовок не дается, а ссылка в тексте приводится по типу "см. таблицу". Над продолжением таблицы на новой странице ставится заголовок "Продолжение табл. 5" (если таблица на данной странице не оканчивается) или "Окончание табл. 5" (если таблица на данной странице оканчивается). Если таблица продолжается на одной или на нескольких последующих страницах, то ее головка должна быть повторена на каждой странице.

Ни один элемент таблицы не должен оставаться пустым.

Заголовки пишут в именительном падеже единственного или множественного числа без произвольного сокращения слов (допустимы только общепринятые сокращения всех видов: графические сокращения, буквенные аббревиатуры и сложносокращенные слова). Множественное число ставится только тогда, когда среди текстовых показателей графы есть показатели, стоящие во множественном числе.

В одноярусной головке все заголовки пишутся с прописной буквы. В двух- и многоярусных головках заголовки верхнего яруса пишутся с прописной буквы; заголовки второго, третьего и т. д. ярусов – с прописной буквы, если они грамматически не подчинены стоящему над ними заголовку верхнего яруса, и со строчной, если они грамматически подчинены ему.

Сведения об авторах

Включают для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), почетные звания (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (не более 5–6 строк), название организации, должность, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты, при наличии – факс. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. В справке следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

Перечень основных тематических направлений журнала

Тематика журнала соответствует группам специальностей научных работников 05.12.00 – "Радиотехника и связь", 05.27.00 – "Электроника" и 05.11.00 – "Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы" (в редакции приказа ВАК от 10.01.2012 № 5) и представляется следующими основными рубриками:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов.
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств.
- Телевидение и обработка изображений.
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны.
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- Радиолокация и радионавигация.

"Электроника":

- Микро- и наноэлектроника.
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
- Радиофотоника.
- Электроника СВЧ.

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн.
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы.
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Рукописи аспирантов публикуются бесплатно.

Адрес редакционного совета: 197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", Издательство. Технические вопросы можно выяснить по адресу radioelectronic@yandex.ru