



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),
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, **З. М. Юлдашев,**
А. Д. Григорьев, **Ю. С. Юрченко**

СОДЕРЖАНИЕ



**Радиотехнические средства передачи,
приема и обработки сигналов**

Дерипаска А. Г., Соклакова М. В., Чернышев Э. П. Сравнение данных аналитических методов оценки устойчивости автоколебаний в релейных цепях и в системах второго порядка 3

Данилов В. А., Данилова Л. В. Анализ эффективности амплитудного подавления синусоидальных помех 8



**Проектирование и технология
радиоэлектронных средств**

Ефимович А. П. Методика расчета насыщенного усилителя класса F 13

Афанасьев А. В., Демин Ю. А., Иванов Б. В., Ильин В. А., Лучинин В. В., Сергушичев К. А., Смирнов А. А., Кардо-Сысоев А. Ф. Мегаваттный генератор наносекундных импульсов на основе карбидокремниевых дрейфовых диодов с резким восстановлением 21

Иванов Б. В., Смирнов А. А., Шевченко С. А., Кардо-Сысоев А. Ф. Формирование наносекундных импульсов напряжения дрейфовыми диодами с резким восстановлением 25



**Электродинамика,
микроволновая техника, антенны**

Хабиров Д. О., Удров М. А. Методика определения координат центра излучения антенны и практические аспекты ее применения 30



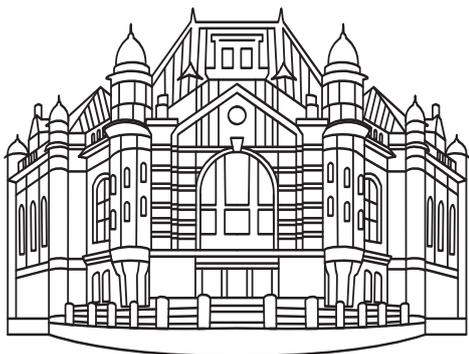
Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Беляев А. И., Мьякинков А. В. Способ высокоскоростной передачи цифровых данных через нестационарный оптический канал с использованием многоуровневой амплитудной модуляции для радиолокационных станций с фазированными антенными решетками 34



Радиолокация и радионавигация

Сеvidов В. В., Чемаров А. О. Определение координат спутников-ретрансляторов в разностно-дальномерной системе геолокации 41



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 радиопроизводства 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.

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

Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн

**Витько В. В., Кондрашов А. В., Никитин А. А.,
Белявский П. Ю., Устинов А. Б., Батлер Дж. Э.**

Измерительная ячейка для исследования СВЧ-свойств дельта-легированных алмазных образцов 48

Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий

**Лукьянов Г. Н., Полищук С. А., Ковальский И. С.,
Мальшев А. Г.** Нелинейное динамическое моделирование результатов синхронных измерений концентрации углекислого газа с давлением воздуха при вдохе и выдохе человека 51

Редакционный отдел

Всероссийская конференция «Электроника и микроэлектроника СВЧ» 55

Наши авторы 56

Требования к оформлению статей, предлагаемых для публикации в журнале "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника" 59

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)

Редакция журнала

197376, Санкт-Петербург,
ул. Проф. Попова, 5, СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

Тел.: (812) 234-02-23

E-mail: radioelectronic@yandex.ru

Редакторы: *Э. К. Долгатов, И. Г. Скачек*
Выпускающий редактор *И. Г. Скачек*
Компьютерная верстка *Е. Н. Паздниковой*

Подписано в печать 30.06.15.

Формат 60 × 84 1/8. Бумага офсетная.

Печать цифровая. Гарнитура «Times New Roman».

Уч.-изд. л. 8,06. Усл.-печ. л. 7,75.

Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.). Заказ 58.

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5

Тел. / факс: 8 (812) 346-28-56



УДК 621.3.001

А. Г. Дерипаска, М. В. Соклакова, Э. П. Чернышев
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ"

Сравнение данных аналитических методов оценки устойчивости автоколебаний в релейных цепях и в системах второго порядка

Дается сравнительная оценка результатов аналитического расчета автоколебаний и анализа устойчивости методами, разработанными для симметричных автоколебаний с повторениями через пол-периода и несимметричных с повторениями через период.

Релейная система, автоколебания, переходная характеристика, устойчивость, передаточная функция, дискретные цепи

В [1] предложен метод точного аналитического расчета автоколебаний (АК) в релейных цепях и системах (РЦС). В [2] изложены основы также аналитического метода оценки устойчивости симметричных АК в РЦС, который назван методом *Мт*, поскольку переменные РЦС (сигналы на входе релейного элемента (РЭ))

$$x(t) = -x(t \pm \tau) \quad (1)$$

и на его выходе

$$y(t) = -y(t \pm \tau) \quad (2)$$

симметрично повторяются через половину периода АК $\tau = T/2$, где T – период АК; t – время.

Для общего случая несимметричных АК, в которых (1), (2) несправедливы, методика *Мт* была модернизирована [3] и названа методом *МТ*, поскольку АК приходится оценивать через период T .

Сравнительная оценка результатов расчета обоими методами для одинаковых условий (1) рассмотрена в настоящей статье.

Исходные данные. В качестве примера рассмотрим одноконтурную РЦС, в которой РЭ, описываемый как

$$y(t) = a \operatorname{sign}[x(t) + b \operatorname{sign} y(t)], \quad (3)$$

охвачен линейной частью (ЛЧ) с передаточной функцией (ПФ) второго порядка

$$H(s) = X(s)/Y(s) = -k/[(s+1)(s+\beta)], \quad (4)$$

где a, b – нормированные высота и ширина петли гистерезиса РЭ; s – оператор преобразования Лапласа; $X(s) \div x(t)$, $Y(s) \div y(t)$ – изображения по Лапласу сигналов на входе и на выходе РЭ (\div – символ соответствия); k – статический коэффициент.

Для определенности в дальнейших численных расчетах принято:

$$a = b = 1, \quad k = 4, \quad s_1 = -1, \quad s_2 = -\beta = -2, \quad (5)$$

где s_1, s_2 – полюсы ПФ.

АК считаем устойчивыми по Ляпунову [4], если выполняется условие

$$x_\xi(0) < \varepsilon \rightarrow x_\xi(t) \leq \alpha(\varepsilon), \quad t \rightarrow \infty, \quad (6)$$

которое трактуется следующим образом: если начальное значение вариации переменной $x_\xi(t) = \tilde{x}(t) - x(t)$ меньше бесконечно малой ε , то конечное значение вариации не превысит бесконечно малой α , зависящей от ε ($\tilde{x}(t)$ – возмущенная координата системы, вызванная каким-либо возмущающим воздействием [4]).

Аналитический расчет АК в РЦС. Для модели РЦС, описанной формулами (1)–(4), используем методику расчета, изложенную в [1]. Предположим, что при $t < 0$ сигнал $y(t)$ отсутствовал. Тогда установившиеся симметричные АК в виде

знакопередающихся прямоугольных импульсов на выходе РЭ на основании [5] имеют вид

$$\begin{aligned} y(t) &= y_1(t) - \\ &- y_1(t - \tau) + y_1(t - 2\tau) - y_1(t - 3\tau) + \dots \div \\ \div Y(s) &= Y_1(s) / (1 + e^{-s\tau}) = \\ &= (1 - e^{-s\tau}) / [s(1 + e^{-s\tau})], \end{aligned} \quad (7)$$

где $Y_1(s)$ – преобразование Лапласа прямоугольного импульса $y_1(t)$ на выходе РЭ в интервале условного первого полупериода АК $0 < t < \tau = T/2$.

При этом изображение условно полного сигнала на выходе ЛЧ при $t \geq 0$ ($x_{\Pi}(t) = 0$ при $t < 0$):

$$\begin{aligned} X_{\Pi}(s) &= H(s)Y(s) = \frac{H(s)(1 - e^{-s\tau})}{s(1 + e^{-s\tau})} = \\ &= X_{\text{св}}(s) + X_{\text{вын}}(s) = \left(\frac{A_1}{s+1} + \frac{A_2}{s+\beta} \right) + \frac{X_1(s)}{1 + e^{-s\tau}} = \\ &= \sum \frac{A_i}{s - s_i} + \frac{X_1(s)}{1 + e^{-s\tau}}, \end{aligned} \quad (8)$$

где $X_{\text{св}}(s)$, $X_{\text{вын}}(s)$ – условные свободная и вынужденная составляющие решения; A_i – коэффициенты разложения $X_{\text{св}}(s)$ на простейшие дроби по полюсам ПФ s_i ; $X_1(s) = X(s)$ – искомое описание вынужденной составляющей периодических АК в интервале $0 < t < \tau$.

Коэффициенты разложения определяются следующим образом:

$$A_i = (s - s_i) X_{\Pi}(s) \Big|_{s=s_i} = (s - s_i) H_1(s) \frac{1 - e^{-s_i\tau}}{1 + e^{-s_i\tau}}, \quad (9)$$

где используемая согласно [5] в (8), (9) переходная характеристика (ПХ)

$$\begin{aligned} H_1(s) &= H(s)/s = \\ &= \frac{-k}{s(s+1)(s+\beta)} = \frac{B_0}{s} + \frac{B_1}{s+1} + \frac{B_2}{s+\beta} \div \\ \div h_1(t) &= \left(B_0 + \sum B_i e^{s_i t} \right) \delta_1(t) \end{aligned} \quad (10)$$

– отображение переходной характеристики $h_1(t)$ [5].

Коэффициенты разложения $H_1(s)$ на простейшие дроби определяются формулами

$$B_i = (s - s_i) H_1(s) \Big|_{s=s_i}, \quad (11)$$

где

$$B_0 = -k/\beta; \quad B_1 = k/(\beta-1); \quad B_2 = -k/[\beta(\beta-1)]. \quad (12)$$

Из (8) с учетом (10) найдем искомое описание установившихся (вынужденных) АК $x(t) = x_1(t)$ при $0 < t < \tau$:

$$\begin{aligned} X_1(s) &= \left[X_{\Pi}(s) - \frac{A_1}{s+1} - \frac{A_2}{s+\beta} \right] (1 + e^{-s\tau}) = \\ &= H_1(s) - \frac{A_1}{s+1} - \frac{A_2}{s+\beta} \div \\ \div x_1(t) &= x(t) = B_0 + \sum (B_i - A_i) e^{s_i t}, \end{aligned} \quad (13)$$

откуда с учетом (9) и (11) получим

$$B_i - A_i = B_i \left(1 - \frac{1 - e^{-s_i\tau}}{1 + e^{-s_i\tau}} \right) = \frac{2B_i}{1 + e^{s_i\tau}}. \quad (14)$$

Для описания полупериода АК необходимо учесть в (13) начальное переключение при $t = 0$ к уровню $y = +1$ в (7), т. е. необходимо с учетом (13), (14) решить уравнение

$$x(0) = 1 = B_0 + \frac{2B_1}{1 + e^{s_1\tau}} + \frac{2B_2}{1 + e^{s_2\tau}},$$

в котором коэффициенты определены согласно (12).

В рассматриваемом примере (5) получим $B_2 = -k/[\beta(\beta-1)]$ и

$$\frac{1}{k} + \frac{1}{\beta} = \frac{2}{(\beta-1)(1+e^{-\tau})} - \frac{2}{\beta(\beta-1)(1+e^{-\beta\tau})}.$$

Полученное нелинейное функциональное уравнение при $k = 4$, $\beta = 2$ дает решение: $\tau = 1.837^1$.

Обоснование возможности перехода к анализу дискретных цепей при оценке устойчивости АК в РЦС. При анализе устойчивости нелинейных цепей (а РЦС является ярко выраженным примером нелинейной цепи) согласно [4] обычно переходят к оценке поведения вариаций переменных цепи при мгновенном воздействии на цепь некоторого возмущающего воздействия типа дельта-функции $\delta(t)$.

Предположим, что при $t = 0$ под действием исчезающе малого возмущения [4] вида $\varepsilon\delta(t)$, площадь которого ε считаем бесконечно малой, произошло преждевременное срабатывание РЭ на бесконечно малое время Δt . Разность между "возмущенным" сигналом $\tilde{y}(t)$, полученным под воздействием возмущения, и исходным сигналом $y(t)$ является вариацией [4] последнего:

¹ Это же значение получено авторами настоящей статьи в монографии [6] несколькими иным способом.

$$y_{\xi}(t) = \bar{y}(t) - y(t). \quad (15)$$

Вариация (15) согласно (3) при симметричных АК (1) фактически является периодической последовательностью знакопеременных коротких прямоугольных импульсов в моменты $t = n\tau$. Эти импульсы бесконечно малой площади приближенно можно описать дельта-функциями [5]

$$y_{\xi}(t) = 2\Delta t_n \delta(t - n\tau), \quad (16)$$

где коэффициент 2 определяется переключением РЭ от уровня "-1" к уровню "+1", а бесконечно малое время сдвига Δt_n момента n -го переключения можно приближенно найти по формуле

$$\Delta t_n = [\varepsilon \delta(t) + x_{\xi}(t)] / \dot{x}_0. \quad (17)$$

Здесь $\dot{x}_0 = \dot{x}(0)$ – скорость изменения сигнала на входе РЭ при $t = 0^-$.

Таким образом, вариации переменных РЦС через каждый полупериод τ на основании (15)–(17) и (4) в моменты $t = n\tau$ приближенно описываются уравнениями вида

$$\begin{cases} y_{\xi}(t) = 2\dot{x}_0^{-1} [\varepsilon \delta(t) + x_{\xi}(t)]; \\ X_{\xi}(s) = H(s) Y_{\xi}(s). \end{cases} \quad (18)$$

Отметим следующее:

– из знакопеременности вариации $x_{\xi}(n\tau)$ в моменты переключения РЭ через каждую половину периода (при $t = n\tau$) вытекает знакопеременность импульсов (16);

– система (18) фактически описывает динамику РЦС в дискретные моменты времени $t = n\tau$, что позволяет осуществить переход от (18) к уравнениям дискретных цепей (ДЦ) и дискретным последовательностям сигналов [5]:

$$y_{\xi}(n\tau) = 2\dot{x}_0^{-1} [\varepsilon \delta_0(n\tau) + x_{\xi}(n\tau)],$$

а затем использовать z -преобразование [5] уравнений ДЦ:

$$\begin{cases} Y_{\xi}(z) = 2\dot{x}_0^{-1} [\varepsilon + X_{\xi}(z)]; \\ X_{\xi}(z) = H_{\text{д}}(z) Y_{\xi}(z), \end{cases} \quad (19)$$

где $\delta_0(n\tau) \div F(z) = 1$ – дискретная дельта-функция и ее z -преобразование соответственно; $H_{\text{д}}(z)$ – передаточная функция ДЦ, соответствующая ЛЧ РЦС.

Из (19) найдем ПФ замкнутой ДЦ:

$$H(z) = \frac{X_{\xi}(z)}{\varepsilon} = 2\dot{x}_0^{-1} \frac{H_{\text{д}}(z)}{1 - 2\dot{x}_0^{-1} H_{\text{д}}(z)}. \quad (20)$$

Для исследования устойчивости ДЦ найдем корни ее характеристического полинома (ХП) [5] – знаменателя ПФ (20):

$$P(z) = \dot{x}_0 - 2H_{\text{д}}(z) = 0. \quad (21)$$

Если корни z_i ХП (21)

$$|z_i| \leq 1, \quad (22)$$

то ДЦ устойчива, а следовательно, устойчивы и АК в РЦС, поскольку при выполнении (22) решение для вариаций согласно (20) будет

$$x_{\xi}(n\tau) = \sum D_i z_i^n \varepsilon, \quad (23)$$

где D_i – коэффициенты разложения (20) на простейшие дроби [5] по полюсам z_i . Очевидно, что (23) при выполнении (22) полностью соответствует условию устойчивости по Ляпунову (6).

При анализе устойчивости РЦС через период АК (в методе МТ) вид формул (15)–(23) сохраняется полностью при замене полупериода τ на период T .

Примечание. Используемое в формулах начальное значение скорости $\dot{x}_0 = \dot{x}(0)$ определяется на основании (13), (14):

$$\dot{x}(0) = \sum s_i (A_i - B_i) = \sum 2B_i s_i / (1 + e^{s_i \tau}). \quad (24)$$

Анализ устойчивости по методу Мт. Наиболее просто ПФ ДЦ $H_{\text{д}}(z)$ определяется в методе Мт приравниванием импульсных характеристик (ИХ) $h(t)$ исходной аналоговой цепи и ДЦ в моменты $t = n\tau$:

$$h_{\text{д}}(n\tau) = h(t), \quad t = n\tau. \quad (25)$$

На основании (10) имеем по формуле связи ИХ и ПХ [5]:

$$h(t) = h_1'(t) = \sum B_i s_i e^{s_i t}, \quad (26)$$

что при $t = n\tau$ на основании (25) и [5] дает:

$$H_{\text{д}}(z) = \sum B_i s_i z / (z - e^{s_i \tau}). \quad (27)$$

Подставив (24) и (27) в ХП (21), получим

$$P(z) = \sum \left(\frac{2B_i s_i}{1 + e^{s_i \tau}} - \frac{2B_i s_i z}{z - e^{s_i \tau}} \right) = 0. \quad (28)$$

Уравнение (28) можно преобразовать к виду

$$\begin{aligned} & \sum B_i s_i \frac{-e^{s_i \tau} - z e^{s_i \tau}}{(1 + e^{s_i \tau})(z - e^{s_i \tau})} = \\ & = \sum B_i s_i \frac{-z - 1}{(1 + e^{s_i \tau})(z - e^{s_i \tau})} = 0. \end{aligned} \quad (29)$$

Из (29) следует, что первый корень ХП

$$z_1 = -1, \quad (30)$$

что в соответствии с (23) отвечает "физике" периодического повторения вариаций АК.

Второй корень ХП отыскивается на основании (29) из уравнения

$$\sum \frac{B_i s_i}{(1 + e^{-s_i \tau})(z - e^{s_i \tau})} = 0. \quad (31)$$

Для рассматриваемого примера (5)

$$B_0 = -k/\beta, \quad B_1 = k/(\beta - 1), \quad B_2 = -k/[\beta(\beta - 1)].$$

Сократив k , из (31) получим:

$$\frac{-1}{(\beta - 1)(1 + e^\tau)(z - e^{-\tau})} + \frac{\beta}{\beta(\beta - 1)(1 + e^{\beta\tau})(z - e^{-\beta\tau})} = 0. \quad (32)$$

На основании (32) после преобразований находим второй корень ХП в методе $M\tau$:

$$z_{2_{M\tau}} = -e^{-\tau} e^{-\beta\tau}, \quad |z_{2_{M\tau}}| < 1. \quad (33)$$

В рассматриваемом примере (33) дает

$$z_{2_{M\tau}} = -e^{-1.837} e^{-3.674} = -0.0040^2. \quad (34)$$

Главный вывод из (33), (34) состоит в том, что при любых вариантах ПФ (4) АК устойчивы, поскольку $|z_{2_{M\tau}}| < 1$.

Примечание. Из (32) также следует, что при использовании интегратора в цепи обратной связи РЦС (если в (4) $\beta \rightarrow 0$) устойчивость АК сохраняется при любых значениях k и τ .

Анализ устойчивости по методу MT . Как указано в [3], при анализе устойчивости АК через период импульсная характеристика ДЦ в отличие от (25) формируется из четырех слагаемых:

– поскольку за время периода $0 < t < T$ происходит 2 переключения РЭ в различных направлениях со сдвигом на τ , то необходимо учитывать две ИХ: $h(nT)$ и $h(nT - \tau)$;

– кроме того в [3] показано, что необходимо вычесть начальные значения указанных составляющих (поскольку, как обосновано ранее, реальная вариация u_ξ – не дельта-функции, а прямоугольные импульсы, начальное значение реакции от которых в случае ПФ (4) равно нулю).

Таким образом, в отличие от (25) формула для формирования ИХ ДЦ имеет вид

$$h_d(nT) = h(nT) - h(nT - \tau) - h(0) + h(-\tau).$$

С учетом (25)–(27) отсюда получим:

$$h_d(nT) = \sum B_i s_i \left[e^{s_i nT} - e^{s_i(nT - \tau)} - 1 \cdot \delta_0(nT) + e^{-s_i \tau} \delta_0(nT) \right].$$

Третье слагаемое в этом выражении может быть опущено, поскольку для ПФ типа (4) $\sum B_i s_i = 0$.

Таким образом, ПФ ДЦ по методу MT согласно [5]:

$$H_d(z) = \sum B_i s_i \left(\frac{z}{z - e^{s_i T}} - \frac{z e^{-s_i \tau}}{z - e^{s_i T}} + e^{-s_i \tau} \right). \quad (35)$$

Используя (24) и (35), запишем ХП (21):

$$P = \sum 2B_i s_i \left[\frac{1}{1 + e^{s_i \tau}} - \frac{z(1 - e^{-s_i \tau})}{z - e^{s_i T}} - e^{-s_i \tau} \right] = \sum \frac{2B_i s_i (-z + 1) e^{s_i \tau}}{(1 + e^{s_i \tau})(z - e^{s_i T})} = 0. \quad (36)$$

Один из корней ХП

$$z_1 = 1. \quad (37)$$

Полученное значение отвечает процессу повторения АК через период T .

Второй корень ХП на основании (35) определяется из решения уравнения

$$\sum \frac{B_i s_i}{(1 + e^{-s_i \tau})(z - e^{s_i T})} = 0. \quad (38)$$

Для рассматриваемого примера (5)

$$B_0 = -k/\beta, \quad B_1 = k/(\beta - 1), \quad B_2 = -k/[\beta(\beta - 1)]$$

и (38) после сокращения k имеет вид

$$\frac{-1}{(\beta - 1)(1 + e^\tau)(z - e^{-T})} + \frac{\beta}{\beta(\beta - 1)(1 + e^{\beta\tau})(z - e^{-\beta T})} = 0. \quad (39)$$

Полученное выражение по форме аналогично выражению (32) в методе $M\tau$.

Преобразовав (39), найдем второй корень по методу MT :

$$z_{2_{MT}} = \frac{(e^{-\beta T} + e^{-\beta\tau}) - (e^{-T} + e^{-\tau})}{e^{\beta\tau} - e^\tau},$$

что в итоге дает

² Это же значение получено авторами настоящей статьи в монографии [6] несколькими иным способом.

$$z_{2_{MT}} = e^{-\tau} e^{-\beta\tau} (e^{-\tau} + e^{-\beta\tau} + 1). \quad (40)$$

При подстановке в (40) численных значений примера ($\beta = 2$, $\tau = 1.837$) получим:

$$z_{2_{MT}} = -0.0040(-e^{-1.837} + e^{-3.674} + 1) = -0.0047. \quad (41)$$

Таким образом, значения вторых корней по методам $M\tau$ (34) и MT (41) отличаются незначительно.

Главный результат представленной работы заключается в том, что получены простые аналитические формулы (13), (33), (40) для расчета АК и анализа их устойчивости в РЦС второго порядка.

Формулы (30) и (37) полностью соответствуют реализуемым на практике процессам повторяемости автоколебаний.

В то же время формулы (33) и (40) свидетельствуют о том, что метод анализа устойчивости $M\tau$

через половину периода АК обладает несколько большей сходимостью, чем метод анализа устойчивости MT через период $T = 2\tau$. Это объясняется меньшей инерционностью $M\tau$, по которому коррекция результата происходит в 2 раза, чем в методе MT . В то же время метод MT позволяет анализировать устойчивость несимметричных АК, что не доступно методу $M\tau$.

Кроме изложенных результатов следует учесть, что формулы (33) и (40) при $\beta \rightarrow 0$ позволяют перейти к важным для практики характеристикам РЦС с интегратором в цепи обратной связи системы. Это особенно важно для метода MT , где прямое исследование указанного варианта пока не дает результата.

Полученные формулы (13), (29), (36) позволяют провести сравнение методов, расчет и оценку устойчивости АК в РЦС любого порядка в случае некротных полюсов ПФ линейной части.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Чернышев Э. П., Мясоедов Г. Б., Ружников В. А. Метод точного расчета автоколебаний в электрических цепях, содержащих нелинейные элементы с релейной гистерезисной характеристикой // Изв. вузов. Электромеханика. 1987. № 11. С.125-127.
2. Ружников В. А., Силина М. В., Чернышев Э. П. Особенности проектирования устойчивых моделей автоколебательных радиоэлектронных и электротехнических систем // 5-й Междунар. симп. по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии, СПб., 16-19 сент. 2003. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2003. С. 250-253.
3. Силина А. Г., Соклакова М. В., Чернышев Э. П. К разработке аналитических методов оценки устойчи-

4. Цыпкин Я. З. Релейные автоматические системы. М.: Наука, 1974. 576 с.
5. Бычков Ю. А., Золотницкий В. М., Чернышев Э. П. Основы теории электрических цепей. СПб.: Лань, 2002. 464 с.
6. Морозов Д. А., Соклакова М. В., Чернышев Э. П. Аналитический расчет релейных цепей и систем. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2012. 128 с.

A. G. Deripaska, M. V. Soklakova, E. P. Chernishev
Saint Petersburg state electrotechnical university "LETI"

A comparison of analytical methods to assess the stability of self-oscillations in relay circuits and systems

A comparative evaluation of the results of analytical calculation of the self-oscillations and stability analysis techniques is provided developed for symmetric self-oscillations with repetitions through halfperiod and asymmetric with repetitions through the period.

Relay system, self-oscillations, the transitive characteristic, stability, transfer function, discrete circuits

Статья поступила в редакцию 11 июня 2015 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

Анализ эффективности амплитудного подавления синусоидальных помех

Рассмотрен анализ эффективности подавления негауссовской помехи с райсовским распределением огибающей. Исследованы асимптотические значения найденных характеристик. Определена эффективность упрощенной обработки огибающей принятого колебания. Выполнен анализ эффективности амплитудного подавления (АП) синусоидальной помехи, содержащей в своем составе гармоническое колебание с произвольной угловой модуляцией. Отдельно рассмотрено помеховое воздействие с радио- и видеочастотными спектрами, а также проанализирована ситуация, когда спектр помехи соизмерим со спектром сигнала. Приведен асимптотический анализ характеристик эффективности АП, соответствующих бесконечно большому значению параметра распределения негауссовской помехи. Проанализирована эффективность применения упрощенной обработки огибающей принятого колебания.

Негауссовская помеха, амплитудное подавление, эффективность подавления, колебательная характеристика

Случайные процессы в виде суммы модулированного гармонического колебания (ГК) и гауссовского шума (ГШ) часто встречаются в практике радиотехнических расчетов [1]. Такие случайные процессы описывают широкий класс негауссовских помех, которые будем называть синусоидальной помехой (СП). В аналитической форме СП записывается в виде суммы:

$$\begin{aligned} x(t) &= y(t) + n(t) = \\ &= A_0 \cos[\omega_0 t + \Phi(t) + \theta] + n(t), \end{aligned} \quad (1)$$

где $y(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + \Phi(t) + \theta]$ – ГК с постоянными амплитудой A_0 и частотой ω_0 , имеющее случайную начальную фазу θ , равномерно распределенную на интервале $[0, 2\pi]$, и произвольную угловую модуляцию $\Phi(t)$; $n(t)$ – "белый" гауссовский шум, характеризующий собственный шум приемника.

В основе защиты от помехи негауссовского типа лежит применение в схеме приемника узла амплитудного подавления (АП), в котором используется нелинейный преобразователь (НП), амплитудная характеристика (АХ) которого согласуется с распределением $w_1(x)$ мгновенных значений помехи (1) либо с распределением

$W(A)$ огибающей этого колебания с узкополосным спектром [2].

Цель настоящей статьи – анализ эффективности метода АП мощной синусоидальной помехи (1) с радио- и видеочастотными спектрами, для которой параметр распределения стремится к бесконечности.

Вероятностные характеристики помехи. Распределение мгновенных значений суммы (1) для нормированной переменной $x^*(t) = x(t)/A_0$ определяется соотношением [1]

$$w_1(x^*) = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} \int_0^{2\pi} \exp\left[-\alpha(x^* - \cos\varphi)^2\right] d\varphi. \quad (2)$$

Вид этого распределения зависит от параметра $\alpha = A_0^2 / (2\sigma_{\text{ш}}^2)$, равного отношению мощности слагаемого $y(t)$ к мощности $\sigma_{\text{ш}}^2$ ГШ. Колебание (1) имеет огибающую, если слагаемые $y(t)$ и $n(t)$ являются узкополосными процессами. Огибающая A_x смеси (1) распределена по обобщенному закону Рэлея [1], который для нормированной переменной $A = A_x/A_0$ имеет вид

$$W(A) = 2\alpha A \exp\left[-\alpha(A^2 + 1)\right] I_0(2\alpha A). \quad (3)$$

Распределения (2), (3) связаны функциональным соотношением [1]

$$w_1(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} W(|x| \operatorname{ch} z) dz, \quad (4)$$

позволяющим определять функцию $w_1(x)$ при аппроксимации распределения $W(A)$.

Для анализа эффективности метода АП мощной негауссовской помехи (1) необходимо определить вид распределений (2), (3) при $\alpha \gg 1$. Распределение (2) при $\alpha \rightarrow \infty$ переходит в распределение вида [1]

$$w_1(x) = \frac{1}{\pi \sqrt{1-x^2}}, \quad (5)$$

тогда как распределение огибающей (3) принимает вид дельта-функции

$$W(A) = \delta(A - A_0). \quad (6)$$

Предельные распределения (5), (6) в дальнейших расчетах использовать затруднительно, так как они не содержат параметра помехи α . Поэтому указанные распределения целесообразно видоизменить таким образом, чтобы они включали в себя этот параметр. Распределение (5), соответствующее большим значениям α , будем называть модифицированной плотностью вероятности (МПВ). Для определения МПВ воспользуемся тем обстоятельством, что при достаточно больших α распределение огибающей (3) описывается нормальным законом с параметрами $(A_0, \sqrt{2}\sigma)$. Учитывая это обстоятельство, с помощью соотношения (4) получим МПВ в форме

$$\hat{w}_1(x) = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{\alpha}{2\pi}} \cdot e^{-\alpha/2} \times \int_0^{\infty} \exp\left[-\frac{\alpha}{2}(x^2 \operatorname{ch}^2 z - 2|x| \operatorname{ch} z)\right] dz. \quad (7)$$

Распределение (7) при $\alpha \rightarrow \infty$ переходит в (5), однако оно содержит величину α , что существенно упрощает расчеты с использованием найденной функции.

Оценим степень соответствия распределений (2) и (7), вычислив для них моментные функции произвольного порядка:

$$m_{2k} = \frac{(2k-1)!!}{(2\alpha)^k} L_k(-\alpha) \quad (8)$$

– для распределения (2), где $L_k(\cdot)$ – полином Лагера [3];

$$\hat{m}_{2k} = (-1)^k \frac{(2k-1)!!}{(2\alpha)^k (2k)!!} H_{2k}\left(-i\sqrt{\frac{\alpha}{2}}\right) \quad (9)$$

– для распределения (7), где $H_{2k}(\cdot)$ – полином Эрмита [4].

Выражения первых трех моментов, найденных по формулам (8), (9), приведены в таблице. Как из нее следует, распределения (2) и (7) имеют совпадение лишь для моментов второго порядка.

k	m_{2k}	\hat{m}_{2k}
1	$\frac{(1+\alpha)}{2\alpha}$	$\frac{(1+\alpha)}{2\alpha}$
2	$\frac{3(1+4/\alpha+2/\alpha^2)}{8}$	$\frac{3(1+6/\alpha+3/\alpha^2)}{8}$
3	$\frac{5(1+9/\alpha+18/\alpha^2+6/\alpha^3)}{16}$	$\frac{5(1+15/\alpha+45/\alpha^2+15/\alpha^3)}{16}$

Моменты более высоких порядков отличаются друг от друга, однако при $\alpha \rightarrow \infty$ они также становятся идентичными. Следовательно, распределение (7) можно использовать в качестве предельной функции, соответствующей (2) при $\alpha \rightarrow \infty$.

Радиочастотный спектр помехи. Эффективность АП на радиочастоте определяется коэффициентом, характеризующим меру изменения отношения сигнал/помеха за счет включения НП в тракт приемника:

$$\mu_p = q_{\text{НП}}/q_{\text{вх}}, \quad (10)$$

где $q_{\text{НП}}$ – отношение сигнал/помеха на выходе НП; $q_{\text{вх}}$ – отношение сигнал/помеха на входе НП.

При произвольной АХ НП $f(x)$ коэффициент (10) определяется соотношением [2]

$$\mu_p = \frac{1}{4} M_2 \frac{\left\{ \int_0^{\infty} \left[\frac{g(A)}{A} + g'(A) \right] W(A) dA \right\}^2}{\int_0^{\infty} g^2(A) W(A) dA}, \quad (11)$$

где M_2 – второй начальный момент плотности вероятности $W(A)$;

$$g(A) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(A \cos \varphi) \cos \varphi d\varphi$$

– колебательная характеристика (КХ) по первой гармонике для НП с АХ $f(x)$.

Задача оптимизации АХ применяемого НП сводится к нахождению функции $g_0(A)$, при которой

коэффициент (11) достигает максимального значения. Оптимальная КХ имеет вид [2]

$$g_0(A) = -\frac{d}{dA} \ln \left[\frac{W(A)}{A} \right], \quad (12)$$

и при этом максимальное значение коэффициента (11) определяется как

$$\mu_{p0} = \frac{1}{4} M_2 \int_0^{\infty} g_0^2(A) W(A) dA. \quad (13)$$

Выполним расчеты по (12), (13) для негауссовской радиопомехи с распределением огибающей в форме (3) и проанализируем их для $\alpha \gg 1$. Подставив (3) в (12), найдем:

$$g_0(A) = 2\alpha \left[A - \frac{I_1(2\alpha A)}{I_0(2\alpha A)} \right], \quad (14)$$

где $I_0(\cdot)$, $I_1(\cdot)$ – функции Бесселя нулевого и первого порядков соответственно.

По найденной функции (14) определим ее усредненное выражение:

$$\begin{aligned} & \langle g_0^2(A) \rangle = \\ & = 4\alpha^2 \left[\langle A^2 \rangle + \left\langle \frac{I_1^2(2\alpha A)}{I_0^2(2\alpha A)} \right\rangle - 2 \left\langle A \frac{I_1(2\alpha A)}{I_0(2\alpha A)} \right\rangle \right], \quad (15) \end{aligned}$$

где $\langle \cdot \rangle$ – символ статистического усреднения с учетом распределения $W(A)$. Для последнего слагаемого в (15) с учетом (3) имеем:

$$\left\langle A \frac{I_1(2\alpha A)}{I_0(2\alpha A)} \right\rangle = 2\alpha e^{-\alpha} \int_0^{\infty} A^2 e^{-\alpha A^2} I_1(2\alpha A) dA.$$

Взяв интеграл с помощью [4], получим:

$$\left\langle A \frac{I_1(2\alpha A)}{I_0(2\alpha A)} \right\rangle = 1. \quad (16)$$

Усреднение второго слагаемого в (15) при достаточно больших значениях α выполним для вырожденной плотности вероятности в форме (6) при $A_0 = 1$:

$$\left\langle \frac{I_1^2(2\alpha A)}{I_0^2(2\alpha A)} \right\rangle = \frac{I_1^2(2\alpha)}{I_0^2(2\alpha)}. \quad (17)$$

Полученное выражение является приближенным, соответствующим бесконечно большому значениям α .

Формулу (17) можно значительно упростить, если воспользоваться асимптотическим представлением функции Бесселя [4], справедливым при $z \gg 1$:

$$I_0(z) = \frac{e^z}{\sqrt{2\pi z}}. \quad (18)$$

Асимптотическое представление функции $I_1(z)$ получим с помощью равенства [4]

$$I_1(z) = \frac{dI_0(z)}{dz}. \quad (19)$$

Из (18) и (19) имеем:

$$I_1(z) = I_0(z) [1 - 1/(2z)]. \quad (20)$$

Подставив значение (16) в (15), приняв во внимание соотношения (13), (20), а также выражение момента $M_2 = (1 + \alpha)/\alpha$, пренебрегая членами второго порядка малости, окончательно найдем:

$$\mu_{p0} = \alpha/2. \quad (21)$$

Полученное значение характеризует эффективность оптимального АП негауссовской помехи со спектром полосового типа при $\alpha \gg 1$. Этот результат согласуется с результатами [5], полученными по другой методике.

Значение (21) целесообразно сопоставить с аналогичными результатами, вытекающими из асимптотического представления функции (14). В [5] анализируется КХ вида

$$g(A) = 2\alpha(A - 1), \quad (22)$$

соответствующая (14) при условии $I_0(z) = I_1(z)$.

Определим эффективность АП с учетом (22) двумя методами. Найдем параметр μ_1 по формуле (11) и сопоставим найденное выражение с выражением μ_2 , определенным с помощью (13). Подставив (22) в (11), после ряда элементарных преобразований получим:

$$\mu_1 = \frac{1}{4} M_2 \frac{(2 - M_{-1})^2}{M_2 - 2M_1 + 1}, \quad (23)$$

где моменты M_{-1} , M_1 , M_2 для плотности вероятности (3) имеют вид [6]

$$M_{-1} = \sqrt{\pi\alpha} \cdot e^{-\alpha/2} I_0(\alpha/2);$$

$$M_1 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi}{\alpha}} \cdot e^{-\alpha/2} [(1 + \alpha) I_0(\alpha/2) + \alpha I_1(\alpha/2)];$$

$$M_2 = (1 + \alpha)/\alpha.$$

Используя асимптотические представления (18), (20) для функций Бесселя, получим значения моментных функций

$$M_{-1} = M_1 = 1, \quad (24)$$

справедливых при $\alpha \rightarrow \infty$. В таком случае (23) дает асимптотическую оценку эффективности:

$$\mu_1 = \alpha/4. \quad (25)$$

Для характеристики по формуле (13) с учетом (22), (24) получим приближенное значение

$$\mu_2 = \alpha^2 M_2 (M_2 - 2M_1 + 1) = \alpha. \quad (26)$$

Полученные выражения (25), (26) следует считать оценочными, вытекающими из приближенной формулы (22). При этом (25) дает значения, в 2 раза меньшие оптимальных значений, получаемых по (21), а (26) – значения, в 2 раза большие этих значений. Таким образом, использование упрощенной обработки огибающей в форме (22) вместо оптимальной характеристики требует дополнительного обоснования эффективности АП с учетом полученных оценочных выражений (25), (26).

Видеочастотный спектр помехи. При произвольной АХ НП $f(x)$ коэффициент подавления при таком спектре следует определять по формуле [2]

$$\mu = P_{\Pi} \frac{\left[\int_{-\infty}^{\infty} f'(x) w_1(x) dx \right]^2}{\int_{-\infty}^{\infty} f^2(x) w_1(x) dx}, \quad (27)$$

где $P_{\Pi} = M_2/2$ – мощность помехи на входе приемника. Величина (27) достигает максимального значения при оптимальной АХ НП, которая определяется как [2]

$$f_0(x) = -\frac{d}{dx} \ln w_1(x). \quad (28)$$

Оптимальное выражение (27) в этом случае имеет вид

$$\mu_0 = P_{\Pi} \int_{-\infty}^{\infty} f_0^2(x) w_1(x) dx. \quad (29)$$

Для распределения в форме (5), подставив его в (28), получим АХ:

$$f_0(x) = -x/(1-x^2). \quad (30)$$

Выражения (29), (30) приводят к вырожденному значению $\mu_0 \rightarrow \infty$. Поэтому в данном случае следует воспользоваться исходным распределением в форме (2) либо его модификацией (7). Итоговые данные расчетов в обоих случаях при $\alpha \gg 1$ дают одинаковые значения, однако расчеты с использованием (7) обеспечивают лучшую сходимость результатов. Это позволяет выполнять расчеты при весьма больших $\alpha \geq 10\,000$.

В результате численного анализа с использованием (7), (29) найдем асимптотическую характеристику:

$$\mu_0 = \alpha/4. \quad (31)$$

Полученное значение характеризует эффективность АП мощной негауссовской помехи с видеочастотным спектром. Такое подавление характерно при использовании схемы АП после синхронного (фазового) детектора. Отметим, что (31) дает значения, совпадающие с данными аналогичных расчетов [7], выполненными с применением исходного распределения (2).

Сопоставив величины (25) и (31), получим, что эффективность АП на видео- и радиочастотах с использованием КХ в форме (22) обеспечивают одинаковую асимптотическую эффективность.

Спектр помехи, соизмеримый со спектром сигнала. Рассмотренные ранее характеристики эффективности АП для СП с радио- и видеочастотными спектрами можно использовать, если спектр помехи существенно шире спектра сигнала. В том случае, когда спектр помехи соизмерим со спектром сигнала, структура АП видоизменяется. Данный вариант исследован в [8]. При этом характеристика НП определяется с помощью КХ в форме

$$h_0^2(A) = g_0^2(A) - \frac{2}{\pi} \int_0^A \frac{f_0^2(x) dx}{\sqrt{A^2 - x^2}}. \quad (32)$$

Характеристику $h_0(A)$ назовем комбинированной колебательной характеристикой (ККХ), так как она определяется с помощью комбинации функций $g_0(x)$ и $f_0(x)$, определяемых по формулам (12) и (28) соответственно.

Эффективность применения ККХ в форме (32) при произвольных значениях α определяется эквивалентным значением [8]

$$\mu_3 = 2\mu_{p0} - \mu_0, \quad (33)$$

в котором коэффициенты μ_{p0} , μ_0 определяются соотношениями (13), (29) соответственно. Учитывая указанные выражения для коэффициентов μ_{p0} и μ_0 , соответствующих (21), (31) при $\alpha \gg 1$, для коэффициента (33) получим:

$$\mu_3 = (3/4)\alpha. \quad (34)$$

Сопоставив (31) и (34), заключаем, что эффективность применения ККХ в оптимальном случае в 3 раза больше эффективности АП на видеочастоте.

В настоящей статье получены выражения для асимптотической эффективности метода АП при действии мощной негауссовской помехи вида (1). Результаты анализа сопоставлены для СП с радио- и видеочастотными спектрами. Отдельно рассмотрен случай воздействия помехи, спектр которой соизме-

рим со спектром сигнала. Асимптотическая эффективность метода АП в последнем случае в 3 раза выше эффективности АП на видеочастоте.

Полученные данные можно использовать при решении инженерных задач для оценки эффективности подавления СП с применением метода АП.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. 624 с.
2. Теория обнаружения сигналов / П. С. Акимов, П. А. Бакут, В. А. Богданович и др.; под ред. П. А. Бакута. М.: Радио и связь, 1984. 440 с.
3. Построение судового радиооборудования / П. П. Бескид, В. Г. Валеев, В. И. Викторов и др. Л.: Судостроение, 1982. 232 с.
4. Градштейн И. С., Рыжик И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М.: Наука, 1971. 1108 с.
5. Валеев В. Г. Повышение эффективности радиолокационного обнаружения мелких морских целей // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2009. Вып. 3. С. 60–67.
6. Данилов В. А. Об эффективности амплитудного подавления синусоидальных помех // Радиотехника и электроника. 1984. Т. 29, № 9. С. 1836–1838.
7. Антонов О. Е. К вопросу оптимального обнаружения сигналов в присутствии амплитудно-частотно-модулированного колебания // Радиотехника и электроника. 1967. Т. 12, № 5. С. 904–906.
8. Данилов В. А., Данилов А. В. Оптимальное обнаружение сигналов на фоне негауссовских узкополосных помех // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. Вып. 3. С. 15–23.

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 performance analysis of amplitude suppression of sinusoidal hindrances

The problem of the performance analysis of non-Gaussian amplitude suppression with distribution of envelope is considered. The asymptotic values of the characteristics are investigated. The efficiency of simplified processing of envelope of accepted oscillations is determined.

The analysis of amplitude suppression of sinusoidal hindrance with harmonic vibration with free angle modulation is conducted. The influence of hindrance with radio- and video-frequency spectrum is considered separately. The situation when the spectrum of signal and the spectrum of hindrance are commensurable numbers is analyzed. The asymptotic analysis of characteristics of amplitude suppression efficiency which corresponds to the infinitely large value of the parameter of the non-Gaussian hindrance distribution is presented. The efficiency of applying of simplified processing of envelope of accepted oscillation is analyzed.

Non-Gaussian hindrance, amplitude suppression, efficiency suppression, oscillating characteristic

Статья поступила в редакцию 10 мая 2015 г.



УДК 621.375.4

А. П. Ефимович
Донецкий национальный университет

Методика расчета насыщенного усилителя класса F

Предложена методика расчета насыщенного усилителя класса F. Найдены значения углов отсечки, при которых может быть реализован данный усилитель. Показано, что насыщенный усилитель класса F реализуем в большем диапазоне углов отсечки, чем ненасыщенный усилитель класса F.

Усилитель класса F, стоковый КПД, выходная мощность, насыщение транзистора

Транзисторный усилитель мощности (УМ) класса F относится к высокоэффективным усилителям, в которых теоретически возможно получить стоковый КПД $\eta_d = 100\%$ [1], [2]. Однако для этого необходимо использовать нагрузочные цепи, настроенные на бесконечное число гармоник тока стока i_d , что на практике реализовать невозможно. В связи с этим наибольшее распространение получил УМ класса F с добавлением третьей гармоники напряжения [3], поскольку такой усилитель обладает высоким теоретическим значением $\eta_d = 90.69\%$ [3] и не требует сложной нагрузочной цепи. Вместе с тем теория УМ класса F содержит вопросы, вызывающие трудности при практической реализации усилителя.

На рис. 1 показаны зависимости амплитуды третьей гармоники тока стока I_{d3} от значения угла отсечки θ_{c1} ¹, полученные при аппроксимации импульса тока i_d усеченной косинусоидой (1) и при квадратичной аппроксимации (2) [4], [5].

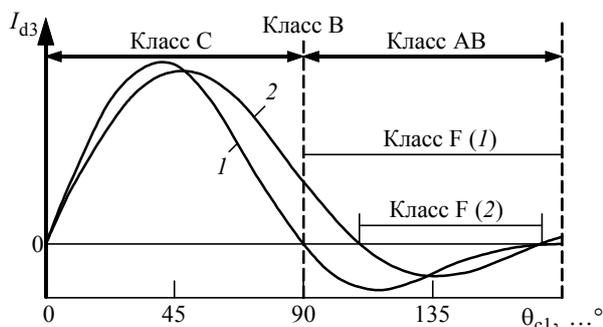


Рис. 1

¹ В настоящей статье назовем θ_{c1} нижним углом отсечки.

В [3] значение $\eta_d = 90.69\%$ получено в предположении, что ток i_d аппроксимирован усеченной косинусоидой и нижний угол отсечки $\theta_{c1} = 90^\circ$ соответствует УМ класса B. Но у косинусоидального импульса тока i_d при $\theta_{c1} = 90^\circ$ $I_{d3} = 0$ (рис. 1), что не позволяет получить форму напряжения сток-исток u_{ds} , соответствующую УМ класса F [4], [5]. В указанном УМ напряжение u_{ds} должно быть образовано первой и третьей гармониками напряжения, противофазными друг другу. Для этого третья гармоника тока при заданном θ_{c1} должна быть противофазна первой гармонике, т. е. I_{d3} должна быть отрицательна [5]. На практике этого добиваются за счет выбора $\theta_{c1} > 90^\circ$, что соответствует углу отсечки УМ класса AB. В [4], [5] показано, что с учетом нелинейности проходной характеристики транзистора угол отсечки θ_{c1} , при котором значение I_{d3} отрицательно, соответствует глубоко смещенному УМ класса AB. Указанная нелинейность транзистора учитывается квадратичной аппроксимацией импульса тока i_d (рис. 1, кривая 2) [6]. При такой аппроксимации получить отрицательное значение I_{d3} можно при значениях [4]

$$110.08^\circ < \theta_{c1} < 173.7^\circ.$$

В [7] установлено, что за счет насыщения транзистора в УМ класса F можно получить отрицательное значение I_{d3} не только при $\theta_{c1} = 90^\circ$, но и при углах отсечки $\theta_{c1} < 90^\circ$, соответствующих УМ класса C. Такой усилитель называют

насыщенным УМ класса F [7]–[9]. В настоящее время не существует методики расчета данного УМ, поскольку не получены аналитические выражения для амплитуд гармоник тока i_d , используя которые можно при заданном θ_{c1} вычислить значения активных нагрузочных импедансов на стоке транзистора на первой и третьей гармониках, а также рассчитать значения η_d и выходной мощности усилителя P_{out} . Также для насыщенного УМ класса F остаются неопределенными амплитуда гармонического напряжения U'_{gs} , подаваемого на затвор транзистора, и угол отсечки θ_{c1} , при которых может быть реализован данный УМ.

Целью настоящей статьи является развитие методики расчета насыщенного УМ класса F.

Ток стока и напряжение сток–исток насыщенного УМ класса F. Для достижения поставленной цели получим выражения амплитуд гармоник тока i_d насыщенного УМ класса F. Рассмотрим УМ с добавлением третьей гармоники напряжения (рис. 2), где VT – активный элемент (полевой транзистор) (g – затвор; d – сток; s – исток); L_1, L_2 – высокочастотные дроссели; C_1, C_2 – блокировочные конденсаторы по постоянному току; R_1 – активное нагрузочное сопротивление транзистора на первой гармонике; ПФ – полосовой фильтр; U_{gg} – напряжение смещения на затворе транзистора; U_{dd} – напряжение питания УМ. Будем считать, что нагрузочная цепь на первой и третьей гармониках представляет для транзистора чисто активные импедансы $Z(f_0)$ и $Z(3f_0)$ соответственно, а импедансы на второй и

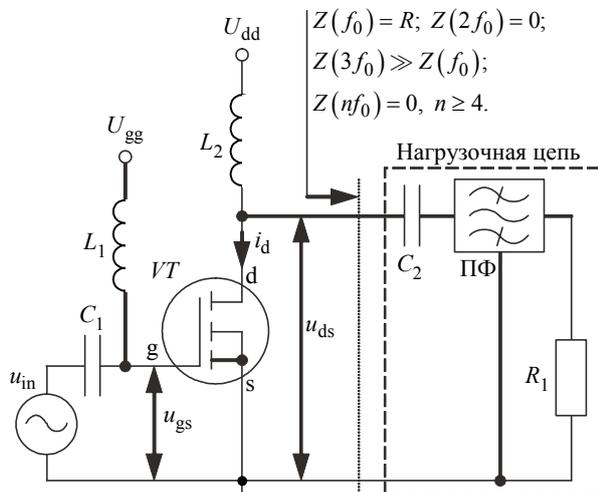


Рис. 2

на всех гармониках выше третьей равны нулю (f_0 – частота первой (основной) гармоники). На вход усилителя (рис. 2) подается гармоническое напряжение

$$u_{in}(\theta) = U_{gs} \cos \theta, \quad (1)$$

где $\theta = \omega_0 t + \varphi_0 = 2\pi f_0 t + \varphi_0$, причем $\omega_0 = 2\pi f_0$; t – время; φ_0 – начальный сдвиг фазы (далее принято $\varphi_0 = 0$); U_{gs} – амплитуда напряжения на затворе транзистора, соответствующая критическому режиму. С учетом (1) выражение для напряжения затвор–исток u_{gs} будет иметь вид (рис. 3)

$$u_{gs}(\theta) = U_{gg} + u_{in}(\theta) = U_{gg} + U_{gs} \cos \theta.$$

Значение θ_{c1} в радианах можно найти по формуле [10]

$$\theta_{c1} = \arccos[U_{th} - U_{gg}/U_{gs}],$$

где U_{th} – пороговое напряжение транзистора. В дальнейшем будем считать, что угол θ_{c1} задан.

При квадратичной аппроксимации выражение для импульса тока стока может быть записано как [5]

$$i_d(\theta) = \begin{cases} I_{d_{max}} \left\{ 1 - [(\theta - 2\pi k)/\theta_{c1}]^2 \right\}^2, & -\theta_{c1} + 2\pi k \leq \theta \leq \theta_{c1} + 2\pi k; \\ 0, & (\theta < -\theta_{c1} + 2\pi k) \cup (\theta > \theta_{c1} + 2\pi k), \end{cases} \quad (2)$$

где $I_{d_{max}}$ – максимальное значение импульса i_d , соответствующее критическому режиму; k – целое число (далее принято $k = 0$).

Ток $I_{d_{max}}$ связан с напряжением на затворе транзистора [10]:

$$\begin{aligned} I_{d_{max}} &= S_{gs} [U_{gs}(0) - U_{th}] = \\ &= S_{gs} (U_{gs_{max}} - U_{th}) = S_{gs} \Delta U_{gs}, \end{aligned} \quad (3)$$

где S_{gs} – крутизна проходной характеристики транзистора; $U_{gs_{max}}$ – напряжение на затворе транзистора, соответствующее критическому режиму (рис. 3).

На интервале $-\pi < \theta < +\pi$ ток i_d (2) можно разложить в ряд Фурье [2]:

$$\begin{aligned} i_d(\theta) &= I_{d_{max}} a_0 + \\ &+ I_{d_{max}} \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\theta) + b_n \sin(n\theta)], \end{aligned} \quad (4)$$

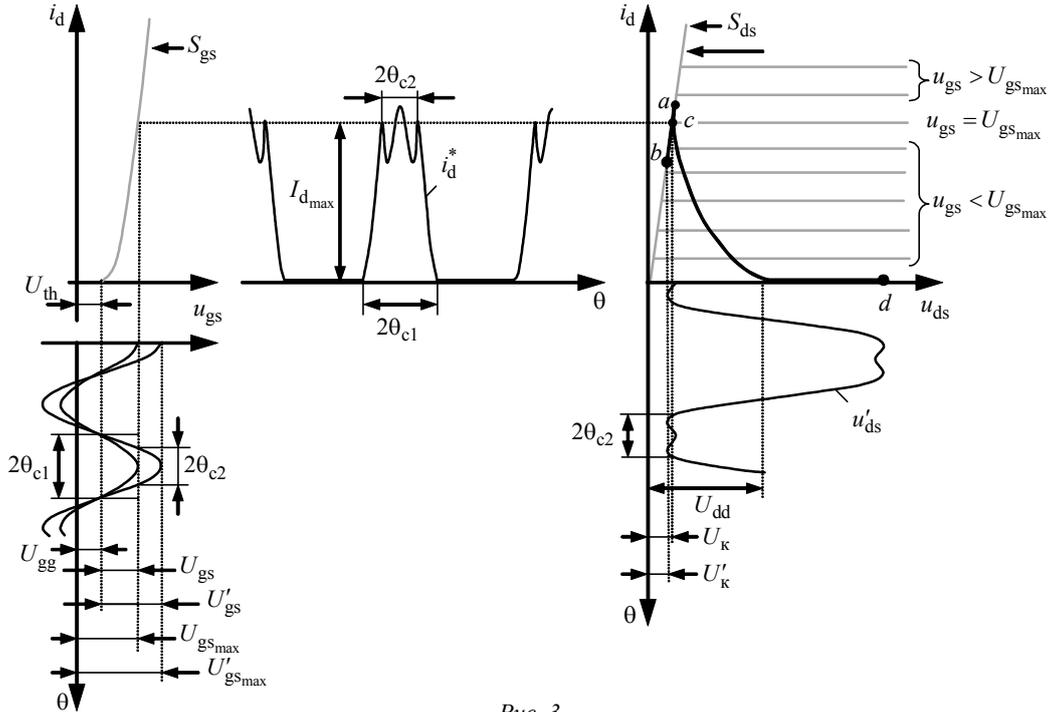


Рис. 3

где a_0, a_n, b_n – коэффициенты разложения; n – номер гармоники тока. Поскольку $i_d(\theta)$ – четная функция, все коэффициенты b_n ряда (4) будут равны нулю и разложение Фурье примет вид

$$i_d(\theta) = I_{d_{\max}} a_0 + I_{d_{\max}} \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\theta) = I_{d0} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{dn} \cos(n\theta), \quad (5)$$

где I_{d0}, I_{dn} – постоянная составляющая и амплитуды гармоник тока I_d , определяемые как [2], [5]

$$I_{d0} = I_{d_{\max}} a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_{c1}}^{\theta_{c1}} i_d(\theta) d\theta = \frac{8I_{d_{\max}} \theta_{c1}}{15\pi}; \quad (6)$$

$$I_{dn} = I_{d_{\max}} a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta_{c1}}^{\theta_{c1}} i_d(\theta) \cos n\theta d\theta = \frac{16I_{d_{\max}}}{\pi(n\theta_{c1})^4} \times \left[\left(\frac{3}{n} - n\theta_{c1}^2 \right) \sin(n\theta_{c1}) - 3\theta_{c1} \cos(n\theta_{c1}) \right], \quad (7)$$

$n = 1, 2, \dots$

Предположим, что напряжение $U_{gs_{\max}}$ увеличилось до значения $U'_{gs_{\max}}$ (рис. 3). Согласно (3) рост $U_{gs_{\max}}$ должен способствовать увеличению высоты импульса тока i_d до значения, которое обозначим как $I'_{d_{\max}}$. Но в этом случае форма

импульса уже не может быть описана с помощью (2), поскольку в состоянии насыщения транзистора ток i_d зависит и от напряжения u_{ds} . Обозначим через θ_{c2} фазовый угол, соответствующий части периода, в которой напряжение u_{ds} управляет током стока, и назовем его верхним углом отсечки. Этот угол может быть найден из уравнения, полученного из (2):

$$I_{d_{\max}} = I'_{d_{\max}} \left[1 - (\theta_{c2}/\theta_{c1})^2 \right]^2. \quad (8)$$

Из описанного принципа действия УМ следует условие $\theta_{c2} < \theta_{c1}$, поэтому из четырех корней уравнения (8) следует выбрать корень, удовлетворяющий данному условию. Разрешив (8) относительно θ_{c2} , получим выражение для этого угла:

$$\theta_{c2} = \sqrt{\theta_{c1}^2 - \theta_{c1}^2 \sqrt{I_{d_{\max}} / I'_{d_{\max}}}}.$$

Чтобы получить выражение, описывающее импульс тока стока насыщенного УМ класса F, используем метод, приведенный в [10] для насыщенного УМ класса C. Согласно этому методу импульс тока i_d насыщенного УМ класса C может быть найден как разность между составляющими, соответствующими импульсам для углов отсечки θ_{c1} и θ_{c2} . Графически процесс получения импульса тока стока насыщенного УМ класса F i_d^* показан на рис. 4.

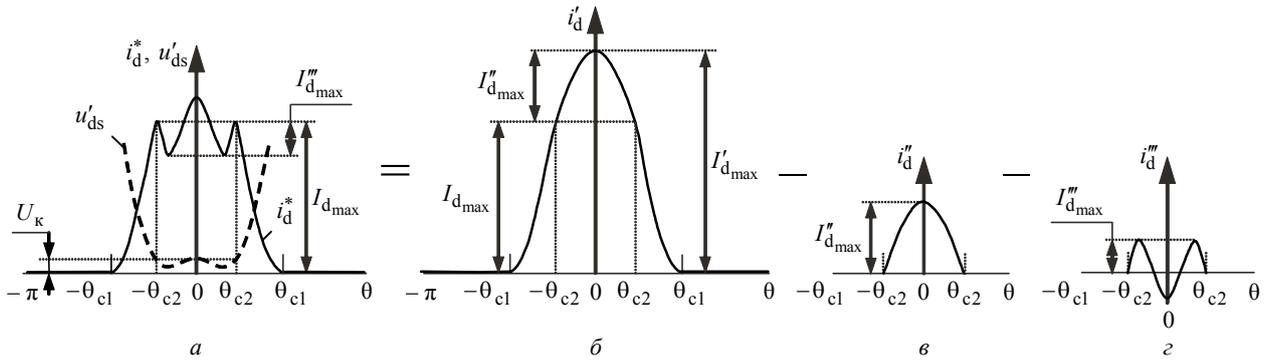


Рис. 4

Вспомогательный импульс тока i_d^* стока с размахом $I_{d_{\max}}^*$ (рис. 4, б) может быть описан с помощью (2) при замене $I_{d_{\max}}$ на $I_{d_{\max}}^*$. Фурье-разложение i_d^* аналогично разложению (5).

Постоянная составляющая I_{d0}^* и амплитуды I_{dn}^* гармоник тока i_d^* вычисляются по формулам (6), (7) после замены $I_{d_{\max}}$ на $I_{d_{\max}}^*$:

$$i_d^*(\theta) = I_{d0}^* + \sum_{n=1}^{\infty} I_{dn}^* \cos(n\theta).$$

Получим выражение для части импульса i_d^* , заходящей в область насыщения, обозначив его i_d'' (рис. 4, в). Размах этого импульса составляет $I_{d_{\max}}''$ (рис. 4, в). Используя (2), запишем:

$$i_d''(\theta) = \begin{cases} I_{d_{\max}}'' \left\{ 1 - \left[\frac{(\theta - 2\pi k)}{\theta_{c1}} \right]^2 \right\}^2 - I_{d_{\max}}'', & -\theta_{c2} + 2\pi k \leq \theta \leq \theta_{c2} + 2\pi k, \\ 0, & (\theta < -\theta_{c2} + 2\pi k) \cup (\theta > \theta_{c2} + 2\pi k), \end{cases} \quad (9)$$

где $I_{d_{\max}}'' = S_{gs}(U'_{gs_{\max}} - U_{th}) = S_{gs}\Delta U'_{gs}$ (далее, аналогично (2) принято $k=0$). Выражение (9) может быть разложено в ряд Фурье вида (5), причем в силу четности $i_d''(\theta)$ все коэффициенты b_n ряда (4) равны нулю и Фурье-разложение будет иметь вид

$$i_d''(\theta) = I_{d0}'' + \sum_{n=1}^{\infty} I_{dn}''(\theta_{c1}) \cos(n\theta).$$

После подстановки (9) в (6), (7) и вычисления интегралов в пределах $-\theta_{c2}, \theta_{c2}$ выражения для постоянной составляющей I_{d0}'' и амплитудных значений I_{dn}'' гармоник тока i_d'' будут иметь вид

$$I_{d0}'' = \frac{I_{d_{\max}}''}{\pi} \left(\theta_{c2} + \frac{\theta_{c2}^5}{5\theta_{c1}^4} - \frac{2\theta_{c2}^3}{3\theta_{c1}^2} - \frac{I_{d_{\max}} \theta_{c2}}{I_{d_{\max}}'} \right);$$

$$I_{dn}'' = \frac{8I_{d_{\max}}'' \cos(n\theta_{c2})}{n\pi\theta_{c1}^4} \left[\theta_{c2} \left(\frac{\theta_{c2}^2 - \theta_{c1}^2}{n} - \frac{6}{n^3} \right) + \left(\frac{6}{n^4} + \frac{(\theta_{c2}^2 - \theta_{c1}^2)^2}{4} + \frac{\theta_{c1}^2 - 3\theta_{c2}^2}{n^2} - \frac{I_{d_{\max}} \theta_{c1}^4}{4I_{d_{\max}}'} \right) \times \right. \\ \left. \times \operatorname{tg}(n\theta_{c2}) \right], \quad n = 1, 2, \dots$$

Найдем выражение для тока стока i_d''' , создаваемого напряжением u_{ds} в интервале $-\theta_{c2}, \theta_{c2}$ (рис. 4, г). Известно [3], что для ненасыщенного УМ класса F с добавлением третьей гармоники напряжение u_{ds} имеет вид

$$u_{ds}(\theta) = U_{dd} - U_{ds1} \cos \theta + U_{ds3} \cos(3\theta), \quad (10)$$

где U_{dd} – напряжение источника питания;

$$U_{ds1} = (2/\sqrt{3})(U_{dd} - U_K);$$

$$U_{ds3} = [1/(3\sqrt{3})](U_{dd} - U_K)$$

– амплитуды первой и третьей гармоник напряжения u_{ds} соответственно, причем U_K – напряжение насыщения транзистора.

Определим, при каких значениях θ_{c2} напряжение u_{ds} управляет током стока. Для этого необходимо найти значения угла отсечки, соответствующие минимумам u_{ds} ($U_{ds_{\min}}$) (рис. 5, а). Продифференцируем (10), приравняем результат нулю и разрешим полученное уравнение относительно θ . Получим, что напряжение u_{ds} будет минимально при $\theta_{\min} = \pm \pi/6 = \pm 30^\circ$. [1]. Таким образом, область управления током стока со стороны u_{ds} определяется неравенством $\pi/6 < \theta_{c2} < \theta_{c1}$.

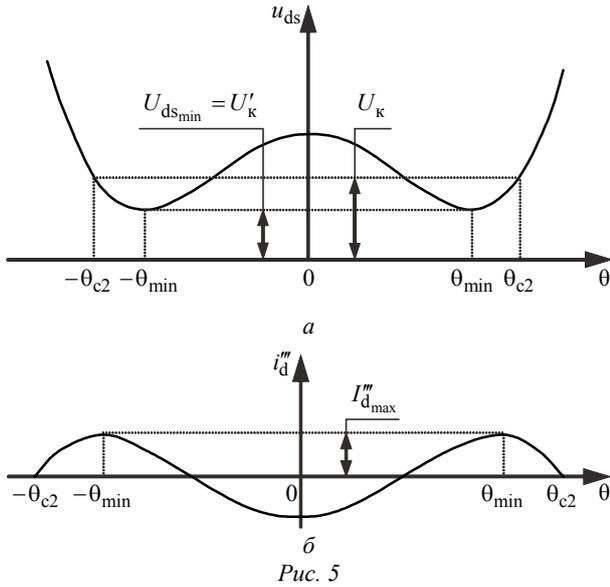


Рис. 5

В УМ класса F ток i_d''' противофазен u_{ds} : если напряжение $u_{ds}(\pm\pi/6)$ минимально, то ток $i_d'''(\pm\pi/6) = I_{d'''_{max}}$ максимален (рис. 5, б). Импульс тока i_d''' описывается выражением

$$i_d'''(\theta) = S_{ds} [U_{dd} + U'_{ds1} \cos \theta - U'_{ds3} \cos(3\theta)] - S_{ds} (2U_{dd} - U_k), \quad (11)$$

где $S_{ds} = I_{d'''_{max}} / U_k$ – крутизна линии критического режима;

$$U'_{ds1} = (2/\sqrt{3})(U_{dd} - U_k);$$

$$U'_{ds3} = [1/(3\sqrt{3})](U_{dd} - U'_k).$$

Второе слагаемое в (11) обеспечивает выполнение условия $i_d'''(\pm\pi/6) = 0$ при $U_{ds_{min}} = U_k = U'_k$, что соответствует ненасыщенному УМ класса F. Для получения $U_{ds_{min}} < U_k$ необходим рост U_{ds1} и U_{ds3} , который возможен при увеличении U_{gs} . Пусть U_{ds1} и U_{ds3} увеличены до U'_{ds1} и U'_{ds3} соответственно за счет уменьшения напряжения U'_k до уровня, обеспечивающего выполнение условия $i_d'''(\pm\theta_{c2}) = 0$. Тогда, приравняв нулю (11) при $\theta = \theta_{c2}$, определим U'_k :

$$U'_k = \begin{cases} U_{dd} + \frac{3\sqrt{3}(U_{dd} - U_k)}{\cos(3\theta_{c2}) - 6\cos(\theta_{c2})}, & \theta_{c2} > \frac{\pi}{6}; \\ U_k, & \theta_{c2} = 0. \end{cases}$$

Напряжение u'_{ds} насыщенного УМ класса F с учетом U'_{ds1} и U'_{ds3} может быть выражено следующим образом:

$$u'_{ds}(\theta) = U_{dd} - U'_{ds1} \cos \theta + U'_{ds3} \cos(3\theta).$$

С учетом этого представления Фурье-разложение $i_d'''(\theta)$ имеет вид

$$i_d'''(\theta) = I_{d'''_0} + I_{d'''_1} \cos \theta + I_{d'''_2} \cos(2\theta) + I_{d'''_3} \cos(3\theta) + \sum_{n=4}^{\infty} I_{d'''_n} \cos(n\theta), \quad (12)$$

причем, как и ранее, в силу четности функции $i_d'''(\theta)$ все коэффициенты b_n ряда (4) равны нулю.

Выражения для постоянной составляющей $I_{d'''_0}$ и амплитудных значений $I_{d'''_n}$ гармоник тока в (12) получаются после подстановки (11) в (6), (7) и вычисления интегралов в пределах $-\theta_{c2}, \theta_{c2}$:

$$I_{d'''_0} = \frac{S_{ds}}{\pi} \left[\theta_{c2} (U_k - U_{dd}) + U'_{ds1} \sin \theta_{c2} - \frac{U'_{ds3}}{3} \sin(3\theta_{c2}) \right];$$

$$I_{d'''_1} = \frac{S_{ds}}{\pi} \left\{ U'_{ds1} \theta_{c2} + [2(U_k - U_{dd}) + U'_{ds1} \cos \theta_{c2} - 2U'_{ds3} \cos^3(\theta_{c2})] \sin \theta_{c2} \right\};$$

$$I_{d'''_2} = \frac{S_{ds}}{\pi} \left[(U'_{ds1} - U'_{ds3}) \sin \theta_{c2} + (U_k - U_{dd}) \sin 2\theta_{c2} + (1/3)U'_{ds1} \sin(3\theta_{c2}) - (1/5)U'_{ds3} \sin(5\theta_{c2}) \right];$$

$$I_{d'''_3} = \frac{S_{ds}}{6\pi} \left\{ 12U'_{ds1} \cos^3 \theta_{c2} \sin \theta_{c2} - 4(U_{dd} - U_k) \sin(3\theta_{c2}) - U'_{ds3} [6\theta_{c2} + \sin(6\theta_{c2})] \right\};$$

$$I_{d'''_n} = \frac{2S_{ds}}{\pi} \left(\frac{(U_k - U_{dd}) \sin(n\theta_{c2})}{n} + \frac{U'_{ds1}}{n^2 - 1} \left[n \cos(\theta_{c2}) \sin(n\theta_{c2}) - \cos(n\theta_{c2}) \sin(\theta_{c2}) \right] - \frac{U'_{ds3}}{2} \left\{ \frac{\sin[\theta_{c2}(n-3)]}{n-3} + \frac{\sin[\theta_{c2}(n+3)]}{n+3} \right\} \right),$$

$n = 4, 5, \dots$

Получим выражение для тока i_d^* насыщенного УМ класса F (рис. 4):

$$i_d^*(\theta) = i_d'(\theta) - i_d''(\theta) - i_d'''(\theta).$$

Аналогично найдем постоянную составляющую и амплитуды гармоник тока i_d^* :

$$\begin{cases} I_{d0}^* = I_{d0}' - I_{d0}'' - I_{d0}'''; \\ I_{dn}^* = I_{dn}' - I_{dn}'' - I_{dn}'''. \end{cases} \quad (13)$$

Форма i_d^* показана на рис. 3. Нагрузочная кривая, связывающая ток i_d^* и напряжение U_{ds}' , обозначена точками *abcd*. На участке *abc* нагрузочной кривой током i_d^* управляет напряжение U_{ds}' .

Алгоритм расчета и области возможных реализаций насыщенного УМ класса F. Рассмотрим зависимости $I_{d3}^*(\theta_{c1})$ с учетом отношения U_{gs}'/U_{gs} , где U_{gs}' – амплитуда напряжения на затворе транзистора, соответствующая насыщенному режиму. Выражения для U_{gs} и U_{gg} при заданных θ_{c1} , U_{th} и $U_{gs\max}$ могут быть найдены из системы уравнений

$$\begin{cases} \theta_{c1} = \arccos[(U_{th} - U_{gg})/U_{gs}]; \\ \Delta U_{gs} = U_{gg} + U_{gs} - U_{th}. \end{cases} \quad (14)$$

Решив (14) относительно U_{gs} и U_{gg} получим:

$$\begin{cases} U_{gs} = \Delta U_{gs}/(1 - \cos \theta_{c1}); \\ U_{gg} = U_{th} + \Delta U_{gs}/(1 - \cos \theta_{c1}). \end{cases} \quad (15)$$

Выражения (15) справедливы и для U_{gs}' при замене ΔU_{gs} на $\Delta U_{gs}'$, поэтому отношение $\Delta U_{gs}'/\Delta U_{gs}$ эквивалентно отношению U_{gs}'/U_{gs} .

Определение параметров насыщенного УМ класса F можно свести к следующему алгоритму:

- по статическим характеристикам выбранного транзистора определяются значения S_{gs} и S_{ds} ;
- выбирается нижний угол отсечки θ_{c1} ;

- выбирается отношение U_{gs}'/U_{gs} , при котором значение I_{d3}^* отрицательно;

- выбирается значение ΔU_{gs} , при котором достигается требуемая мощность P_{out} ;

- определяются значения $Z(f_0) = R_1 = U_{ds1}'/I_{d1}^*$ и $Z(3f_0) = U_{ds3}'/I_{d3}^*$;

- с использованием выражений (15) определяются U_{gs}' и U_{gg}' .

Пример. Предположим, что заданы следующие значения: $U_{dd} = 1$ В, $\Delta U_{gs} = 1$ В, $S_{gs} = 1$ А/В, $U_{gs\max} = 1$ В, $I_{d\max} = 1$ А. Для простоты положим $U_{th} = 0$. Для выяснения влияния отношения $U_{к}/U_{dd}$ выбором S_{ds} обеспечим 3 значения этого отношения: $U_{к}/U_{dd} = 0.05, 0.1, 0.15$. Учтем необходимость выполнения соотношения

$$I_{d\max}'' \leq I_{d\max}^2.$$

С использованием (13) и (15) найдены отношение U_{gs}'/U_{gs} и нижний угол отсечки θ_{c1} , при которых реализуемы ненасыщенный и насыщенный УМ класса F (значения I_{d3}^* отрицательны) (рис. 6). На рис. 6 пунктирные линии ограничивают область, в которой реализуем ненасыщенный УМ класса F: $U_{gs}'/U_{gs} = 1, 110.08^\circ \leq \theta_{c1} \leq 173.7^\circ$. Указанный интервал соответствует глубоко смещенному УМ класса АВ.

На рис. 6 заливкой выделены области значений U_{gs}'/U_{gs} и θ_{c1} , при которых реализуем насыщенный УМ класса F. Максимально возможный угол отсечки $\theta_{c1} = 180^\circ$ во всех трех случаях соответствует УМ класса А. По мере роста значения отношения $U_{к}/U_{dd}$ минимально возможный угол отсечки θ_{c1} , при котором реализуем насыщенный УМ класса F, снижается:

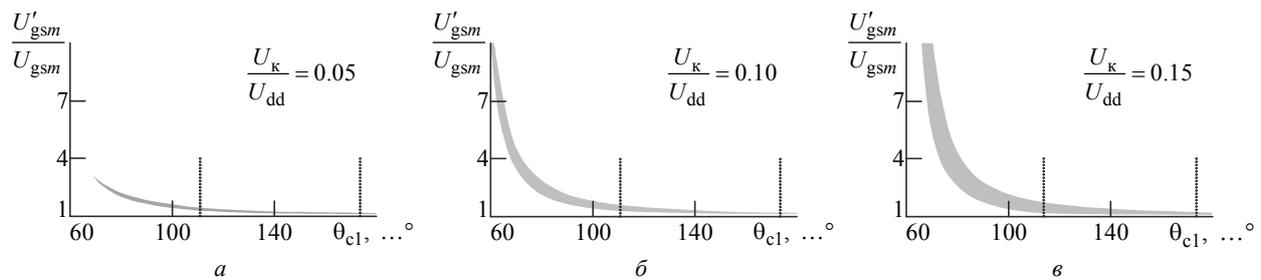


Рис. 6

² В противном случае ($I_{d\max}'' > I_{d\max}$) значение тока $i_d^*(\pm\pi/6)$ отрицательно, что в настоящей статье не рассматривается.

- при $U_k/U_{dd} = 0.05$ $\theta_{c1_{min}} = 68^\circ$ (рис. 6, а);
- при $U_k/U_{dd} = 0.10$ $\theta_{c1_{min}} = 60^\circ$ (рис. 6, б);
- при $U_k/U_{dd} = 0.15$ $\theta_{c1_{min}} = 62^\circ$ (рис. 6, в).

При этом наблюдается заметное расширение области, в которой указанный УМ реализуем (т. е. I_{d3}^* отрицателен). Расширение области отрицательных значений I_{d3}^* может представлять большой практический интерес в тех случаях, когда импеданс $Z(3f_0)$ задан нагрузочной цепью усилителя и получить требуемое значение U_{ds3}'' при фиксированном θ_{c1} можно только за счет выбора I_{d3}^* . В ненасыщенном УМ класса F возможность выбора I_{d3}^* при фиксированном θ_{c1} отсутствует, поскольку область возможных реализаций не зависит от отношения U_k/U_{dd} . Следовательно, насыщенный УМ класса F в отличие от ненасыщенного реализуем не только в большем диапазоне углов θ_{c1} , но и в большем диапазоне значений импеданса $Z(3f_0)$ (рис. 6).

Расчет и моделирование насыщенного УМ класса F. По алгоритму, описанному ранее, рассчитан насыщенный УМ класса F, выполненный на базе полевого транзистора 2N7000L³. При моделировании в пакете САПР "Advanced design system 2011"⁴ статические характеристики данного транзистора описывались с помощью уравнений "Shichman – Hodges" (1) [11]. Параметры модели данного транзистора приведены в [8]. Расчетные значения $S_{gs} = 0.174$ А/В и $S_{ds} = 0.175$ А/В определены по статическим характеристикам транзистора. Нижний угол отсечки выбран равным $\theta_{c1} = 90^\circ$, принимаемым обычно при реализации усилителей класса F. Пороговое напряжение для выбранного транзистора составляет $U_{th} = 1.86$ В. Напряжение питания принято $U_{dd} = 25$ В. Значение ΔU_{gs} выбрано равным 1.72 В, что соответствует $U_{gs_{max}} = 3.58$ В, $I_{d_{max}} = 0.3$ А и $U_k/U_{dd} = 0.068$. Отношение $\Delta U'_{gs}/\Delta U_{gs} = U'_{gs}/U_{gs}$ выбиралось таким, чтобы значение I_{d3}^* было отрицательно, а

значение $Z(3f_0)$ примерно в 5 раз превышало $Z(f_0)$ при чисто активных значениях обоих импедансов. Выбор указанного соотношения импедансов вызван тем, что на практике в большинстве случаев из-за потерь в нагрузочных цепях удается получить $Z(3f_0) \approx (3...5)Z(f_0)$ [12].

Расчетные значения импедансов составили

$$Z(f_0) = 199.7 \text{ Ом}, \quad Z(3f_0) = 1014.2 \text{ Ом}.$$

Нагрузочные импедансы на кристалле транзистора на второй гармонике и на всех гармониках выше третьей предполагались равными нулю. Расчет η_d выполнялся по формуле [2]

$$\eta_d = P_{out}/P_{DC},$$

где $P_{out} = U'_{ds1}I_{d1}^*/2$;

$$P_{DC} = U_{dd}I_{DC} = P_{out} + P_{dis} + P_3$$

– мощность, потребляемая усилителем от источника питания [2], где $I_{DC} = I_{d0}^*$ – постоянный ток источника питания;

$$P_{dis} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u'_{ds}(\theta) i_d^*(\theta) d\theta$$

– мощность, рассеиваемая при перекрытии тока $i_d^*(\theta)$ и напряжения $u'_{ds}(\theta)$; $P_3 = U'_{ds3} |I_{ds3}^*|/2$ – мощность, рассеиваемая на активном нагрузочном импедансе $Z(3f_0)$ на третьей гармонике, причем T – период сигнала основной частоты.

Моделирование усилителя выполнено методом гармонического баланса на рабочей частоте усилителя $f_0 = 13.56$ МГц. В гармоническом балансе учитывалось 20 гармоник. Результаты расчета и моделирования энергетических характеристик усилителя приведены в таблице. Значение P_{los} представляет собой суммарную мощность потерь в усилителе, равную сумме мощностей P_{dis} и P_3 .

Параметр	Расчет	Моделирование	
U_{gs}/U'_{gs}	1.654	1.419	
$\eta_d, \%$	87.88	89.66	90.37
$I_{d1}^*, \text{ А}$	0.139	0.144	0.142
$U_{ds1}, \text{ В}$	27.76	28.80	28.39
$P_{out}, \text{ Вт}$	1.929	2.078	2.019
$P_{los}, \text{ Вт}$	0.266	0.240	0.215

³ ALL transistors datasheet. URL: http://alltransistors.com/pdfview.php?doc=2n7000kl_bs170kl.pdf&dire=_vishay

⁴ Agilent technologies. URL: <http://www.agilent.com/about/newsroom/presrel/2011/22feb-em11027.html>

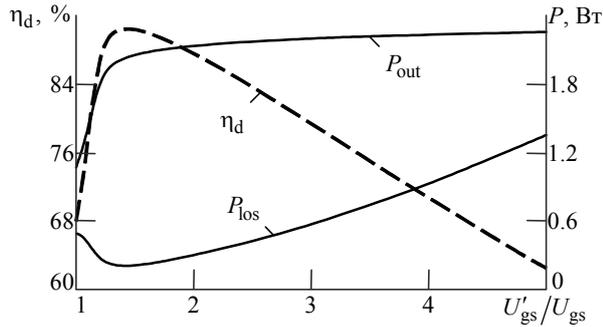


Рис. 7

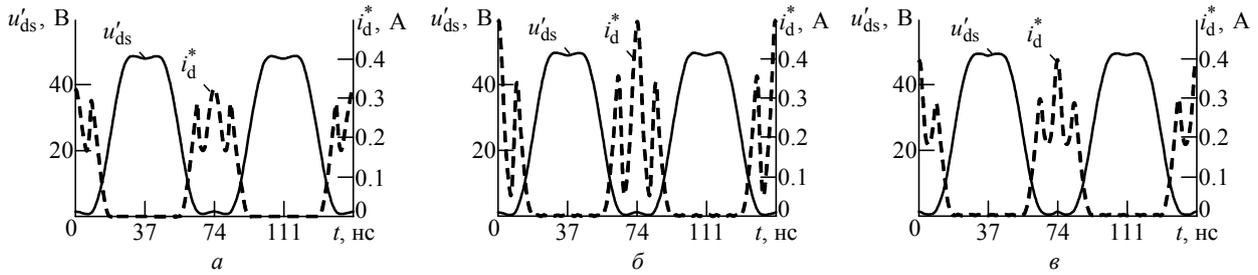


Рис. 8

Для сравнения результатов аналитического расчета и моделирования в таблице приведены значения η_d , P_{out} и P_{los} , полученные при одном и том же значении $U'_{gs}/U_{gs} = 1.654$. Полученный при моделировании η_d выше расчетного значения на 1.78 %, а P_{out} превышает расчетную мощность на 7.72 %.

Для определения значения отношения U'_{ds}/U_{ds} , обеспечивающего максимум стокового КПД, и соответствующих ему значений P_{out} и P_{los} в результате моделирования получены зависимости η_d , P_{out} и P_{los} от U'_{ds}/U_{ds} (рис. 7). Из приведенных зависимостей следует, что максимум обеспечивается при $U'_{ds}/U_{ds} = 1.419$, причем в этой точке P_{los} минимальна. Полученные значения в указанной точке приведены в таблице. Значение η_d , полученное в результате моделирования, превышает расчетное на 2.49 %, значение P_{out} превышает расчетную мощность на 4.66 %. Указанные различия расчетных и промоделированных значений объясняются тем, что при расчете крутизны S_{gs} и S_{ds} в целях упрощения

приняты постоянными. Напротив, при моделировании непостоянство этих параметров, вызванное нелинейностью статических характеристик транзистора, учитывается.

На рис. 8, а показаны полученные расчетом формы тока $i_d^*(\theta)$ и напряжения $u'_{ds}(\theta)$ для $U'_{gs}/U_{gs} = 1.654$. Аналогичные зависимости, полученные моделированием для $U'_{gs}/U_{gs} = 1.654$ и 1.419, представлены на рис. 8, б и в соответ-

ственно. Необходимо отметить, что результаты расчетов, полученные для $U'_{gs}/U_{gs} = 1.654$, оказались более близкими к результатам моделирования $U'_{gs}/U_{gs} = 1.419$, чем для аналогичных результатов для $U'_{gs}/U_{gs} = 1.654$ (см. таблицу). Таким образом, следует считать, что максимальному стоковому КПД соответствуют результаты расчетов $U'_{gs}/U_{gs} = 1.654$ и результаты моделирования для $U'_{gs}/U_{gs} = 1.419$.

В настоящей статье предложена методика аналитического расчета энергетических характеристик насыщенного УМ класса F. Показано, что указанный УМ при отношениях $U_k/U_{dd} = 0.05, 0.10$ и 0.15 может быть реализован в диапазонах нижнего угла отсечки $\theta_{c1} 68...180^\circ, 60...180^\circ$ и $62...180^\circ$ соответственно. На примере расчета параметров УМ класса F, выполненного при $\theta_{c1} = 90^\circ$, показано, что значения стокового КПД η_d и выходной мощности P_{out} , полученные с помощью численного моделирования усилителя, отличаются от рассчитанных значений не более чем на 2.49 и 7.72 % соответственно.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Kazimierczuk M. K. RF power amplifiers. Hoboken, USA: Wiley, 2008. 403 p.
2. Colantonio P., Giannini F., Limiti E. High efficiency RF and microwave solid state power amplifiers. Hoboken, USA: Wiley, 2009. 520 p.
3. Raab F. H. Maximum efficiency and output of class-F power amplifiers // IEEE Trans. on microw. theory and tech. 2001. Vol. MTT-49, №. 6. P. 1162-1166.
4. Colantonio P., Giannini F., Limiti E. HF class F design guidelines // Proc. XV-th Intern. conf. on micro-

waves, radar and wireless communications, Warszawa, 17–21 May 2004. Vol. 1 // Telecommunications Research Institute. Poland, Warsaw, 2004. P. 27–38.

5. On the class-F power amplifier design / P. Colantoni, F. Giannini, G. Leuzzi, E. Limiti // Intern. J. of RF and microwave computer-aided engineering. 1999. Vol. 9, № 2. P. 129–149.

6. Scott T. Tuned power amplifiers // IEEE Trans. on circuit theory. 1964. Vol. CT-11, № 3. P. 385–388.

7. Behaviors of class-F and class-F¹ amplifiers / J. Moon, S. Jee, J. Kim et al. // IEEE Trans. on microw. theory and tech. 2012. Vol. MTT-60, № 6. P. 1937–1951.

8. Ефимович А. П., Крыжановский В. Г. Исследование энергетических характеристик насыщенного усилителя класса F // Радиотехника: всеукр. межвед. науч.-техн. сб. / ХНУРЭ. Харьков, 2014. № 178. С. 84–92.

A. P. Yefymovych

Donetsk national university

The method of calculating saturated class-F amplifier

The proposed method of calculating the saturated class-F amplifier. The determined values of the cut-off angles at which can be realized this amplifier. It is shown that a saturated class-F amplifier can be realized in high cut-off angle range than an unsaturated class-F amplifier.

Class-F amplifier, drain efficiency, output power, saturation of transistor

Статья поступила в редакцию 4 мая 2015 г.

УДК 621.373.5

А. В. Афанасьев, Ю. А. Демин, Б. В. Иванов, В. А. Ильин,
В. В. Лучинин, К. А. Сергушичев, А. А. Смирнов
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ"
А. Ф. Кардо-Сысоев
Физико-технический институт им. А. Ф. Иоффе РАН

Мегаваттный генератор наносекундных импульсов на основе карбидокремниевых дрейфовых диодов с резким восстановлением

Представлены экспериментальные результаты исследования коммутационных характеристик высоковольтных карбидокремниевых коммутаторов на основе дрейфовых диодов с резким восстановлением (ДДРВ) и разработанного на их основе генератора наносекундных импульсов напряжения с мегаваттной импульсной мощностью. Впервые показана возможность последовательной компрессии энергии включенными параллельно кремниевым и карбидокремниевым каскадами ДДРВ.

Карбид кремния, дрейфовые диоды с резким восстановлением, наносекундные импульсы напряжения, высоковольтные диодные сборки

Высоковольтные генераторы сверхкоротких импульсов напряжения широко применяются в локационной, лазерной, преобразовательной техни-

ке, экспериментальной физике и импульсной интроскопии. Использование дрейфовых диодов с резким восстановлением (ДДРВ) в генераторах в

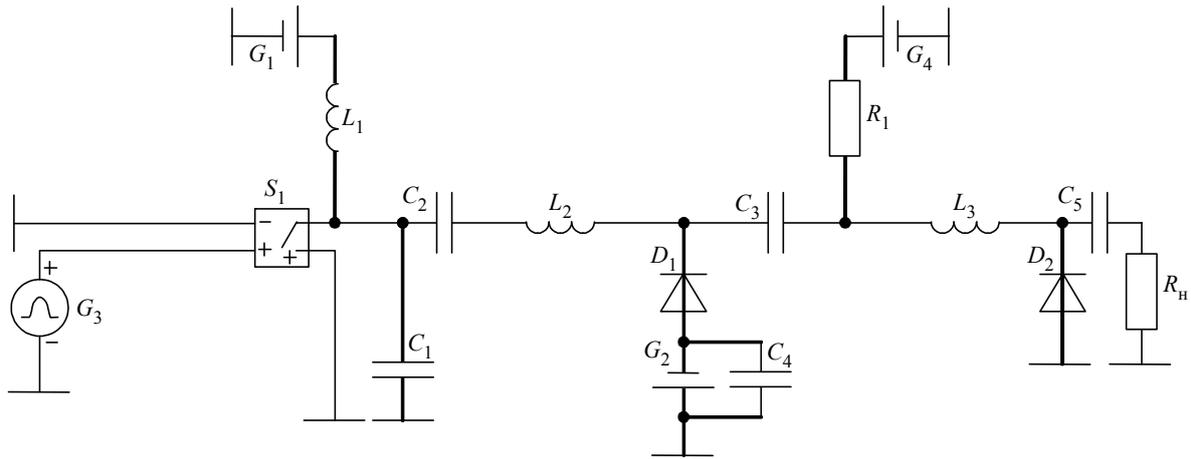


Рис. 1

качестве быстродействующих коммутаторов размыкающего типа позволяет формировать сверхкороткие импульсы напряжения амплитудой от сотен вольт до десятков киловольт с частотой повторения до сотен килогерц [1]. Широко используемые в настоящее время кремниевые ДДРВ-прерыватели тока обеспечивают скорость переключения $dU/dt \leq 10^3$ В/нс на одном $p-n$ -переходе. В [2], [3] экспериментально установлено, что аналогичные одиночные диодные структуры на основе карбида кремния SiC политипа 4H могут переключаться в 2–3 раза быстрее. Возможность последовательной коммутации карбидокремниевых дрефовых диодов с режимом восстановления (4H-SiC-ДДРВ) в высоковольтную сборку впервые была показана в работе [4], где сообщалось о создании генератора на основе карбидокремниевый ДДРВ-коммутатора, состоящего из двух диодных структур и формирующего трехкиловольтный импульс напряжения длительностью 3 нс. Дальнейшее улучшение амплитудно-временных параметров связано с созданием более совершенных высоковольтных 4H-SiC-диодных сборок, с оптимизацией структуры диодов и с использованием схемы последовательной компрессии энергии за счет введения дополнительного каскада сжатия на основе ДДРВ-коммутатора.

В настоящей статье представлено объединение карбидокремниевых ДДРВ в высоковольтную диодную сборку, приведены результаты исследования вольт-амперных, вольт-фарадных и коммутационных характеристик диодных 4H-SiC-сборок, а также схема генератора наносекундных импульсов на их основе.

Экспериментальная часть. Как известно [5], для повышения импульсной мощности и уменьшения длительности импульсов, формируемых генераторами, необходимо использовать схемы

последовательного сжатия энергии. Для этого в схеме генератора предусматривают несколько ДДРВ-коммутаторов, включенных параллельно. Значения переключаемого коммутатором напряжения и плотности обрываемого им тока по мере приближения к нагрузке увеличиваются. В настоящей статье использована двухкаскадная схема компрессии, первый каскад сжатия которой содержит кремниевый ДДРВ-коммутатор, второй каскад – коммутатор на основе карбида кремния. Выбор данной схемы генератора основан на том, что кремниевые ДДРВ позволяют работать при значительно большем времени накачки, чем 4H-SiC-ДДРВ, и отличаются меньшими потерями заряда, что определяет общий КПД генератора. Кроме того, к первому каскаду не предъявляются жесткие требования по временным параметрам импульсов напряжения, инжектирующих носители заряда.

Моделирование в схемотехнической программе MicroCap показало возможность последовательной компрессии энергии при использовании кремниевый и карбидокремниевый размыкателей тока. На рис. 1 представлена электрическая схема, содержащая кремниевый ДДРВ-коммутатор D_1 и 4H-SiC-ДДРВ-коммутатор D_2 .

Для уточнения параметров схемы, а также для выбора оптимальных площадей и количества необходимых диодных структур в высоковольтных сборках было проведено моделирование в пакете TCAD Synopsys с использованием физико-топологических моделей диодов. Принцип работы схемы аналогичен описанному в [4]. В момент прихода управляющего импульса от задающего генератора G_3 открывается транзисторный ключ S_1 , через первый (D_1) и второй (D_2) каскады ДДРВ протекает прямой ток, который "накачивает" элек-

тронно-дырочной плазмой кремниевый и карбидокремниевый коммутаторы. По окончании импульса транзисторный ключ S_1 закрывается, в результате чего меняется полярность напряжения на D_1 и D_2 , их сопротивления резко возрастают, ток прерывается, а на нагрузке R_H формируется импульс напряжения. Для выбора оптимального режима накачки диодных коммутаторов D_1 и D_2 рассмотрены источники смещения G_2 и G_4 , которые позволяют регулировать заряд, вводимый в диоды на этапе протекания через них прямого тока, а также обеспечивают напряжение на карбидокремниевых диодных структурах, достаточное для открытия p - n -переходов.

Кремниевые диодные сборки изготовлены в ФТИ им. А. Ф. Иоффе РАН. Карбидокремниевые диодные сборки собирались из 4H-SiC-ДДРВ-чипов, выполненных на основе эпитаксиальной структуры p^+ - p - n - n^+ -типа с p -базой толщиной 15 мкм и уровнем легирования алюминием $5 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$. Толщина сильнолегированного p^+ -слоя составляла 2 мкм с концентрацией акцепторов $2 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$. Толщина n^+ -подложки – 350 мкм с концентрацией доноров азота $5 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$ и удельным сопротивлением 0.026 Ом·см. Площадь рабочей области ДДРВ равнялась 4 мм² и имела защиту мезоструктурой. Оптимизация структур 4H-SiC-диодов проводилась с помощью пакета TCAD Synopsys. При моделировании учитывались эффекты неполной ионизации примесей, высокого уровня инжекции, сильного легирования и лавинной генерации.

Вследствие технологического разброса характеристик изготовленных 4H-SiC-ДДРВ перед сборкой в высоковольтные блоки структуры проходили процедуру отбраковки на изготовленном измерительном стенде, позволяющем определять амплитудно-временные параметры карбидокремниевых ДДРВ. Экспериментально установлен допустимый разброс диодных структур по значению переключаемого напряжения и времени срабатывания (не более 5 %), при котором обеспечивалось синхронное срабатывание одиночных кристаллов ДДРВ в высоковольтной сборке. Проведенные статические измерения одиночной диодной структуры показали, что напряжение открытия, максимальное обратное рабочее напряжение и значение емкости при нулевом смещении составили 2.6 В, 1.5 кВ и 57 пФ соответственно.

Технологический процесс создания высоковольтных диодныхборок из отдельных 4H-SiC-

ДДРВ заключался в следующем. На первом этапе необходимое количество ДДРВ-чипов склеивалось высокотемпературным электропроводящим двухкомпонентным компаундом с последующей сушкой при температуре 150 °С в течение 6 ч. На втором этапе полученная структура осаживалась на медную шайбу, служащую основанием диодной сборки. Затем устанавливался верхний выводной контакт из медной фольги. Завершающей операцией изготовления высоковольтной 4H-SiC-диодной сборки являлась герметизация высокотемпературным компаундом.

Перед исследованием работы диодныхборок в динамическом режиме (в структуре схемы генератора) измерялись вольт-амперные и вольт-фарадные характеристики. Напряжение открытия и максимальное обратное рабочее напряжение высоковольтной сборки из пяти 4H-SiC-ДДРВ составили 13.4 В и 7.5 кВ соответственно. Измеренное значение емкости сборки при нулевом смещении составило 285 пФ. Полученные результаты статических измерений диодныхборок показывают пропорциональность значений их параметров числу соединенных структур, что свидетельствует об отсутствии паразитных активных и реактивных сопротивлений при последовательной коммутации чипов в диодные сборки с использованием разработанной технологии.

Экспериментальное исследование переключения диодныхборок проводилось в структуре генератора наносекундных импульсов. Выходные импульсы на нагрузке 50 Ом регистрировались цифровым стробоскопическим осциллографом Tektronix DSA8300 с полосой пропускания 20 ГГц. Для ослабления сигнала использовались высоковольтные СВЧ-аттенюаторы 2237-HFNF и 142-NMFP-26 (производства Varth Electronics) с суммарным коэффициентом передачи в тракте –98 дБ. На рис. 2 представлена осциллограмма выходного импульса генератора.

Параметры импульса: амплитуда 7.5 кВ, длительность на полуширине 2.2 нс, передний фронт по уровню 0.1...0.9 составляет 970 пс. Импульсная мощность, выделяемая на нагрузке 50 Ом, составляет $P_{\text{имп}} = U^2/R = 1.125 \text{ МВт}$.

Следует учитывать, что аттенюаторы и осциллограф имеют конечные значения переходных характеристик, равные 150 и 40 пс соответственно. Используя известную формулу [6] для суммарной переходной характеристики:

$$\tau_{\text{изм}} = \sqrt{\tau_{\text{ат}}^2 + \tau_{\text{ист}}^2}$$

($\tau_{\text{изм}}$ – измеряемое время; $\tau_{\text{ат}}$ – время установления аттенуаторов; $\tau_{\text{ист}}$ – истинное значение фронта импульса), получим, что длительность переднего фронта импульса, изображенного на рис. 2, составляет 951 пс.

Отдельно проверена возможность синхронного срабатывания карбидокремниевых диодных сборок, работающих на общую нагрузку, т. е. их распараллеливание. Для этого в выходной каскад генератора устанавливалась дополнительная сборка, также содержащая пять 4H-SiC-ДДРВ структур. В результате в 2 раза снизилась плотность тока, протекающего через каждую сборку, вследствие чего уменьшился пьедестал импульса, формируемого на нагрузке. Однако передний фронт импульса не изменился, что свидетельствует об отсутствии "затягивания" фронта из-за возможной несинхронности срабатывания каждой изборок. Полученный результат свидетельствует о возможности уменьшения, при необходимости, удельной коммутируемой мощности 4H-SiC-сборки без ухудшения амплитудно-временных параметров формируемого на нагрузке импульса.

Представленные результаты исследований статических и динамических характеристик высоковольтных 4H-SiC-ДДРВборок свидетельствуют о

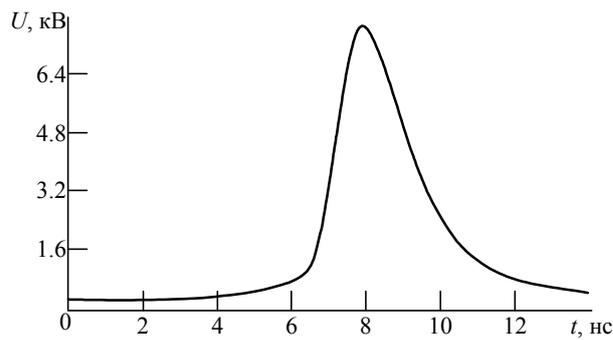


Рис. 2

синхронности срабатывания одиночных диодных структур в сборке и об отсутствии паразитных активных и реактивных сопротивлений при последовательной коммутации чипов по разработанной технологии. Впервые показана возможность последовательной компрессии энергии включенными параллельно кремниевым и карбидокремниевым высоковольтными диодными коммутаторами в структуре генератора, формирующего наносекундные импульсы напряжения амплитудой пиковой мощности свыше 1 МВт. При исследовании параллельно соединенных ДДРВ-борок с общей цепью коммутации установлено их синхронное срабатывание, что позволяет производить масштабирование коммутируемой мощности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Grekhov I. V., Mesyats G. A. Nanosecond semiconductor diodes for pulsed power switching // Phys.-Usp. 2005. Vol. 48, № 7. P. 703–712.

2. Дрейфовые диоды с резким восстановлением на основе карбида кремния / А. В. Афанасьев, Б. В. Иванов, В. А. Ильин и др. // Микроэлектроника СВЧ: Всерос. конф., СПб., 4–7 июня 2012. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2012. С. 260–262.

3. Высоковольтный миниатюрный карбидокремниевый источник наносекундных импульсов для генерации рентгеновского и микроволнового излучений / А. В. Афанасьев, А. Ф. Кардо-Сысоев, А. А. Смирнов и др. // Нано- и микросистемная техника. 2013. № 2. С. 30–32.

4. Трехкиловольтный генератор наносекундных импульсов напряжения на 4H-SiC-диодных сборках / А. В. Афанасьев, С. С. Борисенко, А. А. Смирнов и др. // Электроника и микроэлектроника СВЧ: III Всерос. науч.-техн. конф., СПб., 2–5 июня 2014. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2014. С. 407–412.

5. Kardo-Sysoev A. F. New power semiconductor devices for generation of nano- and subnanosecond pulses // Ultra-wideband radar technology / ed. by J. D. Taylor. London: CRC Press, 2000. P. 205–290.

6. Грехов И. В., Ефанов В. М., Кардо-Сысоев А. Ф. Мощный полупроводниковый генератор пикосекундных импульсов // Приборы и техника эксперимента. 1984. Т. 5, № 5. С. 93–93.

A. V. Afanasiev, Ju. A. Demin, B. V. Ivanov, V. A. Ilin, V. V. Luchinin, K. A. Serguibchev, A. A. Smirnov
Saint Petersburg state electrotechnical university "LETI"

A. F. Kardo-Sysoev
Ioffe institute of RAS (Saint Petersburg)

Megawatt generator of nanosecond impulses on the basis of carbide-silicon drift diodes with sharp restoration

Experimental results of research of switching characteristics of high-voltage carbide-silicon switchboards on the basis of drift diodes with sharp restoration (DDSR) and the generator of nanosecond voltage impulses developed on their basis with a megawatt pulse power are presented. Possibility of a consecutive compression of energy is for the first time shown by the DDSR cascades which are switched on parallel to silicon and carbide-silicon.

Silicon carbide, drift diodes with sharp restoration, nanosecond voltage impulses, high-voltage diode assemblies

Статья поступила в редакцию 9 июня 2014 г.

УДК 621.373.5

Б. В. Иванов, А. А. Смирнов, С. А. Шевченко
 Санкт-Петербургский государственный электротехнический
 университет "ЛЭТИ"
 А. Ф. Кардо-Сысоев
 Физико-технический институт им. А. Ф. Иоффе РАН

Формирование наносекундных импульсов напряжения дрейфовыми диодами с резким восстановлением

Представлены результаты экспериментального исследования переключения кремниевых дрейфовых диодов с резким восстановлением (ДДРВ) в структуре генератора наносекундных импульсов напряжения. Промоделирована работа ДДРВ в составе генератора импульсов напряжения с целью выбора оптимальных режимов работы дрейфового диода. Результаты численного расчета показали хорошее совпадение с экспериментом. Представлены зависимости потерь заряда от тока накачки, длительности накачки диода электронно-дырочной плазмой, а также от времени жизни неравновесных носителей заряда.

Дрейфовые диоды с резким восстановлением, наносекундные импульсы напряжения, скорость переключения, ток инъекции, время жизни неравновесных носителей заряда, пьедестал импульса

Наилучшим быстродействием обладают двух-электродные ключевые приборы вследствие отсутствия дополнительной емкости, присущей полупроводниковым приборам с управляющим электродом. Среди диодных коммутаторов особое место занимают дрейфовые диоды с резким восстановлением (ДДРВ), использование которых в качестве быстродействующих ключей впервые было продемонстрировано сотрудниками Физико-технического института им. А. Ф. Иоффе РАН [1].

Механизм работы ДДРВ заключается в следующем. В первый момент времени через диодную структуру в прямом направлении протекает импульс тока I_+ длительностью t_+ , в результате чего вблизи эмиттерных областей накапливается электронно-дырочная плазма, обеспечивающая высокопроводящее состояние диода. На втором этапе через диод пропускают импульс обратного тока I_- длительностью t_- , что приводит к рассасыванию электронно-дырочной плазмы в базовой области. При выполнении условия

$$t_+ + t_- < \tau_{ж}, \quad (1)$$

где $\tau_{ж}$ – время жизни неравновесных носителей заряда (ННЗ) в базе диода, и оптимальном токе и заряде накачки диод переходит в запертое состояние. При параллельном соединении диода и нагрузки формируется выходной, быстро нарастающий импульс напряжения.

Известно [2], [3], что в выходном импульсе, сформированном ДДРВ, можно выделить два этапа. Первый этап представляет собой медленно нарастающую часть фронта (пьедестал), когда дифференциальное сопротивление диода мало и напряжение на нем практически не зависит от нагрузки. Второй этап – процесс быстрого восстановления, когда диод резко переходит в запертое состояние. Появление пьедестала вызвано потерей накопленного в процессе протекания прямого тока заряда, так как при формировании импульса с пьедесталом этап полного восстановления происходит раньше, чем наступает равенство зарядов, прошедших через диод при протекании прямого и обратного токов.

Целью настоящей статьи является исследование зависимости амплитуды и длительности пьедестала импульсов напряжения, формируемых кремниевыми ДДРВ, от времени накачки прямым током t_+ , плотности прямого тока j_+ и времени жизни неравновесных носителей заряда.

Экспериментальная часть. В качестве исследуемых ДДРВ использовались кремниевые диодные сборки, изготовленные в ФТИ им. А. Ф. Иоффе РАН. Максимальное рабочее напряжение сборки из двух последовательно соединенных ДДРВ составляло 2400 В.

Для правильной работы ДДРВ в схеме генератора импульсов напряжения необходимо обеспечить протекание через диодную структуру тока

накачки оптимальной величины, которая определяется источником питания и первичным транзисторным ключом. Минимально необходимый ток накачки определяется исходя из напряжения U , формируемого диодом на нагрузке $R_H = 50$ Ом:

$$I_{\text{нак}} = U/R_H = 2400/50 = 48 \text{ А.}$$

Ключ выполнен на быстродействующем MOSFET-транзисторе IXZ4DF12N100 с максимальным отдаваемым импульсным током 72 А (без учета КПД)¹. Потери в транзисторном ключе при его коммутации определяются как [4]

$$E_{\text{кл}} = \int U_{\text{ст}}(t) I_{\text{ст}}(t) dt, \quad (2)$$

где $U_{\text{ст}}$, $I_{\text{ст}}$ – напряжение на стоке и ток стока транзистора соответственно.

Знание КПД транзисторного ключа нужно для определения необходимого количества первичных ключей накачки ДДРВ. КПД определялось в схеме, обеспечивающей работу ключа от внешнего задающего генератора, формирующего запускающие импульсы напряжения. При помощи цифрового осциллографа снимались временные зависимости напряжения на стоке транзистора и на безындуктивном токовом шунте, после чего по формуле (2) производилась обработка данных. Определенная таким образом эффективность MOSFET-транзистора IXZ4DF12N100 составила около 60 %. С учетом полученного значения для накачки ДДРВ необходимо два транзисторных ключа.

На рис. 1 представлена принципиальная электрическая схема с двумя включенными параллельно транзисторными ключами, в которой исследовались кремниевые ДДРВ. Принцип работы схемы заключается в следующем. При поступлении от

задающего генератора G_2 управляющего импульса длительностью $T_{\text{и}}$ открываются транзисторные ключи S_1 и S_2 , через диод начинает протекать прямой ток I_+ , накачивая его электронно-дырочной плазмой. По окончании импульса $T_{\text{и}}$ полярность на диоде меняется, однако еще некоторое время диод находится в проводящем состоянии и через него течет обратный ток I_- . Когда вся электронно-дырочная плазма будет выведена из базы диода обратным током, диод резко переходит в запертое состояние и ток, текущий через накопительные индуктивности L_3 и L_4 , перебрасывается в подключенную параллельно нагрузку.

Для уточнения режимов работы схемы и номиналов элементов проведено схемотехническое моделирование в пакете TCAD Synopsys².

На первом этапе проведен численный расчет схемы в отсутствие ДДРВ. Расчетная зависимость напряжения на стоке транзистора $U_{\text{ст}}(t)$ представлена на рис. 2 кривой 1. Кривой 2 на том же рисунке показана зависимость, построенная по результатам эксперимента. Зависимости демонстрируют хорошее совпадение результатов моделирования и эксперимента.

На втором этапе схема промоделирована с учетом физико-топологических параметров кремниевых ДДРВ. Результаты моделирования и эксперимента представлены на рис. 3: штриховая линия – расчетная зависимость $U_{\text{ст}}(t)$, сплошные линии – напряжение на ДДРВ, причем кривой 1 показана расчетная зависимость, а кривой 2 – зависимость, построенная по результатам эксперимента. Параметры формируемого схемой импульса следующие: длительность на полуширине

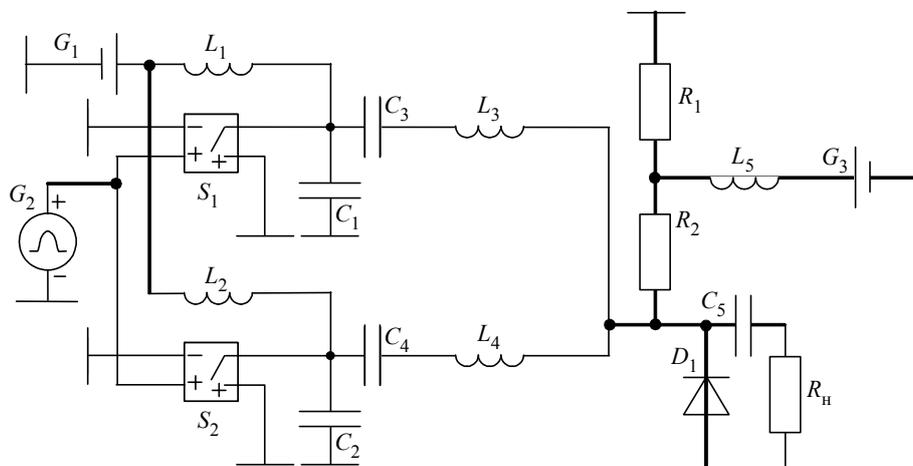


Рис. 1

¹ <http://ixapps.ixys.com/Datasheet/ixz4df12n100.pdf>

² http://www.synopsys.com/Tools/TCAD/CapsuleModule/sentaurus_ds.pdf

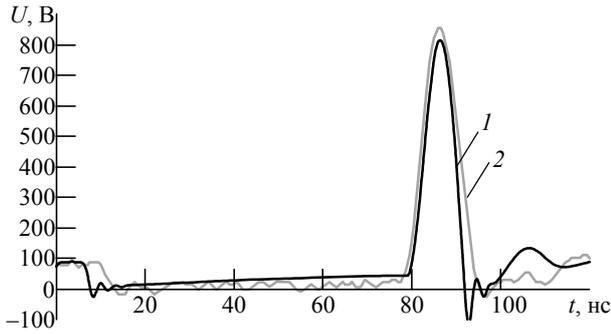


Рис. 2

2.4 нс, скорость нарастания переднего фронта по уровню 0.1...0.9 составляет 0.9 кВ/нс, амплитуда – 2180 В. Из рис. 3 следует, что коэффициент сжатия импульса (отношение длительности импульса на стоке транзистора на уровне полуширины к длительности импульса, сформированного ДДРВ) составляет около 5. Приведенные параметры близки к предельным для рассмотренного типа кремниевого ДДРВ.

Важной характеристикой ДДРВ-ключа является время жизни инжектированных ННЗ, которое должно удовлетворять условию (1), т. е. быть достаточно большим для создания с использованием накачки короткими импульсами узких пространственных распределений инжектированных в базу диода неравновесных носителей заряда. Поэтому выполнены измерения времени жизни ННЗ в ДДРВ-ключе по так называемому методу Госсика [5] (по спаду послеинжекционной ЭДС). На рис. 4 представлена осциллограмма напряжения на диоде во время его накачки прямым током и последующего отключения.

Скорость спада ЭДС на линейном участке осциллограммы напряжения обратно пропорциональна времени жизни инжектированных ННЗ:

$$\Delta U/\Delta t = (2kT/q)(1/\tau_{ж}), \quad (3)$$

где k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура; q – элементарный заряд.

Рассчитанное на основании (3) время жизни ННЗ в ДДРВ составило 0.48 мкс.

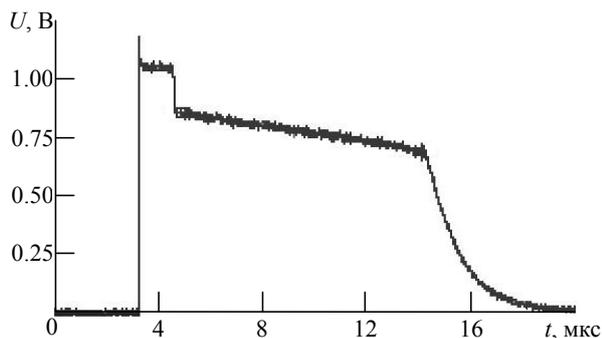


Рис. 4

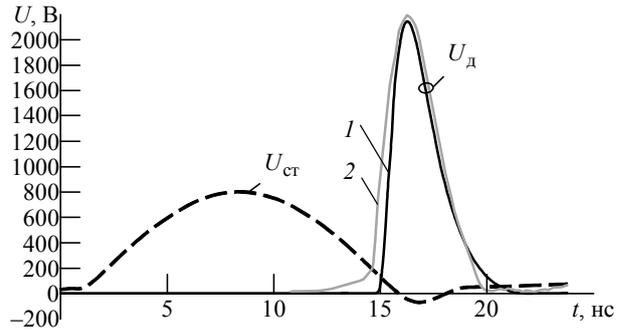


Рис. 3

Для определения зависимости уровня и длительности пьедестала импульса от условий накачки ДДРВ исследовались в структуре генератора импульсов напряжения, на вход которого подавался запускающий импульс длительностью 120...280 нс, оптимальный по результатам моделирования для данного типа ДДРВ. Плотность тока j_- через диоды варьировалась от оптимального значения для данного типа ДДРВ до удвоенного значения. Как известно [6], оптимальная величина j_- выбирается исходя из условия $j_- = I_-/S = qN_d v_s$, где S – площадь диода; N_d – концентрация доноров в базе диода; v_s – насыщенная скорость движения электронов в полупроводнике (для кремния $v_s = 10^7$ см/с).

На рис. 5 представлены осциллограммы выходных импульсов диода при разных временах прямой накачки t_+ . Для исключения влияния вносимого на этапе прямой накачки заряда Q_+ при увеличении времени накачки уменьшался прямой ток I_+ через диод изменением напряжения постоянного источника питания G_1 .

Из представленных на рис. 5 осциллограмм следует, что увеличение длительности накачивающего ДДРВ импульса t_+ от 120 до 280 нс (при фиксированной амплитуде импульса) ведет к возрастанию амплитуды пьедестала и его длительности. Указанная зависимость может быть объяснена увеличением потерь заряда вследствие рекомбинации ННЗ, инжектированных в базу диода на этапе пропускания прямого тока. Для проверки данного предположения был исследован при тех же самых условиях другой кремниевый ДДРВ, время жизни ННЗ которого, измеренное по спаду послеинжекционной ЭДС, составляло $\tau_{ж} = 2$ мкс. На рис. 6 показаны осциллограммы напряжения, снятые при разных временах накачки.

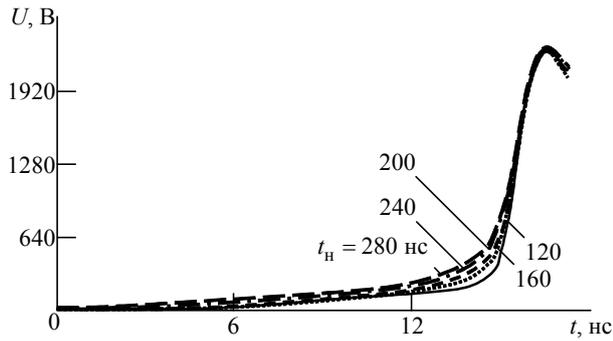


Рис. 5

Как видно из рис. 6, при увеличении t_+ от 120 до 210 нс амплитуда импульса возрастает от 1670 до 2190 В при практически неменяющемся пьедестале (медленно нарастающей части переднего фронта). Установленный факт свидетельствует о значительном влиянии на амплитудно-временные параметры пьедестала времени прямой накачки t_+ при соизмеримых значениях t_+ и времени жизни ННЗ в ДДРВ.

Исследование зависимости относительного напряжения пьедестала от вносимого на этапе протекания через ДДРВ прямого тока I_+ заряда Q_+ показало, что при превышении оптимального для конкретного типа ДДРВ значения плотности тока j_+ происходит "перекачка" диода, в результате чего амплитуда пьедестала возрастает. По-видимому, это связано с нарушением нестационарного пространственного распределения инжектированных носителей, в результате чего снижается скорость вывода электронно-дырочной плазмы на этапе протекания обратного тока j_- , приводящая к росту потерь заряда и к увеличению площади пьедестала.

По результатам проведенных экспериментальных исследований работы кремниевого ДДРВ в

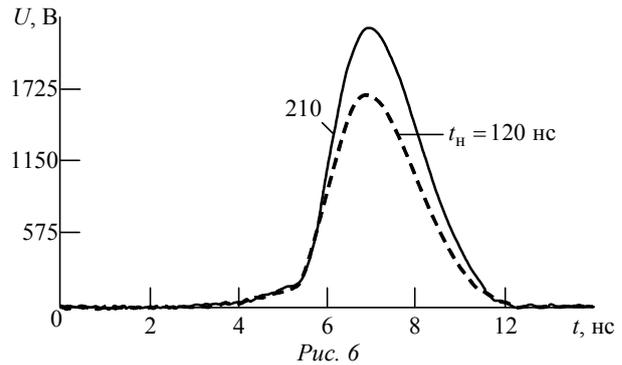


Рис. 6

составе генератора наносекундных импульсов напряжения установлено следующее:

- возникновение пьедестала (медленно нарастающей части переднего фронта) выходного импульса напряжения связано с потерей неравновесных носителей заряда, инжектированных в ДДРВ на этапе протекания прямого тока, которая зависит от длительности прямой накачки t_+ по отношению к времени жизни ННЗ;

- увеличение времени протекания прямого тока I_+ до значения, близкого к времени жизни неравновесных носителей заряда ($\tau_{ж}$), ведет к росту амплитуды и длительности пьедестала, что снижает КПД генератора, формирующего наносекундные импульсы напряжения;

- при $t_+ \ll \tau_{ж}$ увеличение плотности тока j_+ , протекающего через ДДРВ на этапе прямой накачки, свыше оптимального значения, определяемого площадью и уровнем легирования базы ДДРВ, приводит к возрастанию напряжения пьедестала, что, по-видимому, связано с нарушением оптимального создания узких (нестационарных) пространственных распределений инжектированных носителей в ДДРВ при его "перекачке" и вывода их из базы с насыщенной скоростью дрейфа на этапе высокой обратной проводимости.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Формирование высоковольтных наносекундных перепадов напряжения на полупроводниковых диодах с дрейфовым механизмом восстановления напряжения / И. В. Грехов, В. М. Ефанов, А. Ф. Кардо-Сысоев, С. В. Шендерей // Письма ЖТФ. 1983. Т. 9, № 7. С. 435-439.
2. Зиенко С. И. Формирование высоковольтных наносекундных перепадов напряжения серийными полупроводниковыми диодами с дрейфовым механизмом восстановления напряжения // ПТЭ. 1984. № 4. С. 100-103.
3. Брылевский В. И., Грехов И. В., Ефанов В. М. Полупроводниковые формователи мощных кило-

1. вольтных наносекундных импульсов // ПТЭ. 1988. № 1. С. 106-110.
4. Merensky L. M., Kardo-Sysoev A. F., Shmilovitz D. Efficiency study of a 2.2 kV, 1 ns, 1 MHz pulsed power generator based on a drift-step-recovery diode // IEEE Trans. plasma science. 2013. Vol. PS-41, № 11. P. 3138-3142.
5. Gossick B. R. On the transient behavior of semiconductor rectifiers // J. appl. phys. 1955. Vol. 26. P. 1356-1365.
6. Мощный полупроводниковый генератор наносекундных импульсов / И. В. Грехов, В. М. Ефанов, А. Ф. Кардо-Сысоев, С. В. Шендерей // ПТЭ. 1986. № 1. С. 93-94.

B. V. Ivanov, A. A. Smirnov, S. A. Shevchenko
Saint Petersburg state electrotechnical university "LETI"
A. F. Kardo-Sysoev
Ioffe institute of RAS (Saint Petersburg)

Formation of nanosecond voltage pulse by drift diodes with sharp restoration

Results of an experimental study of switching of silicon drift diodes with sharp restoration (DDSR) in structure of the generator of voltage nanosecond impulses are presented. The working of DDSR in the voltage impulses generator is modeled for a choice of optimum operating modes of the drift diode. Results of numerical calculation showed good coincidence to experiment. Dependences of charge losses from rating current, diode rating duration by electron-hole plasma, and also from charge time of life no equilibrium carriers are presented.

Drift diodes with sharp restoration, voltage nanosecond pulses, switching speed, injection current, lifetime of no equilibrium charge carriers, the pulse pedestal

Статья поступила в редакцию 19 июня 2014 г.

УДК 621.396.67

Д. О. Хабилов, М. А. Удров

ОАО "Научный центр прикладной электродинамики" (Санкт-Петербург)

Методика определения координат центра излучения антенны и практические аспекты ее применения

Представлено теоретическое обоснование и описание практического применения метода расчета координат фазового центра (центра излучения) антенн на примере синфазной антенной решетки. Метод основан на определении координат центров кривизны фазового фронта волны в зависимости от угла поворота антенны и в приведении координат всех найденных центров кривизны к единой системе координат, привязанной к оси вращения антенны.

Антенна, фазовый центр, центр излучения, эволюта

При применении излучателей электромагнитных волн в различных системах (антенные решетки (АР), зеркальные антенны) важно иметь информацию о реальных координатах их фазового центра (ФЦ) или центра излучения. Ввиду значительного разнообразия конструкций антенн необходимо разработать удобную для практического использования методику определения координат ФЦ, результат применения которой не зависит от типа антенны.

В большинстве случаев антенны не имеют ФЦ в строгом смысле [1], поскольку поверхности равных фаз не являются сферами. Однако на практике обычно важно проанализировать фазовую диаграмму направленности (ДН) в каком-либо ограниченном секторе (например, в пределах главного лепестка). В большинстве случаев в таком ограниченном телесном угле поверхности равных фаз можно аппроксимировать сегментами поверхностей сфер [2].

В этом случае следует говорить о частичном фазовом центре, т. е. центре кривизны поверхности равных фаз в направлении, заданном углами φ (азимут) и θ (угол места). Центр кривизны поверхности – точка математически определенная; она представляет собой центр сферы, совпадающей с поверхностью равных фаз в точке, определенной направлением, заданным указанными углами.

С практической точки зрения задача определения координат центра излучения включает следующие этапы:

– поиск математических соотношений, позволяющих определять центр кривизны плоской ли-

нии равных фаз, полученной сечением поверхности равных фаз заданной плоскостью;

– объединение решений для координат центра излучения, полученных в плоских сечениях фазовой ДН, в единой трехмерной системе координат (данный этап в настоящей статье не рассмотрен).

Линия равных фаз описывается уравнением [3]

$$\rho(\varphi) = r + \psi(\varphi)/k,$$

где r – расстояние от точки пересечения оси симметрии антенны и оси ее вращения до ФЦ измерительной антенны (при этом предполагается, что ФЦ измерительной антенны расположен на продольной оси симметрии рассматриваемой антенны, т. е. обе антенны находятся на одной высоте относительно горизонтальной поверхности (пола)); ψ – фаза электромагнитного поля; $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число, причем λ – длина волны излучения.

Рис. 1 иллюстрирует связь данных параметров. Начало координат O располагается в точке пересечения плоскостей симметрии антенны (если для какой-либо антенны плоскости симметрии отсутствуют, начало координат можно расположить в произвольной точке антенны). Оси координат η и ξ означают, соответственно, продольное и поперечное смещения в плоском сечении, в котором известна фазовая ДН $\psi(\varphi)$. Сплошной кривой показана линия равных фаз $\rho(\varphi)$, штриховой – окружность с центром в точке (ξ_0, η_0) и радиусом-вектором ρ_0 , совпадающая с кривой

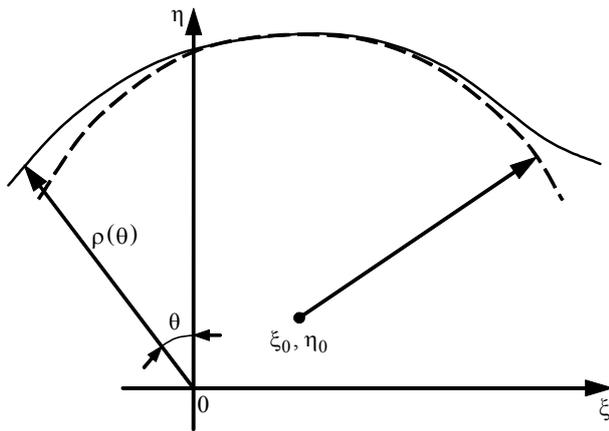


Рис. 1

$\rho(\varphi)$ по критерию минимального среднеквадратичного отклонения в направлении, характеризуемом углом φ_0 (на рис. 1 не показан). Таким образом, $\rho_0 = \rho(\varphi_0)$, а точка (ξ_0, η_0) является центром кривизны линии равных фаз в направлении φ_0 .

Координаты центра кривизны линии равных фаз в направлении θ находятся по известным из [4] формулам для радиуса кривизны и центра кривизны кривой, заданной в полярной системе координат.

Учитывая, что $r \gg (1/k)\psi(\varphi)$, и пренебрегая малыми величинами, получим:

$$\begin{aligned} \xi_0(\varphi) &= (1/k) [\cos \varphi \psi'(\varphi) - \sin \varphi \psi''(\varphi)]; \\ \eta_0(\varphi) &= (1/k) [\cos \varphi \psi''(\varphi) + \sin \varphi \psi'(\varphi)], \end{aligned}$$

где $\psi'(\varphi) = d\psi(\varphi)/d\varphi$; $\psi''(\varphi) = d^2\psi(\varphi)/d\varphi^2$.

Приведенные формулы позволяют найти координаты частичного ФЦ (или, в общем случае, эволюты, т. е. геометрического места центров кривизны) одномерной фазовой ДН через производные функции, описывающие эту диаграмму. Эволюта представляет траекторию перемещения точки ФЦ исследуемой антенны в каком-либо плоском сечении, перпендикулярном оси вращения, при повороте антенны вокруг данной оси вращения (рис. 2). В общем случае расположение ФЦ не совпадает с местом пересечения продольной оси симметрии антенны (штрихпунктирная линия на рис. 2) и оси ее вращения на опорно-поворотном устройстве.

В рамках лабораторных исследований с помощью векторного анализатора цепей проведены измерения фазовых ДН синфазной АР, состоящей из четырех цилиндрических спиральных облучателей и экранной плоскости. Облучатели располагались в вершинах квадрата со стороной 0.7λ .

На рис. 2 упрощенно показана схема проведения измерений значений фаз. Линии 1–3 представляют собой сечения экранной плоскости исследуемой АР плоскостью, перпендикулярной оси вращения, для различных углов поворота φ (ось вращения проходит через точку 0 перпендикулярно плоскости рисунка). Линия 1 соответствует исходному положению АР ($\varphi = 0$), линии 2 и 3 – повороту АР на углы $\varphi_1 = -25^\circ$ и $\varphi_2 = 25^\circ$ соответственно.

Положение ФЦ определялось в системе координат, связанной с экранной плоскостью АР: начало координат находилось в точке пересечения продольной оси симметрии АР и оси вращения, т. е. в центре экранной плоскости. По осям координат η и ξ (на рис. 2 не показаны) происходит продольное и поперечное смещения в сечении рисунка соответственно.

В рассмотренной схеме измерения предполагается, что ФЦ АР в исходном положении (ФЦ0) расположен с поперечным смещением ξ_0 и нулевым продольным смещением (значение $\eta_0 = 0$ принято для большей наглядности объяснения). При повороте АР на углы φ_1 и φ_2 точка ФЦ перемещается, оставаясь в ее экранной плоскости (значение $\eta_0 = 0$ сохраняется) и занимая позиции ФЦ1 и ФЦ2 соответственно. Эти позиции определяются значениями поперечных смещений ξ_1 и ξ_2 . В процессе поворота ФЦ перемещается по некоторой кривой, обозначенной на рис. 2 как "Траектория ФЦ". В общем случае указанная траектория не является дугой окружности с центром в точке 0, так как для различных углов поворота АР вокруг оси вращения положение точки частичного ФЦ может сместиться. Таким образом, в общем

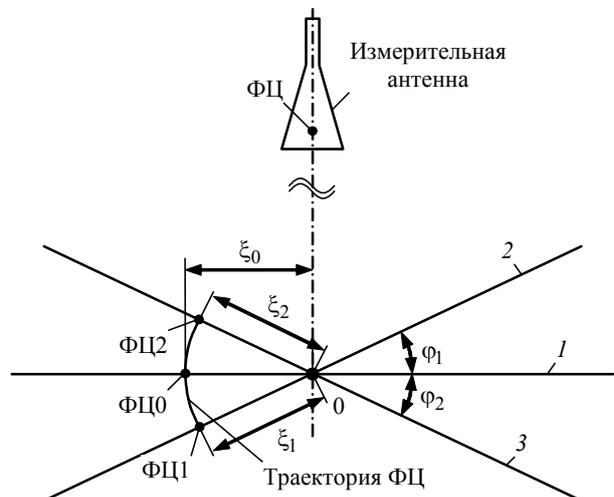
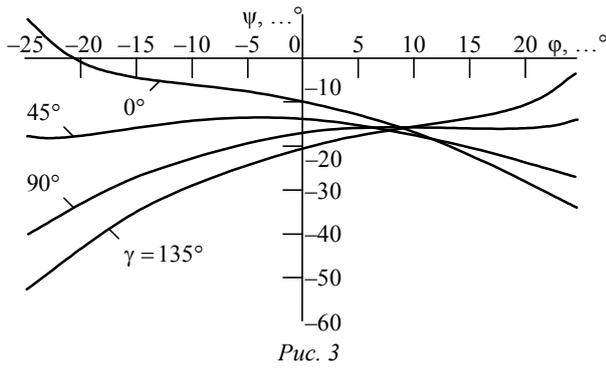


Рис. 2



случае $\xi_0 \neq \xi_1 \neq \xi_2$, а координаты точек ФЦ необходимо определять для каждого угла поворота АР.

На рис. 3 представлены результаты измерений набега фазы $\psi(\varphi)$ электромагнитной волны от ФЦ до измерительной антенны при углах поворота исследуемой антенны относительно продольной оси симметрии, равных 0, 45, 90 и 135°. Измерения выполнены на частоте 1246 МГц.

На рис. 4 представлены построенные описанным способом эволюты (траектории частичного ФЦ) для этих же углов поворота АР вокруг продольной оси симметрии. Система координат рис. 4 аналогична системе координат рис. 2. Круглыми маркерами на эволютах обозначены положения частичного ФЦ АР при $\varphi = 0$; маркеры в начале координат указывают проекцию оси вращения АР на опорно-поворотном устройстве.

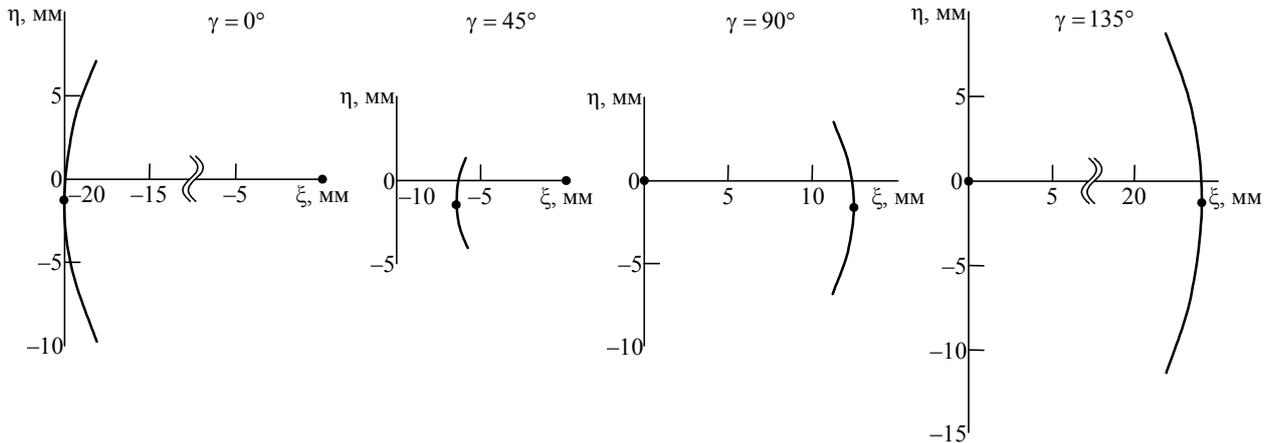


Рис. 4

При определении положения центра излучения (координаты $\xi_{ц}$ и $\eta_{ц}$) необходимо учитывать, что координаты частичного ФЦ (ЧФЦ) для угла поворота АР φ , отличного от нуля, следует относить не к исходной системе координат, а к системе, повернутой на этот угол вместе с экранной плоскостью АР (рис. 5). На рис. 5 указанные координаты обозначены как $\xi'_{ц}$ и $\eta'_{ц}$, остальные обозначения аналогичны принятым на рис. 2.

Учитывая зависимость продольной η и поперечной ξ составляющих смещения частичных ФЦ от угла поворота φ антенны вокруг оси вращения, выражения для определения координат центра излучения антенны можно записать следующим образом:

$$\xi_{ц} = \int_0^{2\pi} \sqrt{\xi^2(\varphi) + \eta^2(\varphi)} \times \cos\{\varphi - \arctg[\eta(\varphi)/\xi(\varphi)]\} |\Phi(\varphi)| d\varphi; \quad (1)$$

$$\eta_{ц} = \int_0^{2\pi} \sqrt{\xi^2(\varphi) + \eta^2(\varphi)} \times \sin\{\varphi - \arctg[\eta(\varphi)/\xi(\varphi)]\} |\Phi(\varphi)| d\varphi, \quad (2)$$

где $|\Phi(\varphi)|$ – амплитудная ДН, используемая в качестве весовой функции. Введение амплитудной ДН в формулы (1), (2) обеспечивает независимость точности расчета координат центра излучения от пределов интегрирования [3].

После преобразования [5] получим:

$$\xi_{ц} = \frac{1}{k} \int_0^{2\pi} \sqrt{[\psi'(\varphi)]^2 + [\psi''(\varphi)]^2} \times \cos\left[\varphi - \arctg \frac{\psi''(\varphi) + \operatorname{tg} \varphi \psi'(\varphi)}{\psi'(\varphi) - \operatorname{tg} \varphi \psi''(\varphi)}\right] |\Phi(\varphi)| d\varphi;$$

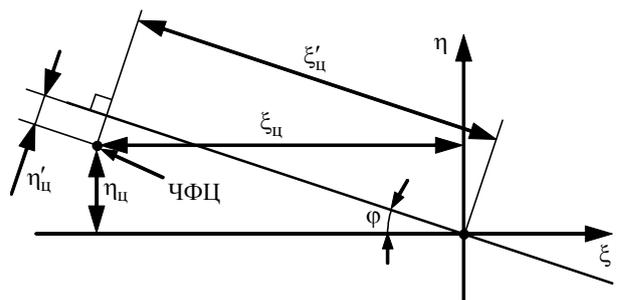


Рис. 5

$$\eta_{\text{ц}} = \frac{1}{k} \int_0^{2\pi} \sqrt{[\psi'(\varphi)]^2 + [\psi''(\varphi)]^2} \times \\ \times \sin \left[\varphi - \operatorname{arctg} \frac{\psi''(\varphi) + \operatorname{tg} \varphi \psi'(\varphi)}{\psi'(\varphi) - \operatorname{tg} \varphi \psi''(\varphi)} \right] |\Phi(\varphi)| d\varphi.$$

Приведенные выражения позволяют определить координаты центра излучения антенны, для которой известна (получена по результатам измерений либо теоретических расчетов) одномерная амплитудно-фазовая ДН. При этом координаты определяются в плоскости сечения, перпендику-

лярной оси вращения антенны на опорно-поворотном устройстве (рис. 2, 4, 5).

Совокупность плоских сечений ДН, проходящих через одну ось, формирует объемную ДН [3], поэтому реальное положение центра излучения может быть определено сведением решений для координат центра излучения, полученных в плоских сечениях фазовой ДН, в единую трехмерную систему координат. Указанная операция может быть проведена как аналитическим, так и графическим методами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вольперт А. Р. О фазовом центре антенны // Радиотехника. 1961. Т. 16, № 3. С. 3–12.
2. Родс Д. Р. Введение в моноимпульсную радиолокацию. М.: Сов. радио, 1960. 160 с.
3. Вендик О. Г., Парнес М. Д., Бахрах Л. Д. Антенны с электрическим сканированием (введение в теорию). М.: Science Press, 2001. 252 с.
4. Выгодский М. Я. Справочник по высшей математике. М.: Наука, 1977. 872 с.
5. Пискунов Н. С. Дифференциальное и интегральное исчисления для вузов. 13-е изд. М.: Наука. Гл. редакция физ.-мат. лит., 1985. Т. 1. 432 с.

D. O. Khabirov, M. A. Udrov

Open JSC "Scientific center of applied electrodynamics" (Saint Petersburg)

Antenna radiation center coordinates finding method and its applying practical aspects

The theoretical justification and original method of antenna phase center (radiation center) coordinates calculation practical application are presented by the example of four-helix array. The method is based on wave phase front curvature center coordinates finding as function of antenna rotation angle, and on found curvature centers coordinates transformation to single coordinate system, which is related to antenna rotation axis.

Antenna, phase center, radiation center, evolute

Статья поступила в редакцию 11 июня 2015 г.



УДК 621.391.63

А. И. Беляев, А. В. Мякинков
Нижегородский государственный технический
университет им. Р. Е. Алексева

Способ высокоскоростной передачи цифровых данных через нестационарный оптический канал с использованием многоуровневой амплитудной модуляции для радиолокационных станций с фазированными антенными решетками

Рассмотрена высокоскоростная передача цифровых данных с приемных модулей фазированной антенной решетки в цифровой вычислительный модуль с использованием отечественной элементной базы. Предложен способ передачи информации через нелинейный и нестационарный оптический канал, характеристики которого зависят от температуры, с использованием многоуровневой амплитудной модуляции. Предложены алгоритмы кадровой и символьной синхронизации. Приведены результаты математического моделирования.

Высокоскоростная передача информации, нелинейный нестационарный оптический канал, отечественная элементная база, многоуровневая амплитудная модуляция, кадровая и символьная синхронизация, вероятность битовой ошибки

Радиолокационные станции (РЛС) с фазированными антенными решетками (ФАР), содержащими большое число элементов, достаточно востребованы в настоящее время [1]. Это обусловлено преимуществами ФАР по отношению к другим типам направленных антенн, характеризующихся близкими значениями коэффициента направленного действия. Основными преимуществами являются возможность электронного управления лучом и одновременное формирование нескольких независимых лучей, а также широкие возможности применения адаптивных методов компенсации активных шумовых помех. Однако при большом числе элементов решетки N увеличивается и объем информации, поступающий от ФАР к модулю обработки. Рассмотрим 1920-элементную ФАР, где в каждом элементе производится аналого-цифровое преобразование сигнала на промежуточной частоте и цифровой перенос спектра на нулевую частоту с выделением квадратурных компонент комплексной огибающей и последующим понижением частоты дискретизации до значения, равного полосе частот сигнала. В предположении, что квадратурные каналы ком-

плексной огибающей представляются в 16-рядном коде, получим поток данных 122.88 Гбит/с. Для организации канала связи между такой антенной решеткой и модулем обработки требуется канал с соответствующей пропускной способностью. Таким каналом может служить волоконно-оптическая линия связи (ВОЛС), так как она не только обеспечивает высокую скорость передачи данных, но и нечувствительна к воздействию преднамеренных электромагнитных помех, что очень важно при проектировании РЛС с ФАР, которые должны сохранять работоспособность в условиях радиоэлектронного противодействия [2].

При передаче данных через ВОЛС практически всегда используется бинарная модуляция интенсивности светового потока. Для получения электрических сигналов, управляющих током накачки лазера с частотой несколько гигагерц и выше, в настоящее время широко применяются высокоскоростные устройства преобразования параллельного кода в последовательный и обратно (сериалайзеры/десериалайзеры) [3]. Другая известная технология – использование метода волнового мультиплексирования потоков данных

(WDM) [4]. Первый способ невозможно реализовать с использованием отечественных микросхем вследствие их недостаточной производительности. Недостаток второго способа – невозможность его применения в радиолокационной технике в силу ограниченного рабочего диапазона температур оптических мультиплексоров/демультиплексоров ($-5\dots+75\text{ }^{\circ}\text{C}$).

В технике специального назначения для решения проблем высокоскоростной передачи информации и цифровой обработки сигналов (ЦОС) необходимо использовать отечественные микросхемы. В настоящее время они являются аналогами зарубежных программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) или сигнальных процессоров. Необходимо учитывать ограниченное быстродействие отечественных микросхем и соответствующим образом ограничивать полосу частот сигнала, передаваемого по ВОЛС.

Для уменьшения ширины спектра сигнала предлагается вместо традиционной для оптических линий связи бинарной модуляции светового потока использовать многоуровневую амплитудную модуляцию, увеличивая тем самым длительность символа и уменьшая ширину спектра передаваемого сигнала. При преобразовании выходного сигнала оптического приемника в цифровой код это позволит использовать отечественные аналого-цифровые преобразователи (АЦП). Например, имеется возможность построить систему из нескольких АЦП 5101HB015 производства ЗАО "ПКК Миландр"¹, осуществляющих выборку с максимальной частотой дискретизации 125 МГц. Смещая опорные тактовые сигналы последующего АЦП на $1/4$ интервала преобразования относительно предыдущего, можно дискретизировать сигнал с полосой 250 МГц четырьмя АЦП.

Ширина спектра сигнала с многоуровневой амплитудной модуляцией ограничивается при помощи формирующего фильтра с частотной характеристикой типа корня из приподнятого косинуса

[5]. Использование такого же фильтра на приемной стороне позволит минимизировать уровень межсимвольной интерференции (МСИ) при оценке амплитуды символа.

При использовании указанного способа уменьшения ширины спектра за счет применения многоуровневой амплитудной модуляции возникают трудности, связанные с обеспечением синхронизации и детектирования данных в условиях нелинейного нестационарного канала передачи информации. Нелинейность ватт-амперной характеристики (ВАХ) лазера может составлять $0.3\dots30\%$ [6]. Нестационарность канала заключается в зависимости ВАХ лазера от температуры [7].

В настоящей статье применительно к системе передачи данных через ВОЛС с использованием многоуровневой амплитудной модуляции рассмотрены алгоритмы кадровой и символьной синхронизации. Приведены результаты математического моделирования предложенных алгоритмов для случая нелинейного нестационарного оптического канала связи. Произведено сравнение помехоустойчивости системы для случаев, когда рабочий участок ВАХ лазера аппроксимируется линейной и нелинейной функциями. Выполнено сравнение помехоустойчивости системы передачи данных при использовании бинарной и многоуровневой модуляции.

Модель системы передачи информации.

Структурная схема моделируемой системы передачи информации изображена на рис. 1, где ГИП – генератор информационной последовательности, ФФ – формирующий фильтр, ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь, ЛД – лазерный диод, ИТВ – имитатор теплового воздействия, ОД – оптический детектор, ГШ – генератор шума, АЦП – аналого-цифровой преобразователь, СФ – согласованный фильтр, БК – блок коммутации, СС – система синхронизации, БС – блок синхронизации, БУ – блок управления, ШС – шинный селектор, РУ – решающее устройство.

Пусть необходимо обеспечить передачу цифровых данных со скоростью V бит/с при имею-

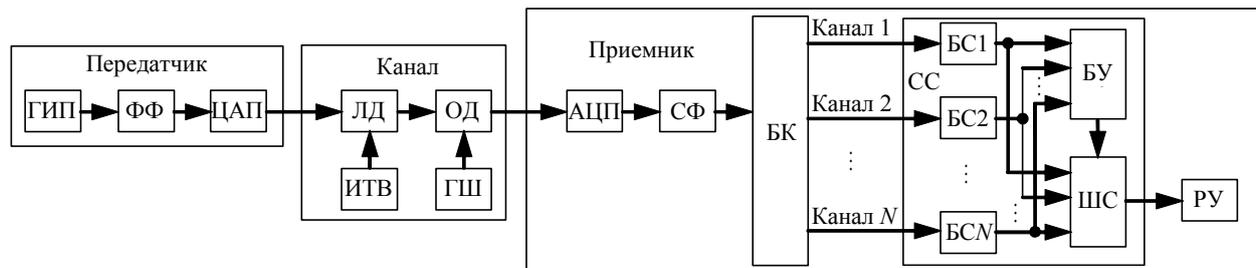


Рис. 1

¹ http://milandr.ru/uploads/Products/product_278/spec_5101HB015.pdf

щемся ограничении на ширину полосы сигнала Δf , обусловленной быстродействием АЦП. Ширина спектра передаваемого сигнала при использовании бинарной модуляции $\Delta f_{\text{дв}}$ численно примерно равна значению B . Следовательно, число уровней модуляции, при котором будет обеспечено необходимое уменьшение ширины спектра сигнала при сохранении скорости передачи данных, определяется как $M = 2^m$, где $m = \text{ceil}(\Delta f_{\text{дв}}/\Delta f)$, причем $\text{ceil}(\cdot)$ – функция преобразования дробного числа к ближайшему большему целому.

Необходимо учитывать, что при использовании неортогональных M -арных сигналов повышение числа M приводит к уменьшению разности между уровнями в $2^m - 1$ раз, что обуславливает рост вероятности символьной ошибки при сохранении мощности передатчика (ЛД). Поскольку мощность ЛД ограничивается длиной рабочего участка ВАХ, максимальное число уровней модуляции ограничивается требованием обеспечения заданной вероятности символьной ошибки.

С другой стороны, для практической реализации системы необходимо, чтобы максимальная частота тактирования входных цепей ПЛИС, на которые поступают отсчеты с АЦП, была не меньше, чем частота дискретизации $f_{\text{д}}$, соответствующая числу уровней квантования M , при котором обеспечивается достаточная для практического применения системы помехоустойчивость. При этом возможна ситуация, когда частота $f_{\text{д}}$ поступления цифровых отсчетов от АЦП окажется больше максимальной частоты тактирования конфигурируемых логических блоков ПЛИС $f_{\text{T max}}$. В этом случае необходимо распараллеливать высокоскоростной поток данных с АЦП на N каналов, в каждом из которых частота поступления цифровых отсчетов в N раз меньше, чем $f_{\text{д}}$ [8]. При моделировании полагалось, что СФ работает на частоте $f_{\text{д}}$, а конфигурируемые логические блоки ПЛИС – на частоте $f_{\text{T max}} < f_{\text{д}}$, что требует параллельной обработки отсчетов. Распределение отсчетов по каналам обеспечивает БК (рис. 1).

При использовании M -арной модуляции в качестве математической модели сообщения, поступающего с приемопередающего модуля (ППМ) ФАР в систему обработки и содержащего отсчеты комплексной огибающей (КО) принятого колебания, использована последовательность случайных целых чисел, равномерно распределенных на интервале

$[1, M]$. В структурной схеме модели (рис. 1) эта последовательность формируется при помощи ГИП.

ФФ имеет частотную характеристику типа корня из приподнятого косинуса, которой соответствует импульсная характеристика (ИХ)²:

$$h(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T}} \left(1 - r + 4 \frac{r}{\pi} \right), & t = 0; \\ \frac{r}{\sqrt{2T}} \left[\left(1 + \frac{2}{\pi} \right) \sin \left(\frac{\pi}{4r} \right) + \left(1 - \frac{2}{\pi} \right) \cos \left(\frac{\pi}{4r} \right) \right], & t = \pm T/(4r); \\ \frac{1}{\sqrt{T}} \frac{\sin \left[\pi \frac{t}{T} (1-r) \right] + 4r \frac{t}{T} \cos \left[\pi \frac{t}{T} (1+r) \right]}{\pi \frac{t}{T} \left[1 - \left(4r \frac{t}{T} \right)^2 \right]}, & t \neq 0, t \neq \pm T/(4r), \end{cases}$$

где T – период следования символов, определяющий скорость передачи информации; r – коэффициент сглаживания, равный половине ширины переходной полосы ФФ, нормированной на частоту его среза. Дисперсия помехи МСИ зависит от длительности импульсной характеристики фильтра и от значений нестабильности частоты кварцевых генераторов приемника и передатчика.

Сформированный сигнал после цифроаналогового преобразования поступает на вход ЛД, для аппроксимации ВАХ которого использованы полиномиальные функции. В модели имитируется работа одномодового ЛД. Выбор одномодового ЛД обусловлен его возможностью обеспечить более высокую скорость передачи данных по сравнению с многомодовым ЛД, а также отсутствием модовой дисперсии при использовании одномодового волокна.

Основными искажающими сигнал факторами одномодового волокна являются хроматическая дисперсия и затухание. Например, для стандартного одномодового кабеля SMF-28e значение хроматической дисперсии составляет 22 пс/(км · нм), при этом затухание составляет 0.35 дБ/км на длине волны 1310 нм [9]. Так как длина оптического волокна в РЛС с ФАР не превышает нескольких десятков метров, то влиянием этих величин можно пренебречь.

Известные ВАХ лазера с резонатором Фабри–Перо для различных температур изображены на рис. 2, а [7]. На рис. 2, б изображены ВАХ лазерного

² Joost M. Theory of root-raised cosine filter. Krefeld, Germany, 2010. URL: <http://michael-joost.de/rcfilter.pdf>

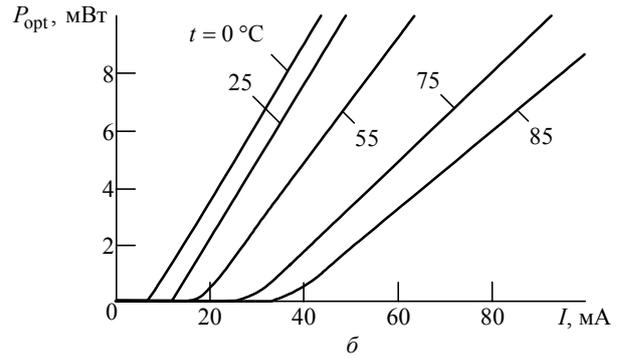
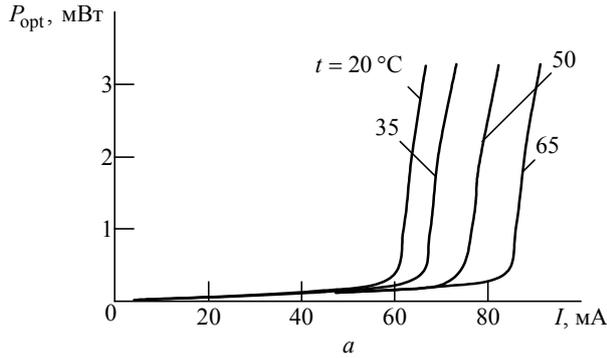


Рис. 2

модуля LDI-DFB-1550-10 производства LasersCom, полученные из технической документации³.

На рис. 3, а, б показан принцип аппроксимации рабочего участка ВАХ ЛД. При аппроксимации учтены зависимости порогового тока накачки ЛД, излучаемой мощности, соответствующей пороговому току, и крутизны ВАХ от температуры. В исследовании рассмотрен вариант аппроксимации с использованием трех функций:

- параболы (1), аппроксимирующей рабочий участок (4–5), с изменяющимся коэффициентом нелинейности (0 % – прямая линия (рис. 3, б), 1...100 % – парабола (рис. 3, а));

- параболы (2), аппроксимирующей область токов до рабочего участка (от начала координат до точки 4), вершина которой находится на прямой (3), проходящей через начало координат;

- прямой (3), проходящей через начало координат и вершину параболы (2) в области токов до рабочего участка (4).

На рис. 3, в, г изображены результаты аппроксимации рабочего участка параболой и прямой соответственно для различных температур.

В результате анализа ВАХ на рис. 2, б установлено, что сдвиг начальной точки рабочего участка (рис. 3, 4) в зависимости от температуры составляет около 2.78 %/°C, а конечной точки (рис. 3, 5) – около 6.67 %/°C от исходных значений этих точек при температуре $t = 25\text{ °C}$. Начальная точка рабочего участка в зависимости от температуры сдвигается по прямой (рис. 3, б), параллельной прямой (рис. 3, 7), аппроксимирующей

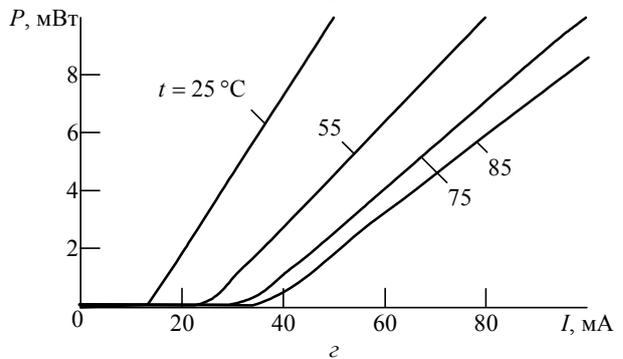
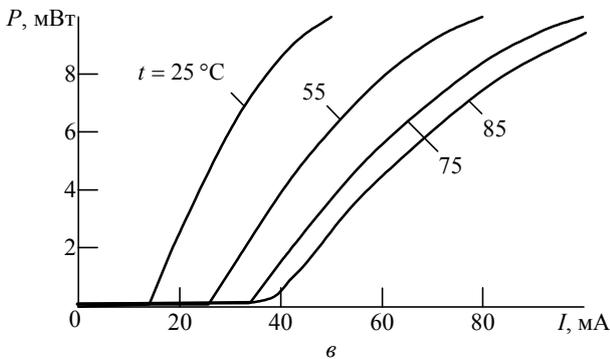
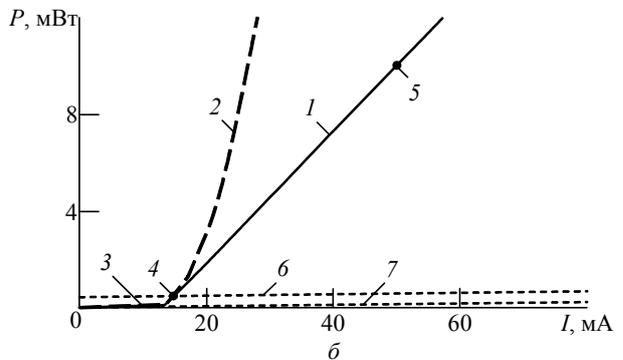
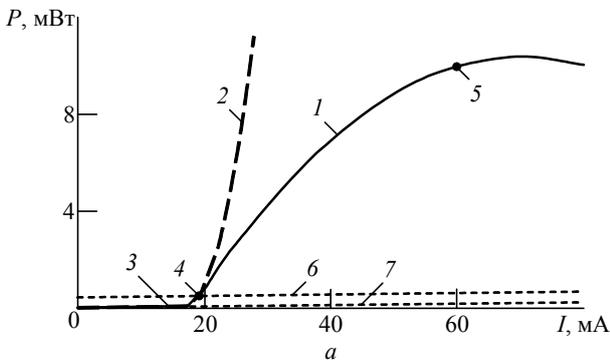


Рис. 3

³ http://media.wix.com/ugd/e11320_c123f46282ef436da5f96ed0a7f9e697.pdf

щей область токов до рабочего участка (рис. 3, 3). Ордината конечной точки рабочего участка зафиксирована и определяется максимальной мощностью ЛД, равной 10 мВт. Изменение температуры в модели обеспечивается ИТВ по заданному закону, например по синусоидальному.

Известно, что основным источником шума в оптических системах является ОД, шум которого можно считать гауссовским случайным процессом, причем в зависимости от типа ОД преобладает либо тепловой, либо дробовый шум [7], [10]. Следовательно, ГШ должен генерировать белый гауссовский шум в заданной полосе частот, который добавляется к сигналу на выходе ОД.

Алгоритм кадровой и символьной синхронизации. Количество каналов, на которые необходимо распараллелить обработку отсчетов входного сигнала, определяется соотношением допустимой частоты дискретизации и максимальной частоты тактирования: $N_k = f_d / f_{T \max}$. В каждом из каналов алгоритм кадровой и символьной синхронизации заключается в следующем. Перед началом передачи данных на вход ФФ подается синхронизирующий сигнал треугольной формы, состоящий из монотонно нарастающих от 1 до M и впоследствии монотонно убывающих от M до 1 значений символов (рис. 4, 1). По окончании синхронизирующего сигнала на этот вход поступают информационные символы (рис. 4, 2). Полученный совокупный сигнал после цифроаналогового преобразования $[I(t)]$ модулирует ЛД. Синхронизирующий сигнал после цифроаналогового преобразования содержит осцилляции, которые устраняются после СФ на приемной стороне.

Из рис. 4, построенного для рабочего участка тока ЛД 15...50 мА при температуре 25 °С, следует, что максимальный размах сигнала при передаче информационных символов из-за МСИ превышает амплитуду синхронизирующего сигнала приблизительно на 20 %. Можно показать, что для предотвращения выхода значений сигнала

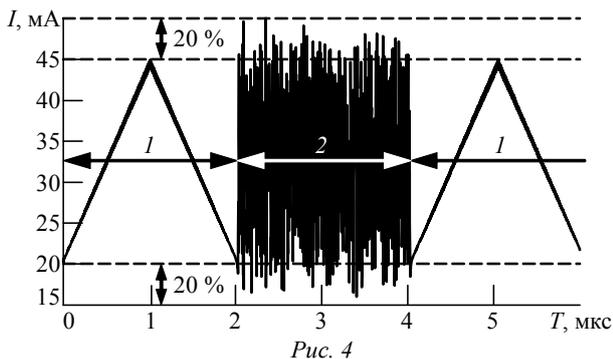


Рис. 4

за рабочий участок ВАХ ЛД необходимо значения всех уровней сигнала снизить примерно на 10.7 % по отношению к уровням, соответствующим границам рабочего участка ВАХ. На приемной стороне после применения СФ с частотной характеристикой типа корня из приподнятого косинуса МСИ практически устраняется, благодаря чему уровни треугольного синхронизирующего сигнала и информационного сигнала выравниваются (рис. 5) (S – нормированный сигнал на выходе СФ; k – номер отсчета цифрового сигнала).

Синхронизация осуществляется блоком СС, на вход которого с выхода СФ поступают цифровые отсчеты. Алгоритм кадровой синхронизации состоит в обнаружении монотонно возрастающих значений цифровых отсчетов в каждом из N БС, выполняемом в 3 этапа. На первом этапе (рис. 5, τ_1) при приеме нарастающих значений цифровых отсчетов предварительно обнаруживается сигнал с положительным знаком производной по критерию " R из R ". На втором этапе (рис. 5, τ_2) при условии положительного решения на этапе τ_1 обнаружение сигнала с положительным знаком производной подтверждается при приеме нарастающих значений цифровых отсчетов сигнала треугольной формы по критерию " D из $M - R$ ", где $D = M - R - K_{\text{ош}}$ ($K_{\text{ош}}$ – допустимое число ошибок обнаружения). Если на этапе τ_2 число ошибок обнаружения не превышает допустимого уровня, алгоритм кадровой синхронизации переходит к третьему этапу, в противном случае – повторяется с первого этапа. На третьем этапе (рис. 5, τ_3) при обнаружении смены знака производной сигнала в каждом из N_k каналов обработки запускаются процедуры символьной синхронизации (рис. 5, сигнал C) и детектирования сигналов, а при отсутствии смены знака алгоритм кадровой синхронизации выполняется повторно с первого этапа.

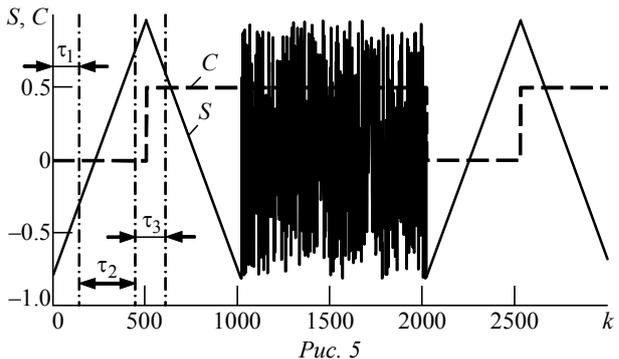
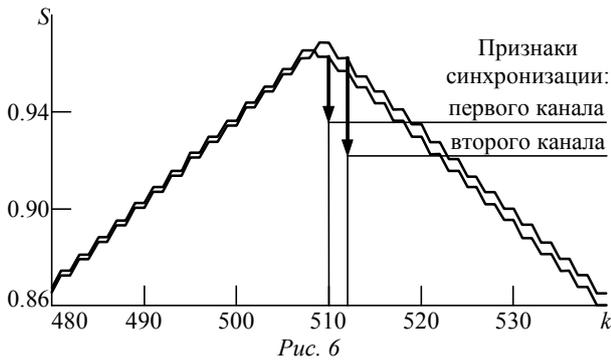
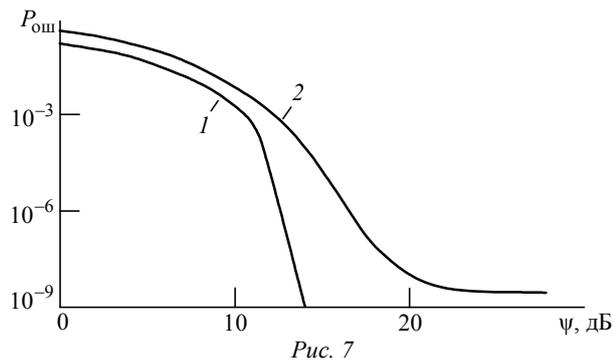


Рис. 5



Символьная синхронизация заключается в поиске среди N БС максимального значения цифровых отсчетов в окрестности точки изменения знака производной, осуществляемом в БУ. Выход канала, в котором найдено максимальное значение, с помощью ШС подключается к входу РУ. Далее монотонно спадающие от M до 1 цифровые отсчеты синхронизирующего сигнала используются для записи опорных значений, с которыми сравниваются амплитуды детектируемых символов в РУ. По окончании спада сигнала треугольной формы РУ готово к детектированию информационных символов. В РУ имеется счетчик символов, с помощью которого определяется конец передачи информационной последовательности. Длительность информационной последовательности и, следовательно, коэффициент счета счетчика выбираются исходя из характеристик стабильности кварцевых опорных генераторов приемника и передатчика. После приема всех информационных символов алгоритм кадровой синхронизации повторяется с первого этапа T_1 .

На рис. 6 показано увеличенное изображение в области установки признака символьной синхронизации (см. рис. 5). Из рисунка видно, что в одном из каналов в момент изменения знака производной наблюдается максимум. Необходимо определить номер канала, в котором этот максимум обнаружен, и подключить этот канал с помощью ШС под управлением БУ к входу РУ. Признак достижения символьной синхронизации устанавливается после



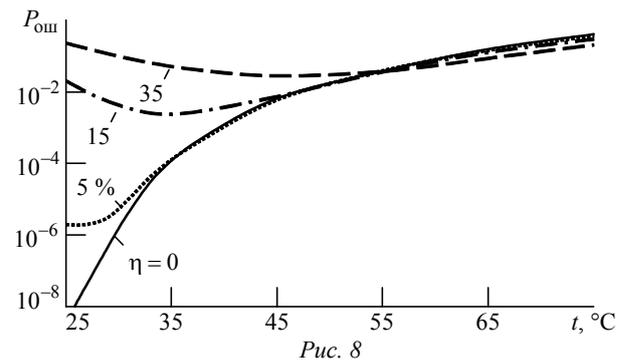
нахождения максимального значения цифровых отсчетов в окрестности точки изменения знака производной среди двух каналов обработки и сбрасывается по окончании приема информационной последовательности. Если в течение определенного интервала времени признак установки символьной синхронизации не установлен во всех каналах, символьная синхронизация не устанавливается.

Результаты математического моделирования. Моделирование работы системы проходило при следующих основных параметрах: диапазон токов рабочего участка 15...50 мА; максимальная излучаемая мощность ЛД 10 мВт; начальная температура ЛД 25 °С; полоса частот сигнала 250 МГц; частота дискретизации 500 МГц; число уровней M амплитудной модуляции 256; порядок ФФ и СФ для реализации полной симметричной ИХ 40; константа первого этапа обнаружения $R = 16$; константы второго этапа обнаружения $D = 192$, $K_{\text{ош}} = 48$.

На рис. 7 приведены полученные в результате моделирования зависимости вероятности битовой ошибки $P_{\text{ош}}$ от ОСШ ψ в случае использования в системе традиционной бинарной модуляции светового потока (кривая 1) и в случае использования 256-арной амплитудной модуляции (кривая 2). Моделирование проводилось при коэффициенте нелинейности 0 % и температуре 25 °С.

Из рис. 7 следует, что система, использующая бинарную модуляцию, обладает большей помехоустойчивостью по сравнению с системой, использующей 256-арную амплитудную модуляцию. При этом для системы, использующей 256-арную модуляцию, с ростом ОСШ вероятность ошибки $P_{\text{ош}}$ приближается к значению порядка 10^{-9} . Это можно объяснить влиянием соседних символов друг на друга в силу конечной ИХ фильтров.

На рис. 8 приведены полученные в результате моделирования зависимости вероятности битовой ошибки $P_{\text{ош}}$ от температуры ЛД в случае использования в системе 256-арной амплитудной модуляции, а также показано влияние коэффициента



нелинейности η на вид этой зависимости. При моделировании предполагалось, что в системе реализуется идеальная термостабилизация рабочей точки, т. е. мгновенное смещение рабочей точки ВАХ ЛД при изменении температуры, обеспечивающее нахождение входного тока ЛД в пределах рабочего участка ВАХ. На практике для стабилизации ВАХ в процессе работы ЛД используют фотодиоды обратной связи [9].

Уровень шума выбирался таким, что при температуре 25 °С и нелинейности 0 % ОСШ на выходе СФ составляло 21.75 дБ, при этом обеспечивалась $P_{\text{ош}} = 3.75 \cdot 10^{-9}$. Уровень шума в ходе моделирования оставался постоянным для различных температур и коэффициентов нелинейности.

Из рис. 8 видно, что при линейном рабочем участке ЛД ($\eta = 0$) обеспечивается наибольшая помехоустойчивость при температуре ЛД, не превышающей 55° С. При больших температурах ЛД системы с рабочими участками, характеризующимися большим коэффициентом нелинейности, оказываются даже несколько более помехоустойчивыми. Это можно объяснить значительным уменьшением крутизны ВАХ с ростом температуры, что снижает влияние нелинейности рабочего участка. В области температур ЛД до 55 °С системы с нелинейными рабочими участками обла-

дают значительно меньшей помехоустойчивостью, поскольку из-за взаимного влияния символов при наличии в канале нелинейности вероятность ошибки не может быть меньше определенного значения даже в отсутствие шума, так как нелинейность изменяет структуру сигнала и соотношения между уровнями.

Еще одним фактором ухудшения помехоустойчивости является повышение влияния нелинейности с ростом крутизны ВАХ. С учетом совокупного действия рассмотренных факторов имеются оптимальные значения температур ЛД, при которых достигается максимальная помехоустойчивость для $\eta > 0$.

Рассмотренная система, несмотря на проигрыш в 7 дБ для $P_{\text{ош}} = 3.75 \cdot 10^{-9}$ по сравнению с традиционной для оптических линий связи бинарной модуляцией светового потока, обладает преимуществом, заключающимся в возможности использования отечественной элементной базы для высокоскоростной передачи цифровых данных по ВОЛС.

Предложенный алгоритм кадровой и символьной синхронизации обеспечивает возможность адаптации к каналу связи с нелинейной амплитудной характеристикой, изменяющейся в зависимости от температуры.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Активные фазированные антенные решетки / под ред. В. Л. Гостюхина. 3-е изд. М.: Радиотехника, 2011. 304 с.
2. Бейли Д., Райт Э. Волоконная оптика. Теория и практика. М.: Кудиц-образ, 2006. 320 с.
3. Смирнов М. Современные методы передачи данных // Электронные компоненты. 2010. № 11. С. 84–87.
4. Слепов Н. Н. Современные технологии цифровых оптоволоконных сетей связи. М.: Радио и связь, 2000. 468 с.
5. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е изд. М.: Изд. дом "Вильямс", 2007. 1104 с.
6. Игнатов А. Н. Оптоэлектронные приборы и устройства: учеб. пособие М.: Эко-Трендз, 2006. 272 с.
7. Оптические устройства в радиотехнике: учеб. пособие / под ред. проф. В. Н. Ушакова. 2-е изд. М.: Радиотехника, 2009. 264 с.
8. Заявка на изобретение МПК H04B10/12. Способ передачи данных по оптическому каналу связи и устройство для его реализации / А. В. Мякинков, А. И. Беляев, Д. М. Смирнова, Е. А. Букварев; заявитель и патентообладатель НГТУ; № 2014132419 от 05.08.2014.
9. Волоконно-оптическая техника: современное состояние и перспективы: сб. ст. под ред. С. А. Дмитриева и Н. Н. Слепова. 2-е изд. / ООО "Волоконно-оптическая техника". М., 2005. 576 с.
10. Гауэр Дж. Оптические системы связи / пер. с англ. М.: Радио и связь, 1989. 504 с.

A. I. Belyaev, A. V. Myakinkov
Nizhny Novgorod state technical university

The method of high-speed digital data transfer over unsteady optic channel with using M-ary amplitude-shift keying for phased array antenna radar stations.

The problem of high-speed digital data transfer from a phased array antenna receiving module to the digital signal processing module with using domestically produced circuitry is concerned. The method of information transfer over nonlinear unsteady optic channel with using M-ary amplitude-shift keying is proposed. The channel characteristics depend on temperature. The algorithms frame and symbol synchronization are concerned. Mathematical modeling results are presented.

High-speed transfer of information, nonlinear unsteady optic channel, domestically produced circuitry, M-ary amplitude-shift keying, frame and symbol synchronization, BER

Статья поступила в редакцию 21 апреля 2015 г.



УДК 621.396.9

В. В. Севидов

*Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С. М. Буденного
(Санкт-Петербург)*

А. О. Чемаров

ООО НПП "Новые технологии телекоммуникаций" (Санкт-Петербург)

Определение координат спутников-ретрансляторов в разностно-дальномерной системе геолокации

Указано на возникновение и развитие геолокации как составной части радиомониторинга спутниковых линий связи. Обозначена основополагающая предпосылка функционирования системы геолокации. Раскрыта разностно-дальномерная система геолокации, описан алгоритм ее функционирования. Показаны преобразования координат в интересах геолокации. Обозначены основные факторы, влияющие на точность разностно-дальномерной системы геолокации. Исследован суммарно-дальномерный метод определения координат спутников-ретрансляторов.

Геолокация, спутник-ретранслятор, земная станция, координатометрия, комплекс радиомониторинга, определение местоположения, разностно-дальномерная система, суммарно-дальномерный метод

Стремительное развитие спутниковой связи [1] способствовало возникновению геолокации [2], которая является составной частью радиомониторинга спутниковых линий связи. Под термином "геолокация" (geolocation) в рамках настоящей статьи понимается процесс определения местоположения (ОМП) земных станций (ЗС) систем спутниковой связи (ССС) по излучениям, принятым от спутников-ретрансляторов (СР).

Мировым лидером в геолокации на сегодняшний день признаны США [3]. Активные исследования по ОМП ЗС также ведутся в Великобритании, Японии, Германии и Франции [3]. В Российской Федерации в интересах радиочастотной службы на базе аппаратуры и технологии фирмы "Integral systems" развернута система геолокации, элементы которой размещены в Смоленске и Белгороде. Наряду с этим в ведущих научных, учебных и производственных организациях идут работы по созданию отечественной системы геолокации.

Основополагающей предпосылкой функционирования системы геолокации является наличие помимо основного СР, через который организуется канал связи, так называемого смежного (adjacent) СР, ретранслирующего те же самые радиоизлуче-

ния, что и основной, но с бóльшим ослаблением, на другой частоте переноса [2], [3]. Используя основной и смежный СР в качестве опорных точек, ОМП ЗС может выполняться, например, разностно-дальномерным методом координатометрии (КМ), реализуемым в специфических условиях и ограничениях [4]. При этом предъявляются специфические требования к точности и оперативности определения координат основного и смежного СР, что предполагает наличие соответствующей подсистемы.

В настоящей статье представлены результаты имитационного моделирования подсистемы определения координат СР в разностно-дальномерной системе (РДС) геолокации, которые в дальнейшем могут быть использованы для создания отечественной системы геолокации. В статье анализируются в основном геометрические аспекты построения и функционирования системы геолокации без подробного рассмотрения процессов обработки радиосигналов.

Существенным для геолокации является тип орбит основного и смежных СР. В рамках настоящей статьи в качестве ретрансляторов рассматриваются лишь СР на геостационарной орбите (ГСО). Однако большинство рассматриваемых положений характерны и для других типов орбит.

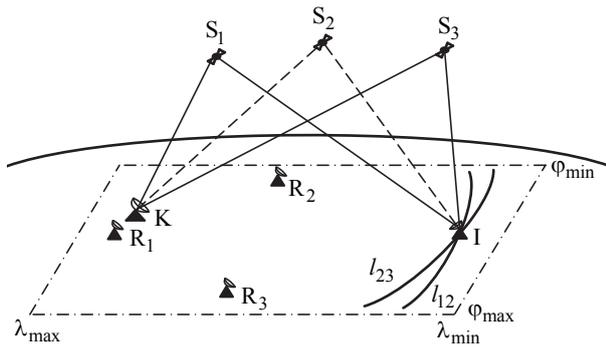


Рис. 1

РДС геолокации, представленная схемой на рис. 1, включает: К – комплекс радиомониторинга (КРМ); I – ЗС; S₁ – основной и S₂, S₃ – смежные СР (для одномоментного ОМП ЗС, находящейся на земной поверхности, необходимо и достаточно трех СР); R₁, R₂ и R₃ – реперные станции (РС).

Исследуемая зона системы геолокации, связанная с рабочими зонами основного и смежных СР, ограничена минимальной и максимальной широтами (φ_{min}, φ_{max}) и минимальной и максимальной долготами (λ_{min}, λ_{max}).

Разность длин траекторий IS₁K и IS₂K порождает временную задержку t'₃₁₂, обусловленную прохождением одной и той же реализации радиосигнала ЗС через СР S₁ и S₂. При известных координатах К, S₁ и S₂ рассчитывается временная задержка t₃₁₂ относительно точек пространства с координатами СР S₁ и S₂. Такие точки считают "условными измерителями", а отрезок S₁S₂ составляет гиперболическую базу РДС. Параметром положения является разность расстояний между отрезками IS₁ и IS₂:

$$2a_{12} = t_{312}c,$$

где c ≈ 3·10⁸ м/с – скорость света.

Поверхностью положения в этом случае будет двуполостной гиперboloид [5] с фокусами в точках S₁ и S₂, параметры которого однозначно определяются длиной гиперболической базы и временем задержки. Пересечение такого гиперboloида с поверхностью Земли образует линию положения l₁₂ (рис. 1).

Аналогично, используя СР S₂ и S₃, можно получить линию положения l₂₃. Эти линии пересекаются в точке I, соответствующей координатам ЗС.

Для решения задачи геолокации необходимо преобразовать координаты КРМ, основного и смежных СР, ЗС и трех РС в единую систему координат. В КМ наибольшее распространение получили географическая система координат (ГСК) и декартова система координат (ДСК). Так, при позиционировании объекта на поверхности Земли либо в околоземном пространстве удобно пользоваться ГСК. Началом координат для ГСК служит центр Земли, а в качестве координат выступают географическая широта (φ), географическая долгота (λ) и высота над уровнем моря (h).

Однако для производства расчетов, в частности для нахождения расстояния между двумя точками пространства, удобнее пользоваться ДСК, в которой начало координат 0 совмещено с центром Земли, ось X направлена на Гринвич, ось Z – на север, ось Y дополняет систему координат до правой. Координатами объекта в ДСК являются его проекции x, y, z на оси 0X, 0Y, 0Z соответственно.

Кроме того, положение СР, обращающихся по эллиптическим орбитам, часто определяют в геоцентрической декартовой орбитальной системе координат (ОСК), в которой начало координат 0 совмещено с центром Земли, ось ξ направлена по линии апсид, ось ζ – по нормали к плоскости орбиты СР, ось η дополняет систему координат до правой (рис. 2) [6]. В ОСК координатами СР S являются его проекции на оси 0ξ, 0ζ, 0η, обозначаемые ξ_S, ζ_S и η_S.

Формулы пересчета координат из ГСК в ДСК выглядят следующим образом:

$$\begin{aligned} x &= \left(R_3 / \sqrt{1 - e_3^2 \sin^2 \varphi} + h \right) \cos \varphi \cos \lambda; \\ y &= \left(R_3 / \sqrt{1 - e_3^2 \sin^2 \varphi} + h \right) \cos \varphi \sin \lambda; \\ z &= \left(R_3 / \sqrt{1 - e_3^2 \sin^2 \varphi} + h \right) \sin \varphi, \end{aligned}$$

где R₃ ≈ 6378 км – радиус Земли на экваторе; e₃ ≈ 0.081819 – эксцентриситет Земли.

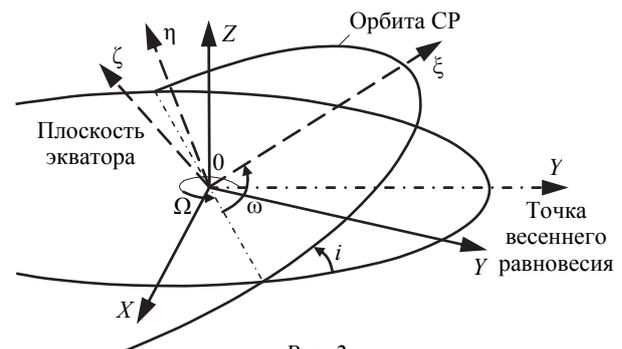


Рис. 2

Переход от ОСК к ДСК осуществляется центроаффинным преобразованием с помощью девятичисленной матрицы [6]:

$$\begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \Omega \cos \omega - \sin \Omega \cos i \sin \omega & -(\cos \Omega \sin \omega + \sin \Omega \cos i \cos \omega) & \sin \Omega \sin i \\ \cos \Omega \cos i \sin \omega + \sin \Omega \cos \omega & -(\sin \Omega \sin \omega - \cos \Omega \cos i \cos \omega) & -\sin \Omega \sin i \\ \sin i \sin \omega & \sin i \cos \omega & \cos i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \xi \\ \eta \\ \zeta \end{pmatrix},$$

где ω – аргумент перицентра; Ω – долгота восходящего узла; i – наклонение, представляющие собой кеплеровские элементы орбиты.

В качестве одной из важнейших характеристик РДС геолокации является ее точность, на которую влияют следующие факторы [7]:

- топология РДС;
- погрешности опорных генераторов частот основного и смежных СР, КРМ;
- отношения "сигнал/шум" на входах радиоприемных устройств КРМ, основного и смежных СР;
- условия распространения радиосигналов на трассах IS₁K и IS₂K;
- ошибки определения координат основного и смежных СР, вызванные их отклонением от номинальных координат ("качанием СР") из-за неравномерности суточного притяжения Солнца, Земли и Луны, неточного вывода СР на ГСО, а также других причин.

Перечисленные факторы приводят к суммарной ошибке σ_{Σ} измерения разности временных задержек прохождения одной и той же реализацией радиосигнала ЗС через СР S₁ и S₂, что, в свою очередь, вызывает ошибку ОМП ЗС.

Топология РДС определяется взаимным расположением основного и смежных СР, ЗС, КРМ.

При выборе смежных СР РДС геолокации необходимо найти компромисс между двумя противоречивыми условиями. С одной стороны, расстояние между основным и смежными СР необходимо увеличивать, так как это ведет к увеличению гиперболической базы и, как следствие, к уменьшению влияния ошибок определения координат основного и смежных СР на точность ОМП ЗС. С другой стороны, расстояние между основным и смежными СР необходимо уменьшать, так как смежные СР ретранслируют радиоизлучения, принятые с направлений, соответствующих боковым лепесткам ЗС. Рациональным при ОМП ЗС системы VSAT¹ представляется выбор смежных СР, отстоящих по долготе на 3...6° от основного СР.

Координаты ЗС могут быть любыми в рамках границ рабочей зоны РДС геолокации.

Расположение КРМ влияет на точность системы геолокации только через значения отношений "сигнал/шум" для принимаемых радиоизлучений основного и смежных СР. Таким образом, следует выбирать позицию КРМ в зонах максимальной радиовидимости указанных СР.

На современном этапе развития технологий погрешности опорных генераторов частот основного и смежных СР, КРМ могут составлять от 10⁻² нс для рубидиевых до 10² нс для кварцевых генераторов.

Отношения "сигнал/шум" на входах радиоприемных устройств КРМ, основного и смежных СР зависят от многочисленных параметров, носят вероятностный характер и способны вносить дополнительную ошибку измерения задержки для используемых в спутниковых системах связи сигналов и типовой аппаратуры до 5 мкс.

Анализ условий распространения радиосигналов на трассах IS₁K и IS₂K показывает, что существенный вклад в ошибку измерения временной задержки вносят тропосфера и ионосфера [8]. Так, рефракция, возникающая при прохождении тропо- и ионосферы, вносит дополнительную задержку в распространение радиосигналов по указанным траекториям и зависит от ряда условий, например от угла места основного и смежных СР с позиций ЗС и КРМ, давления, температуры, влажности воздуха и т. д.

Дополнительная задержка радиосигнала в тропосфере может быть оценена с использованием одной из моделей, наиболее распространенными из которых являются модели Хопфильда (Hopfield) и Саастмоинена (Saastamoinen) [8]. Дополнительная задержка радиосигнала в рассматриваемой РДС на каждой из трасс IS₁ и IS₂ может достигать 16...160 нс, что соответствует погрешности измерения дальностей 4.8...48 м.

Ионосфера – область атмосферы, содержащая значительное число свободных электронов (более 1000 см⁻³), что обуславливает ее диспергирующие свойства. Дополнительная задержка радио-

¹ VSAT – very small aperture terminal – земная станция с малой апертурой антенны [1].

сигнала в ионосфере может быть оценена с помощью модели International Reference Ionosphere (IRI-95) [8] и, например для диапазона частот Ku, достигает 30 нс ночью и 150 нс днем, что соответствует погрешности измерения дальностей 9 и 45 м.

По аналогии со спутниковыми радионавигационными системами при компенсации дополнительных задержек в тропо- и ионосфере целесообразно использовать псевдодальности – расстояния от ЗС I (рис. 3) до воображаемых точек S'_j , $j = \overline{1, 3}$, находящихся на тех же прямых, что и CP S_j , но отстоящих от них на расстояния, равные произведениям указанных дополнительных задержек на скорость света.

Для определения координат основного и смежных CP могут быть использованы расчеты с использованием данных формата TLE², который определен группировкой NORAD и используется в NORAD, NASA и других системах [9]. TLE рассчитываются для многих тысяч космических объектов и свободно распространяются в Интернете для дальнейшего использования. При этом ошибка определения координат CP с использованием данных формата TLE ведет к ошибке расчета наклонной дальности до CP и, как следствие, к ошибке расчета времени задержки радиосигнала на соответствующей трассе, которая для CP на ГСО может составлять 3 мкс, что соответствует погрешности измерения наклонной дальности 900 м.

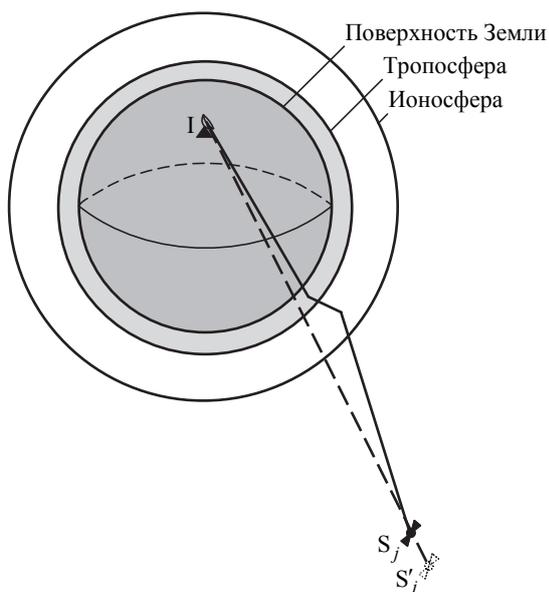


Рис. 3

² TLE – two line element – двухстрочный набор элементов.

Расчеты координат CP с использованием данных формата TLE приемлемы лишь для РДС геолокации, где ЗС имеет ненаправленную антенну и, как следствие, есть возможность выбора смежных CP на значительных расстояниях от основного. Увеличение гиперболической базы в этом случае ведет к уменьшению влияния ошибок определения координат CP на точность ОМП ЗС.

Точность подсистемы определения координат CP с помощью TLE недостаточна для системы геолокации, когда в качестве объекта ОМП выступает ЗС типа VSAT. В этом случае выбор смежных CP, отстоящих по долготе на $3...6^\circ$ от основного, обуславливает малую гиперболическую базу, компенсировать которую возможно повышением точности подсистемы определения координат CP.

Таким образом, суммарная ошибка σ_Σ измерения задержки распространения радиосигнала носит случайный характер и может достигать 10 мкс, что соответствует погрешности измерения дальности 3000 м.

Для уменьшения суммарной ошибки σ_Σ предлагается использовать суммарно-дальномерный метод определения координат CP по сигналам как минимум трех опорных реперных станций (ОРС) R_1, R_2, R_3 (рис. 4). Одну из них, например R_1 , можно выделить в качестве центральной, тогда совместно с двумя другими образуются базы ОРС R_1R_2 и R_1R_3 . Основу суммарно-дальномерного метода определения координат CP можно описать на примере первого CP следующим алгоритмом:

1. В момент времени, в который необходимо определить координаты S_1 , все ОРС излучают известные радиосигналы.

2. В КРМ измеряются времена прохождения радиосигналами траекторий R_1S_1K, R_2S_1K и R_3S_1K .

3. Умножением измеренных времен на скорость света (c) получают длины соответствующих траекторий. Эти длины являются координатно-информативными параметрами, а поверхностями положения будут эллипсоиды A_1, A_2 и A_3 (рис. 4) [5]. Первый фокус всех трех эллипсоидов совпадает с точкой К, вторые фокусы каждого эллипсоида располагаются в точках R_1, R_2 и R_3 соответственно.

4. Определяются координаты S_1 как координаты точки пересечения поверхностей A_1, A_2 и A_3 . Неоднозначность, обусловленная использованием трех, а не четырех поверхностей положения и вы-

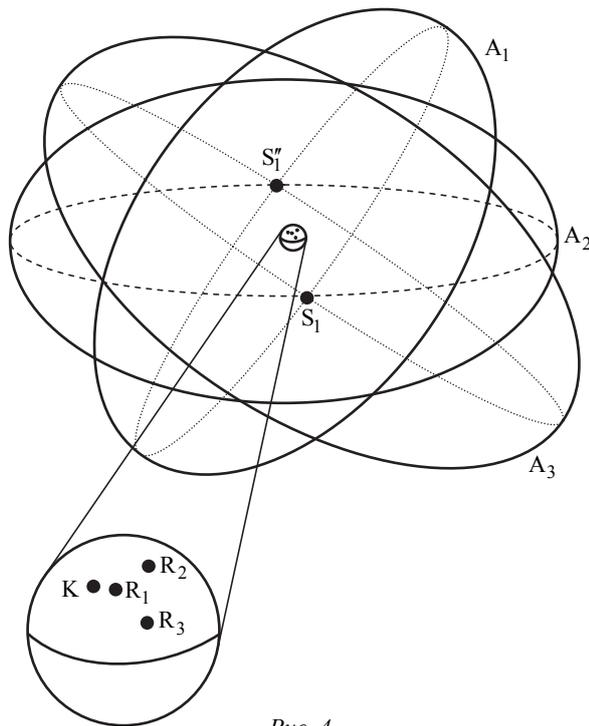


Рис. 4

раженная появлением аномальной точки S_1'' , устраняется априорным знанием координат СР с большой погрешностью, полученных с использованием данных формата TLE либо другим способом.

Этим же алгоритмом определяются координаты остальных СР РДС геолокации.

При определении координат СР суммарно-дальномерным методом и допущении, что сигнал ЗС проходит примерно такую же радиотрассу, что и сигналы ОРС, компенсируется большинство систематических ошибок, например вызванных рефракцией при прохождении тропосферы и ионосферы, что является существенным преимуществом.

С помощью имитационного моделирования оценена эффективность предлагаемой подсистемы определения координат СР. Выполнено сравнение трех РДС геолокации. В первом варианте РДС координаты СР задавались с ошибками, соответствующими расчетам с использованием данных формата TLE, что привело к суммарной ошибке измерения времен распространения радиосигналов 10 мкс. Во втором и третьем вариантах координаты СР определялись суммарно-дальномерным методом по сигналам ОРС, за счет чего суммарная ошибка измерения времен распространения радиосигналов уменьшалась до 3 и 2 мкс соответственно. Различие второго и третьего вариантов состояло лишь в конфигурации баз ОРС.

При равных расстояниях между ОСР, составляющих 1000 км, во втором варианте они располагались в треугольнике с углами 160, 10 и 10°, а в третьем – в треугольнике с углами 90, 45 и 45°.

Для всех моделируемых вариантов систем фиксировались общие параметры:

– долготы подспутниковых точек основного СР 130° в. д. и двух смежных СР 126° в. д., 134° в. д., при одинаковой высоте ГСО всех трех СР над уровнем моря, составляющей 35 786 км;

– рабочая зона ограничена минимальной и максимальной широтами $\varphi_{\min} = 80^\circ$ ю. ш., $\varphi_{\max} = 80^\circ$ с. ш., минимальной и максимальной долготами $\lambda_{\min} = 80^\circ$ в. д., $\lambda_{\max} = 180^\circ$ в. д.;

– координаты КРМ: $\varphi_{\max} = 60^\circ$ с. ш., $\lambda_{\min} = 30^\circ$ в. д.

Результаты сравнения представлены на рис. 5 в виде графиков, соответствующих первому (а), второму (б) и третьему (в) вариантам РДС. В каждом из графиков по оси абсцисс отложена долгота, по оси ординат – широта ЗС. Контурами соединены точки рабочей зоны, для которых значения ошибок ОМП ЗС равны. Эти контуры обозначены цифрами, соответствующими номиналам ошибок ОМП ЗС в километрах.

В результате проведенного исследования установлено, что ошибки ОМП ЗС в РДС, в которой координаты основного и смежных СР рассчитываются с использованием данных формата TLE, составляют сотни километров, что в большинстве случаев неприемлемо. Реализация подсистемы определения координат СР с использованием трех ОРС значительно улучшает точность РДС геолокации за счет приведения суммарной ошибки σ_{Σ} измерения времен распространения радиосигналов практически только к шумовой составляющей.

В ходе исследования выработаны требования к подсистеме определения координат СР, которые могут стать полезными для создания отечественной РДС геолокации:

1. Базы ОРС должны быть максимальны, при этом все ОРС должны оставаться в зонах радиовидимости основного и смежных СР. Рациональным представляется выбор баз ОРС порядка 1000 км. Допустимо один из ОРС располагать в позиционном районе КРМ.

2. Максимальная точность ОМП ЗС (минимальная ошибка определения координат СР) достигается при условии ортогональности баз ОРС.

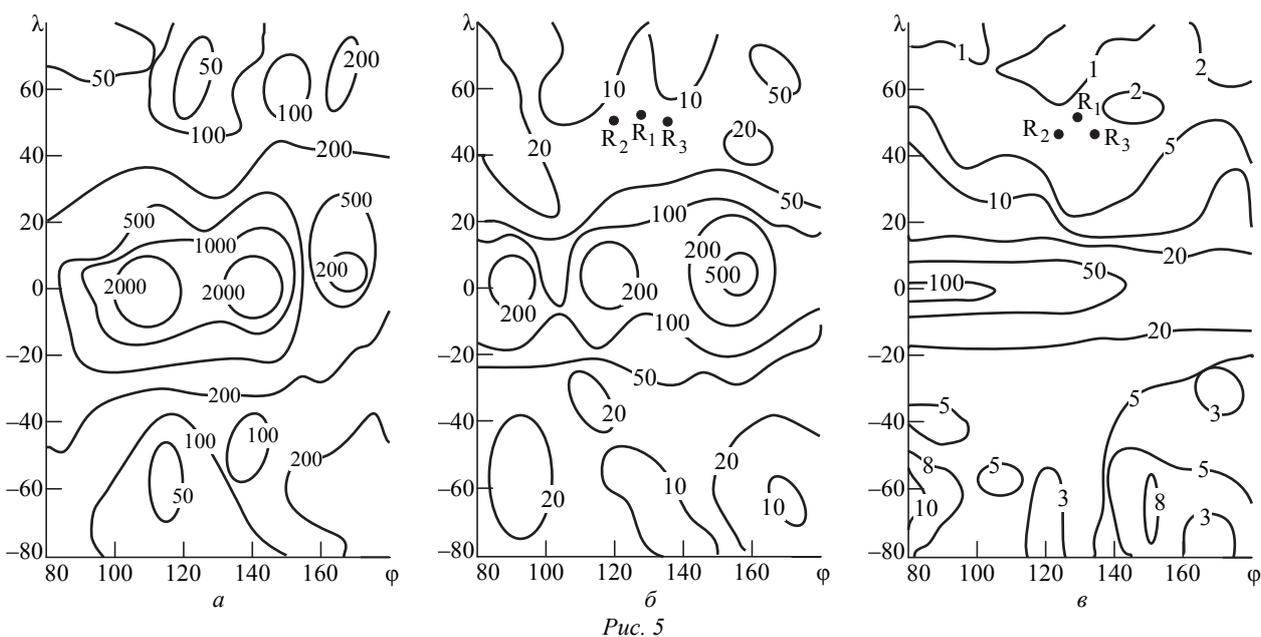


Рис. 5

3. Для обеспечения условия прохождения радиосигналов ОРС радиотрасс с характеристиками, подобными радиотрассе сигнала ЗС, нужно по возможности размещать ОРС как можно ближе к району, в котором необходимо ОМП ЗС.

4. Вследствие диспергирующих свойств ионосферы частоты сигналов ОРС должны быть близкими к частотам сигналов ЗС и/или к частотам сигналов основного и смежных СР.

Следует отметить, что в экваториальных широтах выявлен эффект, называемый геометрическим фактором снижения точности, когда малая ошибка в параметре вызывает большую ошибку в

определении местоположения. Критичным выступает диапазон широт от 20° ю. ш. до 20° с. ш., где ошибка ОМП ЗС имеет неприемлемые значения.

Завершение данного исследования не закрывает рассматриваемую тему. Дальнейшему исследованию подлежат следующие вопросы:

- экспериментальная проверка эффективности подсистемы определения координат СР суммарно-дальномерным методом;
- поиск способов уменьшения ошибок ОМП ЗС в экваториальных широтах;
- исследование доплеровских систем геолокации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Чельшев В. Д., Якимовец В. В. Радиоэлектронные системы органов административного и военного управления: в 2 ч. Ч. 1: Радиоинтерфейсы систем мобильного радиосервиса: учеб. СПб.: ВАС, 2006. 576 с.
2. Interference localization for Eutelsat satellites – the first European transmitter location system / D. P. Hawthorn, N. G. Smith, R. Bardelli, T. Clement // Intern. J. of satellite communications. 1997. Vol. 15. P. 155–183.
3. Сухотин В. В. Определение координат источников сигналов в системах спутниковой связи: автореф. дис. ... канд. техн. наук / Красноярский гос. техн. ун-т. Красноярск, 2003. 24 с.
4. Основы построения и функционирования разностно-дальномерных систем координатометрии источников радиоизлучений / Р. В. Волков, С. В. Дворников, В. Н. Саяпин, А. Н. Симонов. СПб.: ВАС, 2013. 116 с.
5. Выгодский М. Я. Справочник по высшей математике. М.: Астрель АСТ, 2002. 992 с.
6. Шебшаевич В. С. Введение в теорию космической навигации. М.: Сов. радио, 1971. 29 с.
7. Волков Р. В., Севидов В. В., Чемаров А. О. Точность геолокации разностно-дальномерным методом с использованием спутников-ретрансляторов на геостационарной орбите // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2014. № 9. С. 12–19.
8. Тяпкин В. Н., Гарин Е. Н. Методы определения навигационных параметров подвижных средств с использованием спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС / Сиб. федер. ун-т. Красноярск, 2012. 260 с.
9. Hoots F. R., Roehrich R. L. Spacetrack Rep. № 3. Models for propagation of NORAD Element Sets // Aerospace defense center, Peterson air force base. 1980. 91 p.

V. V. Sevidov

Military telecommunications academy n. a. Marshal of the Soviet Union S. M. Budyonny (Saint Petersburg)

A. O. Chemarov

SME "New telecommunication technologies" Ltd. (Saint Petersburg)

Determination of coordinates relay satellites in range-difference system geolocation

Indicated on the origin and development of geolocation as part of radio monitoring satellite links. Denotes the fundamental premise of the system geolocation. Disclosed rangedifference geolocation system, the algorithm of its functioning. Showing coordinate transformations in the interests of geolocation. Outlines the key factors that affect the accuracy of range-difference system of geolocation. Investigated a total-ranging method for determining the coordinates of relay satellites.

Geolocation, relay satellite, ground terminal, coordinate measuring, radio monitoring complex, location, range-difference system, total-ranging method

Статья поступила в редакцию 21 апреля 2015 г.



УДК 621.396.96

В. В. Витько, А. В. Кондрашов, А. А. Никитин, П. Ю. Белявский, А. Б. Устинов
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ"

Дж. Э. Батлер
Институт прикладной физики РАН

Измерительная ячейка для исследования СВЧ-свойств дельта-легированных алмазных образцов¹

Предложен метод измерения СВЧ-параметров дельта-легированных алмазных образцов в широком диапазоне частот. В основе метода измерения лежит алгоритм Николсона–Росса. Проведено моделирование S-параметров измерительной ячейки на основе симметричной полосковой линии передачи.

Дельта-легированный алмаз, симметричная полосковая линия

В настоящее время актуальна проблема измерения СВЧ-характеристик структур, созданных на основе искусственно выращенных алмазных пленок с легированным дельта-слоем [1]. Для определения качества алмазной структуры необходимо знать концентрацию носителей заряда и их подвижность. Неразрушающее исследование этих параметров на СВЧ может выполняться резонансными и волноводными методами. Широкую рабочую полосу частот демонстрируют методы на основе линий передач, не имеющих частоты отсечки [2]. Наиболее часто в качестве линии передач используется коаксиальный волновод [3], аналогом которого в тонкопленочном исполнении является симметричная микрополосковая линия.

В настоящей статье представлены разработка и моделирование измерительной ячейки на симметричной микрополосковой линии для исследования СВЧ-свойств дельта-легированных алмазных образцов.

Уровень потерь, вносимых образцом в волноводный тракт, определяется мнимыми частями его комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей. В [4] и [5] описан метод расчета указанных проницаемостей по результатам измерения мощностей прошедшей и отраженной волн. По этому методу комплексную диэлектрическую про-

ницаемость можно определить, зная S-параметры измеряемой структуры и ее геометрические размеры:

$$\varepsilon = \frac{i[c/(\omega L)] \ln(1/z)}{(1+\Gamma)/(1-\Gamma)},$$

где c – скорость света; ω – круговая частота; L – длина образца;

$$z = \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma};$$
$$\Gamma = \frac{1 - (S_{21} + S_{11})(S_{21} - S_{11})}{(S_{11} + S_{21}) - (S_{21} - S_{11})} \pm \sqrt{\left[\frac{1 - (S_{21} + S_{11})(S_{21} - S_{11})}{(S_{11} + S_{21}) - (S_{21} - S_{11})} \right]^2 - 1} \quad (1)$$

– коэффициент отражения.

Знак второго слагаемого (1) выбирается так, чтобы модуль коэффициента отражения был меньше единицы. Дальнейшее нахождение комплексных магнитных и диэлектрических проницаемостей проводится в соответствии с алгоритмом Николсона–Росса [5].

В пространстве, содержащем свободные носители заряда, возникает ненулевой ток проводимости. В этом случае уравнение Максвелла имеет вид

¹ Работа выполнена при государственной финансовой поддержке в рамках гранта Правительства Российской Федерации по Постановлению № 220 (Договор № 14.В25.31.0021 от 26 июня 2013 г.) и гранта РФФИ (№14-02-00 496А).

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} = i\omega\varepsilon_0 \left\{ \varepsilon' - i \left[\sigma / (\omega\varepsilon_0) \right] \right\} \mathbf{E} = i\omega\varepsilon_0 \varepsilon_k \mathbf{E},$$

где \mathbf{H} , \mathbf{E} – векторы напряженности магнитного и электрического полей соответственно; ε_0 – диэлектрическая постоянная; ε' – действительная часть диэлектрической проницаемости;

$$\varepsilon_k = \varepsilon' - i \left[\sigma / (\omega\varepsilon_0) \right] = \varepsilon' - i\varepsilon'' \quad (2)$$

– комплексная диэлектрическая проницаемость, причем $\varepsilon'' = \sigma / (\omega\varepsilon_0)$ – ее мнимая часть.

Из (2) получим проводимость дельта-легированного слоя алмазного образца: $\sigma = \omega\varepsilon_0\varepsilon''$.

Измерение проводимости позволяет оценить уровень легирования дельта-слоя в экспериментальном алмазном образце. Известно [6], что подвижность электронов в алмазе может достигать $4500 \text{ см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$, а подвижность дырок – $3800 \text{ см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$. Имея представление о подвижности носителей заряда, концентрацию носителей заряда, сосредоточенных в дельта-легированном слое, можно оценить на основе формулы $\sigma = en\mu$, где e – заряд электрона; n – концентрация носителей заряда; μ – подвижность носителей заряда.

В результате проведенной работы было выявлено, что измерительная ячейка для исследования характеристик экспериментальных алмазных образцов, содержащих дельта-слой, наиболее эффективно может быть реализована с помощью симметричной полосковой линии (рис. 1), которая состоит из тонкого металлического проводника прямоугольной формы – полоска, находящегося в диэлектрической среде между двумя заземленными металлическими пластинами. Полосковая линия обычно заполняется однородным диэлектриком, но возможно и частичное диэлектрическое заполнение разными диэлектриками. Низшей модой в такой линии является квази-ТЕМ-волна, которая характеризуется отсутствием частот отсечки. Другой особенностью такого волновода является интенсивное проникновение по-



Рис. 1

ля электромагнитной волны в окружающий полосо-сок диэлектрик.

Диапазон рабочих частот симметричной полосковой линии определяется, в основном, ее геометрическими размерами, а именно шириной металлического полоска и расстоянием между металлическими экранами [7].

Численное моделирование S -параметров такой структуры показало возможность измерения свойств алмазных слоев. Моделирование проводилось при следующих условиях: металлические экраны параллельны плоскости алмазного образца и расположены на равном расстоянии от полоска; расстояние между металлическим экраном и полоском равнялось толщине исследуемого образца алмаза. В ходе моделирования рассчитывались передаточные характеристики такой полосковой линии при изменении концентрации носителей заряда в дельта-легированном слое алмаза.

Полученные результаты моделирования передаточных характеристик показаны на рис. 2. Изменение концентрации носителей заряда в дельта-слое приводит к изменению частоты, соответствующей минимуму передаточной характеристики, а также соответствующему значению ослабления. Увеличение концентрации носителей заряда приводит к росту значения частоты минимума передаточной характеристики, а также к увеличению значения СВЧ-потерь в исследуемом образце.

На рис. 3, а представлена зависимость частоты минимума передаточной характеристики (f_{\min}) от концентрации носителей заряда в дельта-легированном слое, а на рис. 3, б – зависимость коэффициента пропускания S_{21} на этой частоте от того же параметра.

Из рис. 3, а следует, что f_{\min} значительно изменяется в диапазоне концентраций носителей заряда $10^{20} \dots 10^{22} \text{ м}^{-3}$. При более высоких значениях концентрации носителей заряда более заметным становится изменение ослабления. Таким

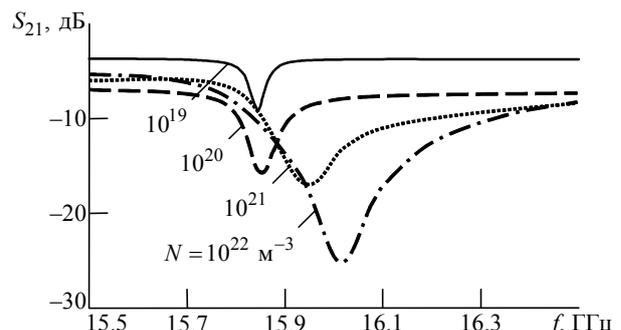


Рис. 2

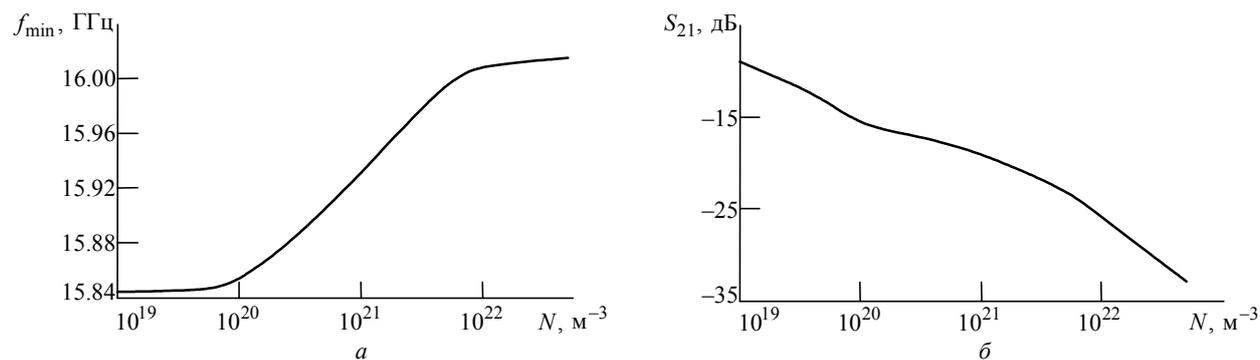


Рис. 3

образом, предложенный способ позволяет, измеряя СВЧ-характеристики образцов алмаза, определять концентрацию носителей заряда в дельта-легированном слое.

В заключение отметим, что предлагаемый метод позволяет проводить измерения СВЧ-параметров образцов дельта-легированного алмаза в широком диапазоне частот (практически в интервале

0.1...100 ГГц). В ходе представленной работы проведено моделирование измерительной ячейки. Установлено, что конструкция измерительной ячейки, построенной на симметричной полосковой линии передачи, не ограничивает геометрические размеры образца и обладает высокой чувствительностью к изменению его СВЧ-параметров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Diamond semiconductor technology for RF device applications / Y. Gurbuz, O. Esame, I. Tekin et al. // Solid-state electronics. 2005. Vol. 49, № 7. P. 1055–1070.
2. Blackham D. V., Pollard R. D. An improved technique for permittivity measurements using a coaxial probe // IEEE Trans. instrum. and meas. 1997. Vol. IM-46, № 5. P. 1093–1099.
3. Baker-Jarvis J. Transmission/reflection and short-circuit line permittivity measurements. Colorado: National institute of standards and technology, 1990. 151 p.
4. Domich P. D., Baker-Jarvis J., Geyer R. G. Optimization techniques for permittivity and permeability determination // J. res. nation. inst. stand. technol. 1991. Vol. 96, № 5. P. 565–575.
5. Nicolson A. M., Ross G. F. Measurement of the intrinsic properties of materials by time-domain techniques // IEEE Trans. instrum. and meas. 1970. Vol. IM-19, № 4. P. 377–382.
6. High carrier mobility in single-crystal plasma-deposited diamond / J. Isberg, J. Hammersberg, E. Johansson et al. // Science. 2002. Vol. 297, № 5587. P. 1670–1672.
7. Cohn S. B. Optimum design of stepped transmission-line transformers // IRE Trans. 1995. Vol. 3, № 4. P. 16–21.

V. V. Vitko, A. V. Kondrashov, A. A. Nikitin, P. Yu. Belyavskiy, A. B. Ustinov
Saint Petersburg state electrotechnical university "LETI"

J. E. Butler
Institute of applied physics of the Russian academy of sciences

Measuring cell for microwave properties studying of delta-doped diamond samples

The method of measurement of microwave parameter of delta-doped diamond samples over a broad frequency range is offered. Nicholson-Ross's algorithm is the cornerstone of a method of measurement. The simulation of S-parameters of the measuring cell based on symmetric stripline is carried out.

Delta-doped diamond, symmetric strip line

Статья поступила в редакцию 27 мая 2015 г.



УДК 53.083.92

Г. Н. Лукьянов, С. А. Полищук, И. С. Ковальский, А. Г. Малышев
Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет
информационных технологий, механики и оптики

Нелинейное динамическое моделирование результатов синхронных измерений концентрации углекислого газа с давлением воздуха при вдохе и выдохе человека

Представлено нелинейное динамическое моделирование результатов синхронных измерений концентрации углекислого газа с давлением воздуха при вдохе и выдохе человека методом Non-Linear Auto-Regressive Moving Average with Exogenous Inputs (NARMAX). Моделирование связывает характерные особенности изменения давления в процессе дыхания человека с концентрацией углекислого газа во вдыхаемом/выдыхаемом воздухе при синхронном измерении. Произведено сравнение хаотических инвариантов результатов измерений – корреляционной размерности и энтропии – концентрации углекислого газа с давлением воздуха при вдохе и выдохе человека с представленной моделью.

Нелинейное динамическое моделирование, NARMAX, концентрация углекислого газа, давление воздуха, синхронизация, корреляционная размерность, корреляционная энтропия

Известно, что существует синхронизация процессов дыхания и сердцебиения человека, которая зависит от его состояния (покой, физическая нагрузка) и здоровья [1], [2]. Наряду с этим существуют и другие синхронно связанные аспекты деятельности человеческого организма, например, концентрация углекислого газа с давлением воздуха при вдохе и выдохе человека. Математическая модель процессов, протекающих в человеческом организме, может быть получена как на основе физических представлений, так и статистическими методами, опирающимися на результаты экспериментальных данных исследуемых процессов. Изменяющиеся во времени (динамические) процессы описываются при помощи динамического моделирования – построения динамических моделей. Такие модели могут быть использованы для описания индивидуальных особенностей процессов, которые протекают в организме конкретного человека, что позволяет исследовать особенности функционирования систем его организма, существенно облегчая мониторинг состояния здоровья.

Для построения динамических моделей в пакете MATLAB реализован, в частности, метод ARMAX (Auto-Regressive Moving Average with

Exogenous Inputs). Однако процедура ARMAX строит только линейные модели и ее целевая функция линейна по управляющим переменным. Для устранения этих недостатков разработана нелинейная модель на основе метода NARMAX (Non-Linear Auto-Regressive Moving Average with Exogenous Inputs) [3], которая обладает следующими достоинствами:

- подходит для описания обширной области нелинейного динамического поведения процессов;
- удобна для описания реальных процессов, которыми, в частности, являются процессы дыхания [4] и сердцебиения человека [1], [2].

В настоящей статье представлены методика и результаты апробации применения метода NARMAX для построения общих моделей синхронизации концентрации углекислого газа с давлением воздуха при вдохе и выдохе человека, а также для построения общих моделей синхронизации концентрации углекислого газа с давлением воздуха для каждой ноздри. В результате создания моделей решена задача нелинейного динамического моделирования на основе экспериментально зарегистрированных рядов наблюдений информационных процессов.

Базой для построения нелинейной динамической модели NARMAX явились результаты синхронных измерений концентрации углекислого газа и давления воздуха при вдохе и выдохе человека для правой и левой ноздри, что позволило построить общую модель с тремя входами и двумя выходами, чем определяется научная новизна статьи.

В статье впервые продемонстрировано применение метода NARMAX для построения моделей связи концентрации углекислого газа с давлением воздуха при вдохе и выдохе человека. Метод NARMAX, используя ортогонализацию, позволяет в сжатой форме хранить данные об обследованиях, на основе которых можно восстановить сведения о предыдущем состоянии здоровья пациента, сравнивая его с проводимым обследованием в данный момент. В процессе динамического моделирования в методе NARMAX может быть применен цифровой фильтр для отфильтровывания имеющихся во входных данных шумов.

Общая модель, дающая связь результатов измерений концентрации углекислого газа с давлением воздуха при вдохе и выдохе человека, построенная при помощи метода NARMAX, позволяет исследовать взаимосвязь указанных процессов.

Экспериментальные данные, использованные для построения моделей, получены с использованием прибора производства ООО "ЛЕД-Микросенсор" (рис. 1), не искажающего естественное дыхание человека.

Описание проблемы. Процессы, протекающие в природе, в большинстве случаев являются периодическими, нелинейными и динамическими. К таким процессам относится, в частности, процесс теплообмена при дыхании человека [1], [2]. Поэтому ряды наблюдений концентрации углекислого газа, экспериментально зарегистрированные синхронно с давлением воздуха при вдохе и выдохе человека, обладают нелинейной динамикой.

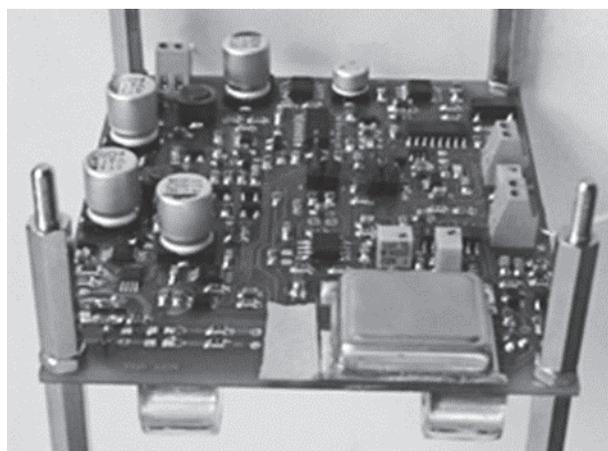


Рис. 1

Для адекватного математического описания таких процессов нелинейная динамическая модель должна обладать теми же характеристиками нелинейной диссипативной системы, что и сам процесс. Иначе говоря, процесс и его модель должны иметь близкие по значениям корреляционные размерность D_2 и энтропию K_2 . Нахождение корреляционной размерности необходимо для проверки наличия хаотической составляющей во временном ряде, а корреляционной энтропии – для определения меры потери информации о процессе с течением времени.

Решение проблемы. Использована нелинейная авторегрессивная модель скользящего математического ожидания с внешними входами по методу NARMAX [3]. Математически она представляет собой полиномиальное выражение, состоящее из последовательности многочленов, коэффициенты элементов которых являются элементами матрицы коэффициентов, встраиваемой в модель по окончании итерационного процесса ее построения. Указанный процесс проиллюстрирован далее при сопоставлении результатов измерений процесса теплообмена при дыхании человека и расчета по модели.

В рассматриваемой задаче полиномиальные выражения математически представляют модель синхронизации концентрации углекислого газа с давлением воздуха при вдохе и выдохе человека. Метод NARMAX, используя процедуру ортогонализации, позволяет произвольно менять степень этих многочленов. Эта особенность рассматриваемого метода использована для фиксации всех экстремумов исследуемых процессов, что обеспечивает повышение чувствительности модели. При этом на каждой итерации не только подбираются степени многочленов, но и проверяется значимость вклада их членов в модель. Незначимые члены метод NARMAX отбрасывает – их коэффициенты приравняются нулю.

В ходе многочисленных экспериментов по применению метода NARMAX для построения моделей дыхательной активности человека выявлено, что процедура ортогонализации устанавливает степень многочлена на основе соотношения дисперсий процессов и их моделей.

Принцип действия метода NARMAX для построения нелинейных динамических моделей рассмотрен на примере процесса теплообмена при дыхании. Из имеющегося набора данных одно- временно анализируются от 100 до 1000 отсчетов,

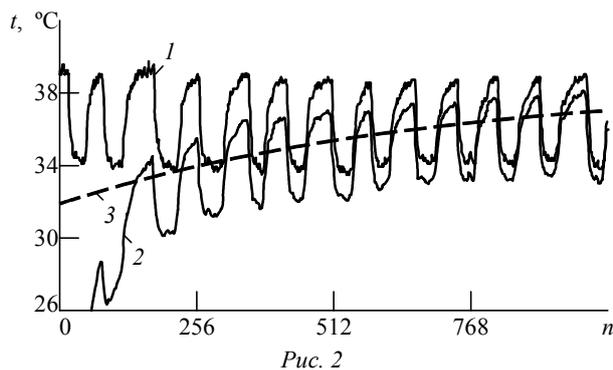


Рис. 2

составляющих апертуру ("окно") метода. Размер "окна" установлен экспериментально. Результаты работы модели представлены в виде зависимости температуры t от номера временного отсчета n (рис. 2). Модель (рис. 2, кривая 2) ведет себя как реальный физический прибор, подстраиваясь под описываемый процесс (кривая 1) по экспоненте (кривая 3). По окончании очередной итерации метод NARMAX выводит результат моделирования, после чего смещает "окно" на один отсчет и проводит очередную итерацию. Также модель используется в качестве цифрового фильтра для освобождения входного сигнала от нежелательных помех и ненужных для исследования частот. В настоящее время разрабатывается математический аппарат для адаптивной настройки этого фильтра.

Результаты моделирования синхронизации дыхательной активности человека с концентрацией углекислого газа в организме представлены на рис. 3. Модель имела три входа и два выхода. На первый вход (рис. 3, б) подавались данные об отклонении концентрации углекислого газа (ΔC_{CO_2}) при дыхании, на второй (рис. 3, а) – данные об изменении давления воздуха в правой ноздре

($\Delta p_{пр}$), на третий (рис. 3, в) – данные об изменении давления в левой ноздре ($\Delta p_{л}$). Все указанные величины нормированы на максимальные зафиксированные в эксперименте значения. Полученная по методу NARMAX на первом выходе модели взвешенная сумма концентрации углекислого газа с давлением в правой ноздре показана на рис. 3, г, аналогичная сумма давления и концентрации в левой ноздре (второй выход модели) – на рис. 3, д. Коэффициенты взвешивания членов сумм определены в результате настройки модели.

На рис. 4 представлены фазовые траектории экспериментально зарегистрированных рядов наблюдений концентрации углекислого газа (рис. 4, а), давления воздуха в правой ноздре (рис. 4, б) и в левой ноздре (рис. 4, в). Фазовые траектории исходных рядов наблюдений говорят о нелинейности, динамичности и периодичности данных рядов наблюдений.

Результаты определения хаотических инвариантов результатов измерений описываемых процессов и моделей сведены в таблицу. Близость наблюдаемых значений и значений результатов моделирования говорит об адекватности построения модели описываемых рядов наблюдений методом NARMAX.

В настоящей статье представлены результаты исследования возможностей применения метода NARMAX для построения модели с несколькими входами и несколькими выходами. На основе метода NARMAX создана статистическая динамическая модель, описывающая синхронизацию результатов измерений концентрации углекислого газа с давлением воздуха при вдохе и выдохе человека. Результаты показывают, что метод NARMAX адекватно описывает исследуемые процессы и может быть применен для построения моделей разной природы.

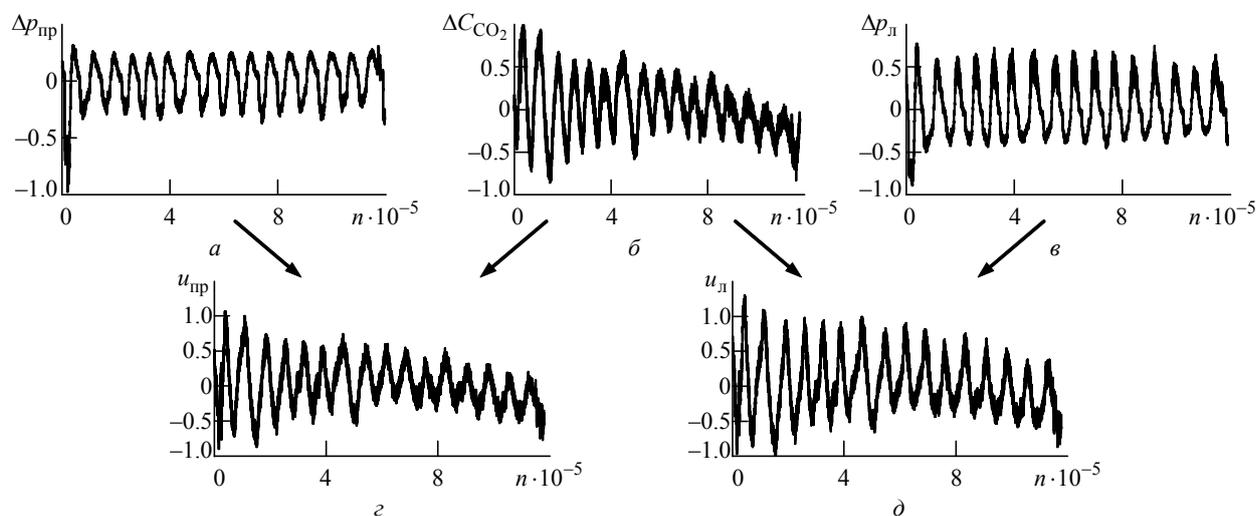


Рис. 3

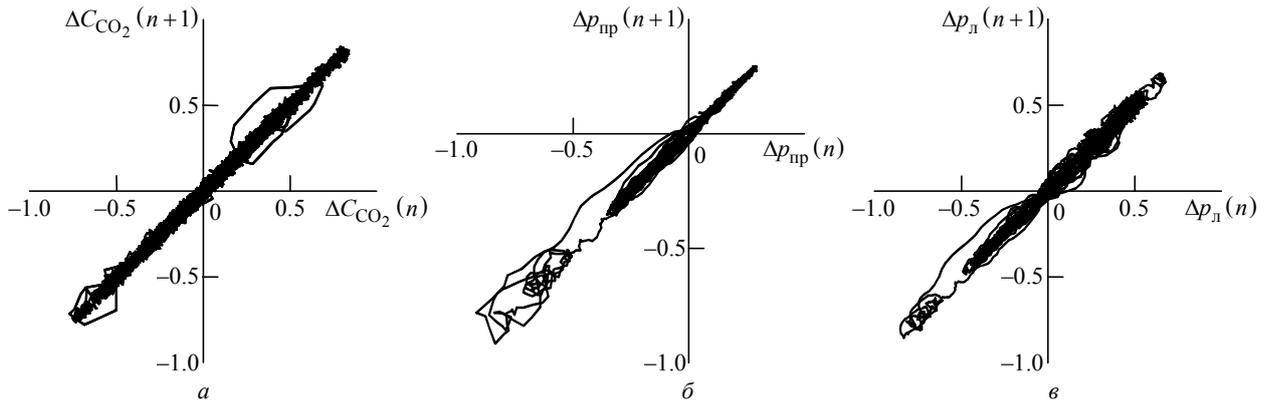


Рис. 4

Ряды данных наблюдений	Параметр		Ряды данных результатов моделирования	Параметр	
	D_2	K_2		D_2	K_2
Концентрация углекислого газа	2.5	0.1	Связь концентрации углекислого газа с давлением в правой ноздре	2.3	0.21
Давление воздуха в правой ноздре	2.4	0.2			
Давление воздуха в левой ноздре	2.3	0.21	Связь концентрации углекислого газа с давлением в левой ноздре	1.99	0.23

Метод NARMAX также позволяет использовать фильтрацию модели синхронизации концентрации углекислого газа с давлением воздуха при вдохе и выдохе человека для разложения ее на независимые компоненты, т. е. данный метод может быть применен в качестве цифрового филь-

тра. Это позволяет применять его как для сжатого описания особенностей функционирования человеческого организма, так и для описания особенностей конкретного человека вне зависимости от местонахождения респондента.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лукьянов Г. Н., Воронин А. А. Экспериментальные исследования взаимодействия процессов дыхания и сердцебиения // Биотехносфера. 2011. № 5-6. С. 18–22.
2. Лукьянов Г. Н. Полищук С. А. Нелинейное динамическое моделирование взаимосвязи процессов дыхания и сердцебиения человека на основе проведенных измерений // Науч.-техн. вестн. информационных технологий, механики и оптики. 2013. № 4 (86). С. 67–72.
3. Billings S. A. Orthogonal least squares methods and their application to non-linear system identification // Int. J. control. 1989. Vol. 50. № 5. P. 1873–1896.
4. Исследование тепло- и массообменных характеристик человеческого дыхания / Г. Н. Лукьянов, А. А. Рассадина, О. А. Дранишникова и др. // Приборостроение. 2005. № 5. С. 68–73.

G. N. Lukyanov, S. A. Polishchuk, I. S. Kowalski, A. G. Malyshev
 Saint Petersburg national research university of information technologies, mechanics and optics

Nonlinear dynamic modeling of results of synchronous measurements of carbon dioxide concentration with air pressure at person breath and exhalation

Nonlinear dynamic modeling of results of synchronous measurements of carbon dioxide concentration with air pressure at person breath and exhalation by the Non Linear Auto-Regressive Moving Average with Exogenous Inputs method (NARMAX) is presented. Modeling connects of pressure change characteristics in the person breath course with the carbon dioxide concentration in the inhaled/exhaled air at synchronous measurement. Comparison of chaotic invariants of measurements results – correlation dimension and entropy – of carbon dioxide concentration with air pressure at person breath exhalation with the presented model.

Nonlinear dynamic modeling, NARMAX, carbon dioxide concentration, air pressure, synchronization, correlation dimension, correlation entropy

Статья поступила в редакцию 8 июня 2015 г.



ВСЕРОССИЙСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ "ЭЛЕКТРОНИКА И МИКРОЭЛЕКТРОНИКА СВЧ"

1–4 июня 2015 г. в Санкт-Петербурге была проведена Всероссийская конференция "Электроника и микроэлектроника СВЧ". Конференция организована по инициативе Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" (СПбГЭТУ "ЛЭТИ") Министерства образования и науки Российской Федерации и АО «НПП "Исток" им. Шокина». Также в организации конференции принял участие Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики (Университет ИТМО). Конференция прошла при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ).

В организационный и программный комитет конференции входили представители вузов, институтов РАН, промышленных предприятий и организаций. Генеральным спонсором конференции выступила компания "Rohde & Schwarz", организовавшая в рамках конференции выставку своей СВЧ-измерительной техники.

В рамках конференции проведено отборочное мероприятие по программе "Участник молодежного научно-инновационного конкурса–2015" (У.М.Н.И.К). Рассмотрев доклады студентов, аспирантов и молодых ученых, Экспертный совет программы У.М.Н.И.К принял решение рекомендовать 15 из них к участию в финальном мероприятии региональной программы «УМНИК».

Направления работы конференции включали:

- физические явления в материалах СВЧ-электроники и микроэлектроники;
- материалы СВЧ-электроники и микроэлектроники и методы их получения;
- элементы, приборы и устройства СВЧ-электроники и микроэлектроники;
- моделирование элементов, приборов и устройств СВЧ-электроники;
- антенны и фазированные антенные решетки;
- измерения на СВЧ;
- междисциплинарные исследования, в частности, в области радиофотоники.

В конференции участвовали около 200 человек, из них 38 студентов и аспирантов из 16 вузов, 7 институтов РАН, 48 промышленных предприятий и организаций радиоэлектронной отрасли.

По мнению участников конференции, она явилась важной площадкой для профессионального обмена мнениями, техническими и технологическими решениями между представителями ведущих российских вузов, институтов РАН и промышленности о современном состоянии, тенденциях и перспективах развития СВЧ-электроники.

Решение конференции

Регулярное проведение конференции "Электроника и микроэлектроника СВЧ" будет способствовать развитию отечественной СВЧ-электроники на системном уровне, позволит расширить области приложения сил ведущих ученых, инженеров и специалистов, найти достойное место отечественной СВЧ-электронике на гражданском и оборонном рынках.

Конференцию целесообразно проводить ежегодно.

Председатель заключительного заседания конференции
"Электроника и микроэлектроника СВЧ",
лауреат Государственной премии СССР в области науки,
заслуженный деятель науки РФ,
д-р физ.-мат. наук, профессор Б. А. Калинико
04.06.2015

Наши авторы

Афанасьев Алексей Валентинович

Кандидат технических наук (2000), заместитель директора НОЦ "Нанотехнологии" Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 40 научных работ. Сфера научных интересов – современная компонентная база силовой и импульсной электроники на основе широкозонных полупроводниковых материалов (SiC, алмаз и др.).
Тел.: 8 (812) 234-27-57.
E-mail: a_afanasjev@mail.ru

Батлер Джеймс Эрих

Доктор физико-химических наук (1972), приглашенный профессор Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ведущий ученый программы "Мегагрант" в Нижегородском институте прикладной физики РАН, старший научный сотрудник Euclid Techlabs, главный научный сотрудник Diamond Foundry Inc., научный сотрудник музея Смитсоновского института естественной истории. Автор более 240 научных работ. Сфера научных интересов – динамика химических реакций, фотохимия, синтез и применение алмазных материалов.
Тел.: +1 (410) 535-6398.
E-mail: jimbutler29@comcast.net

Белявский Павел Юрьевич

Кандидат физико-математических наук (2008), инженер кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – разработка приборов и устройств для обработки СВЧ-сигнала на основе ферритов и сегнетоэлектриков.
Тел.: +7 (921) 313-64-25.
E-mail: pbeliavskiy@gmail.com

Беляев Александр Игоревич

Магистр техники и технологии по направлению "Радиотехника" (2012), инженер "Центра цифровых технологий", аспирант кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор четырех научных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокация, цифровая обработка сигналов.
Тел.: +7 (920) 111-90-11.
E-mail: kliuchevsky@mail.ru

Витько Виталий Валерьевич

Магистр электроники и наноэлектроники (2013), аспирант кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 15 научных работ. Сфера научных интересов – волновые процессы в мультiferроидных структурах на основе ферритов и сегнетоэлектриков.
Тел.: +7 (950) 021-79-43.
E-mail: vitaliy.vitko@gmail.com

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

Демин Юрий Александрович

Старший научный сотрудник центра микротехнологии и диагностики Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Окончил Ленинградский электротехнический институт (1982) по специальности "Диэлектрики и полупроводники". Автор более 20 научных работ. Сфера научных интересов – аппаратура и методики диагностики изделий микротехники электронно-зондовыми методами.
E-mail: yurademin57@yandex.ru

Дерипаска Алина Геннадьевна

Инженер-программист 2-й категории Концерна "Океан-прибор", аспирантка кафедры теоретических основ электротехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Окончила названный университет (2010) по специальности "Прикладная математика". Автор 11 печатных работ. Сфера интересов – теория электротехнических систем управления, теория дискретных цепей, вопросы спецтематики.
Тел.: +7 (921) 340-02-39.

Ефимович Андрей Павлович

Магистр (2012) радиофизики и электроники, аспирант кафедры радиофизики физико-технического факультета Донецкого национального университета. Автор девяти научных публикаций. Сфера научных интересов – высокоэффективные транзисторные усилители мощности.
Тел.: +3 (099) 321-64-93.
E-mail: yefymovych@gmail.com

Иванов Борис Викторович

Кандидат технических наук (1984), доцент (2012) кафедры радиотехнической электроники Санкт-Пе-

тербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор свыше 60 научных работ. Сфера научных интересов – мощные быстродействующие ключи для сверхширокополосной электроники.
Тел.: +7 (921) 933-44-55.
E-mail: BVIVanov@yandex.ru

Ильин Владимир Алексеевич

Кандидат физико-математических наук (1981), старший научный сотрудник (1986), доцент кафедры микро- и нанoeлектроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – физика широкозонных полупроводников и приборов на их основе.
Тел.: 8 (812) 234-27-57.
E-mail: ilyincmid@gmail.com

Кардо-Сысоев Алексей Федорович

Доктор физико-математических наук (1987), лауреат Государственной премии СССР (1987), главный научный сотрудник (2008) Физико-технического института им. А. Ф. Иоффе РАН. Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – полупроводниковая электроника и сверхширокополосная электродинамика.
Тел.: +7 (921) 745-79-96.
E-mail: alx@helen.ioffe.rssi.ru

Ковальский Илья Сергеевич

Магистр техники и технологии (2014) по направлению "Техническая физика", аспирант Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики. Сфера научных интересов – сенсоры и сенсорные сети.
Тел.: 8 (812) 571-64-50.
E-mail: ilya.90@live.ru

Кондрашов Александр Викторович

Кандидат физико-математических наук (2012), инженер кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – линейные и нелинейные волновые процессы в диэлектриках.
Тел.: 8 (812) 234-99-83.
E-mail: kondrashov_av@inbox.ru

Лукьянов Геннадий Николаевич

Доктор технических наук (1999), профессор (2013), декан инженерно-физического факультета Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики, заведующий кафедрой сенсорики названного университета. Награжден медалью им. акад. Н. А. Пилюгина (1988), медалью им. акад. С. П. Королева (1999). Член секции "Температуроустойчивые функциональные покрытия" научного совета "Новые неметаллические керамические материалы" РАН. Член национальной комиссии по стеклу РФ. Автор около

140 научных работ. Сфера научных интересов – сенсорики и ее применение для исследования нелинейных колебаний.
Тел.: 8 (812) 571-64-50.
E-mail: gen-lukjanow@yandex.ru

Лучинин Виктор Викторович

Доктор технических наук (1999), профессор (2014), заведующий кафедрой микро- и нанoeлектроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 300 научных работ. Сфера научных интересов – микро- и наносистемная техника на основе широкозонных материалов неорганической и органической природы.
Тел.: 8 (812) 234-16-82.
E-mail: cmid_leti@mail.ru

Мальшев Алексей Геннадьевич

Студент 2-го курса магистратуры по направлению "Техническая физика" Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики. Сфера научных интересов – сенсоры и сенсорные сети.
Тел.: 8 (812) 571-64-50.
E-mail: malyshev_alexey@hotmail.com

Мякинков Александр Валерьевич

Доктор технических наук (2013), доцент (2010), профессор кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор 77 научных работ. Сфера научных интересов: радиолокация, цифровая обработка сигналов.
Тел.: +7 (905) 192-65-03.
E-mail: redvillage@mail.ru

Никитин Андрей Александрович

Кандидат физико-математических наук (2011), доцент (2015) кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – мультиферроидные материалы в СВЧ-электронике.
Тел.: 8 (812) 234-99-83.
E-mail: and.a.nikitin@gmail.com

Полищук Сергей Александрович

Магистр техники и технологии (2010) по направлению "Техническая физика", аспирант кафедры сенсорики Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики. Автор одной научной публикации. Сфера научных интересов – математическое моделирование динамических процессов, обработка экспериментальных данных.
Тел.: +7 (911) 702-20-21.
E-mail: gersey@yandex.ru

Севидов Владимир Витальевич

Адъюнкт кафедры 43 Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С. М. Буденного. Окончил названную академию (2010) по специаль-

ности "Управление эксплуатацией вооружения, военной техники и техническим обеспечением войск (сил)". Автор семи научных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокация, радионавигация.
Тел.: 8 (812) 247-98-35, 8 (812) 297-35-46.
E-mail: v-v-sevidov@mail.ru

Сергушичев Кирилл Александрович

Магистр (2012) техники и технологии, инженер, сотрудник Центра микротехнологии и диагностики Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Сфера научных интересов – полупроводниковые приборы на основе карбида кремния.
Тел.: 8 (812) 234-27-57.
E-mail: kirjankirjan@gmail.com.

Смирнов Артем Анатольевич

Магистр (2010) техники и технологии, аспирант кафедры радиотехнической электроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 11 научных работ. Сфера научных интересов – СВЧ-электроника, физика полупроводников, сверхширокополосная электроника.
Тел.: +7 (950) 042-42-92.
E-mail: cmid@inbox.ru

Соклакова Марина Вячеславовна

Старший преподаватель кафедры теоретических основ электротехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Окончила Ленинградский государственный университет (1986) по специальности "Прикладная математика". Автор 49 научных работ. Сфера научных интересов – теория устойчивости радиоэлектронных и электротехнических систем, теория дискретных цепей, вопросы спецтематики.
Тел.: 8 (812) 346-17-96, 8 (812) 918-38-40.
E-mail: mary-v-s@yandex.ru

Удров Михаил Александрович

Кандидат технических наук (2007), начальник отдела антенно-фидерных устройств ОАО "Научный центр прикладной электродинамики" (Санкт-Петербург). Автор 17 научных работ. Сфера научных интересов – прямые и обратные задачи электродинамики, техника сверхвысоких частот.
Тел.: 8 (812) 230-64-68.
E-mail: udrm@yandex.ru

Устинов Алексей Борисович

Доктор физико-математических наук (2012), профессор (2015) кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного элект-

ротехнического 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

Хабиров Денис Олегович

Заместитель начальника отдела антенно-фидерных устройств ОАО "Научный центр прикладной электродинамики" (Санкт-Петербург). Окончил Мурманский государственный технический университет (2009) по специальности "Радиотехника". Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – техническая электродинамика; антенно-волноводная техника; техника сверхвысоких частот, амплитудно-фазовая пеленгация.
Тел.: 8 (812) 235-58-94.
E-mail: d.khabirov@gmail.com

Чемаров Алексей Олегович

Кандидат технических наук (2010), инженер-программист ООО НПП "Новые технологии телекоммуникаций" (Санкт-Петербург). Автор 17 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация, радионавигация.
Тел.: 8 (812) 333-53-95 (доб. 346).
E-mail: tchemarov@mail.ru

Чернышев Эдуард Павлович

Кандидат технических наук (1967), доцент (1971), почетный работник высшей школы (1971), профессор кафедры теоретических основ электротехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 180 научных работ. Сфера научных интересов – теория радиоэлектронных и электротехнических систем управления, теория дискретных цепей, вопросы спецтематики.
Тел.: 8 (812) 346-17-96, 8 (812) 498-64-09.

Шевченко Сергей Александрович

Бакалавр (2014) по направлению "Электроника и микроэлектроника", студент 1-го курса магистратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), инженер информационно-методического центра факультета электроники названного университета. Автор трех научных публикаций. Сфера научных интересов – физика полупроводников, моделирование приборов твердотельной электроники.
Тел.: +7 (981) 821-36-34.
E-mail: dub003@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 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. За редакцией при рецензировании рукописи сохраняется право учесть представленную рецензию. Подпись рецензента должна быть заверена по месту его работы.

Правила оформления текста

Текст статьи подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word. Формат бумаги А4. 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, если авторов несколько – разделенные запятыми. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; не отрывать инициалы от фамилии.
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.
6. 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:

1. Перечень авторов – Ф. И. О. автора(ов) полностью, разделенные запятыми. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; не отрывать инициалы от фамилии.

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, а затем 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 с текстом, 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, а).

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, подындекссы – 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