**Редакционный совет журнала***Председатель совета*

В. М. Кутузов

Заместитель председателя

М. Ю. Шестопалов

Члены совета

В. М. Балашов, Р. Е. Быков,
Е. Б. Соловьев, Д. И. Воскресенский,
А. Г. Вострецов, А. Д. Григорьев,
Ю. В. Гуляев, В. П. Ипатов,
Т. А. Исмаилов, Ю. М. Казаринов,
В. Н. Кулешов, И. Г. Мироненко,
В. А. Обуховец, Б. А. Панченко,
В. А. Пахотин, А. Д. Плужников,
В. В. Попов, Ю. М. Таиров,
В. Н. Ушаков, И. Б. Федоров,
И. А. Цикин, Ю. А. Чаплыгин

Ответственный секретарь

А. М. Мончак

**Региональные секции
редакционного совета***Восточная*

Председатель – А. Г. Вострецов, д-р техн. наук, профессор, заслуженный деятель науки РФ, проректор по научной работе Новосибирского государственного технического университета.

Заместитель председателя – А. А. Спектор, д-р техн. наук, профессор, зав. кафедрой теоретических основ радиотехники Новосибирского государственного технического университета.

630092, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20.

Новосибирский государственный
технический университет.

Тел.: (383)3464852. Факс: (383)3460209.

E-mail: vostretsov@adm.nstu.ru

Западная

Председатель – В. А. Пахотин, д-р физ.-мат. наук, профессор кафедры радиопрофики Балтийского федерального университета им. И. Канта.

236041, г. Калининград обл., ул. А. Невского, 14.

Балтийский федеральный университет им. И. Канта.

Тел.: (4012)465917. Факс: (4012)465813.

E-mail: VPakhotin@kantiana.ru

197376, С.-Петербург,
ул. Проф. Попова, 5
СПбГЭТУ "ЛЭТИ"

Тел.: (812) 346-47-84, 234-02-23

СОДЕРЖАНИЕ**Электродинамика,
микроволновая техника, антенны**

Бибарсов М. Р., Боков А. Н., Габриэлян Д. Д.,
Новиков А. Н., Шацкий В. В., Шацкий Н. В.

Модифицированная антенная решетка
широкополосной радиоэлектронной системы 3

**Теория сигналов**

Червинский Е. Н. Передаточные функции
квазиэллиптических фильтров нижних частот 9

Советов Н. М. Устранение противоречия
выражения добротности контуров и резонаторов
с законами сохранения 19

Садовников А. В., Рожнев А. Г. Анализ распространения
щелевых солитонов в нелинейной брэгговской решетке 23

**Системы телекоммуникации, устройства
передачи, приема и обработки сигналов**

Никитин Ю. А. Анализ дробного нониусного
тракта приведения умножающего кольца
импульсно-фазовой автоподстройки частоты 31

Граевский К. А. Экспериментальные исследования
метода фонетического декодирования слов
на конечной группе дикторов и конечном словаре 38

Аронов Л. А., Грачев С. В., Наумов К. П., Ушаков В. Н.
Акустооптический спектроанализатор с временным
интегрированием 45

Красичков А. С. Оценка распределения коэффициента
взаимной корреляции в задаче классификации кардиокомплексов
при длительном мониторингировании электрокардосигнала 51

Бондаренко В. Н., Краснов Т. В. Помехоустойчивость
корреляционного приемника шумоподобного сигнала
с автокомпенсатором структурной помехи 58

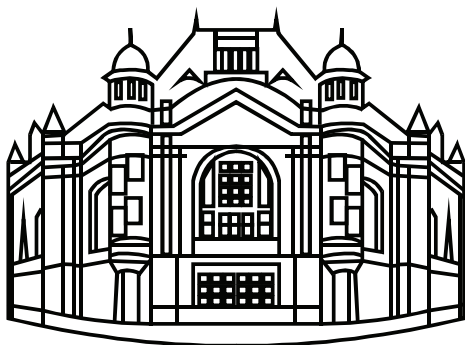
Артемьев К. С., Гвоздарев А. С., Артемова Т. К.
Способ повышения качества эталонной оценки размеров
объектов радиоголографии в условиях малозлементной
антенной решетки 65

**Телевидение и обработка изображений**

Быков Р. Е., Мазуров А. И. Квантовая эффективность
систем регистрации и воспроизведения изображений 75

**Проектирование и технология
радиоэлектронных средств**

Савченко М. П., Старовойтова О. В. Влияние
параметров биполярного транзистора на характеристики
перестраиваемого автогенератора 83



Региональные секции редакционного совета

Поволжская

Председатель – А. Д. Плужников, д-р техн. наук, профессор кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета.

Заместитель председателя – Е. Н. Приблудова, канд. техн. наук, доцент кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета.

603950, г. Нижний Новгород,
ул. К. Минина, 24.

Нижегородский государственный
технический университет.

Тел.: (831)4367880. Факс: (831)4367880, (831)4362311.

E-mail: pluzhnikov@ntnu.nnov.ru

Северокавказская

Председатель – Т. А. Исмаилов, д-р техн. наук, профессор, ректор Дагестанского государственного технического университета.

Заместитель председателя – О. В. Евдулов, канд. техн. наук, доцент, проректор по научной работе Дагестанского государственного технического университета.

367015, Республика Дагестан, г. Махачкала,
пр. Имама Шамиля, 70.

Дагестанский государственный
технический университет.

Тел.: (8722)623761, (8722)623715.

E-mail: dstu@dstu.ru

Уральская

Председатель – Б. А. Панченко, д-р техн. наук, профессор кафедры высокочастотных средств радиосвязи и телевидения Уральского федерального университета им. первого Президента России Б. Н. Ельцина.

620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 19.

Уральский федеральный университет
им. первого Президента России Б. Н. Ельцина.

Тел.: (343)3754886. E-mail: Shab@ieee.org

Южная

Председатель – В. А. Обуховец, первый заместитель руководителя Технологического института Южного федерального университета.

347928, г. Таганрог, ГСП-17А, Некрасовский пр., 44.

Таганрогский политехнический институт
Южного федерального университета.

Тел.: (8634)310599. Факс: (8634)310598.

E-mail: vao@tsure.ru

Редактор

И. Б. Синишева

Компьютерная верстка

Е. Н. Паздникова

Подписано в печать 26.03.12.

Формат 60×84 1/8. Бумага офсетная.

Печать офсетная.

Гарнитура "Times New Roman". Печ. л. 15,0.

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

Заказ 20.

Издательство СПбГЭТУ "ЛЭТИ"

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

Факс: (812)346-28-56

Радиолокация и радионавигация

Калениченко С. П., Сокольников В. А.

Радиолокационные сигналы для квазинепрерывной

РЛС повышенной скрытности 92

Электромагнитная совместимость

Бибарсов М. Р., Шацкий Н. В., Перетяшко Т. В.,

Сухопаров П. Е., Харченко В. В. Использование

многодиапазонного излучателя для обеспечения

электромагнитной совместимости в радиоэлектронных

системах связи и передачи данных 100

Электроника СВЧ

Кириллов А. В., Смирнов В. А., Усов А. А. Монолитный

автономный полупроводниковый ограничитель мощности

8-мм диапазона длин волн, предназначенный для работы

при входной импульсной мощности до 1 кВт 105

Григорьев А. Д., Тупицын А. Д., Прищепенко Б. В.

Измеритель коэффициента отражения

в микроволновом химическом реакторе 109

Редакционный отдел

Наши авторы 113

Требования к оформлению статей,

предлагаемых для публикации в журнале

"Известия вузов России. Радиоэлектроника" 117

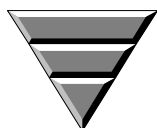
Свидетельство о регистрации ПИ № ФС2-8341 от 02.11.2006 выдано Управлением Федеральной службы по надзору за соблюдением законодательства в сфере массовых коммуникаций и охране культурного наследия по Северо-Западному федеральному округу.

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

ПОДПИСНОЙ ИНДЕКС 45818 ПО ОБЪЕДИНЕННОМУ КАТАЛОГУ
"ПРЕССА РОССИИ". ТОМ 1 "ГАЗЕТЫ И ЖУРНАЛЫ"

Подписка производится в любом почтовом отделении России

Журнал входит в Перечень ведущих рецензируемых научных журналов и изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученых степеней доктора и кандидата наук (решение Президиума Высшей аттестационной комиссии Минобрнауки России от 19 февраля 2010 года № 6/6)



Электродинамика, микроволновая техника, антенны

УДК 621.369.677

М. Р. Бибарсов, А. Н. Боков

Военная академия связи

Д. Д. Габриэльян, А. Н. Новиков, В. В. Шацкий

Ростовский военный институт ракетных войск

Н. В. Шацкий

Секция по оборонным проблемам МО РФ

при Президиуме Российской академии наук

Модифицированная антенная решетка широкополосной радиоэлектронной системы

Приведено теоретическое обоснование подхода к адаптивной весовой обработке широкополосных сигналов в трактах адаптивной антенной решетки (ААР) при воздействии помех, соизмеримых с полезным сигналом по полосе частот. Описаны алгоритм обработки, состав ААР и ее функционирование. Представлены результаты численных исследований.

Радиоэлектронная система, широкополосный сигнал, адаптивная антенная решетка, пространственная обработка, критерий минимума среднеквадратической ошибки, частотная зависимость, оптимальный вектор весовых коэффициентов, спектр сигнала

Прием полезного сигнала в реальных условиях всегда затруднен вследствие наличия естественных и преднамеренных помех. Обработка полезного сигнала производится в линейных и нелинейных цепях, носит комплексный характер и связана с демодуляцией, фильтрацией, задержкой во времени и с другими преобразованиями сигнала. Выбор оптимального метода обработки принятого сигнала играет важную роль при решении проблемы обеспечения информационной безопасности систем радиолокации, радионавигации и радиосвязи.

Постановка задачи. Для узкополосных сигналов указанная проблема может быть решена формированием "нулей" диаграммы направленности (ДН) за счет подстройки комплексных весовых коэффициентов в каналах обработки адаптивной антенной решетки (ААР) [1]–[3]. Прием широкополосных полезных сигналов с помощью известных ААР при воздействии широкополосного помехового сигнала затруднен. Это связано с тем, что если помеха характеризуется не одной частотой, а спектром частот, комплексные весовые коэффициенты, обеспечивающие подавление составляющей помехи ω_1 , не будут обеспечивать подавление помехового сигнала для частоты ω_2 , так как "нули" ДН ААР смещаются или исчезают при изменении частоты.

В [1] проанализирована обработка широкополосных сигналов в присутствии широкополосных помех с использованием трансверсальных фильтров (многоотводных линий задержки), однако выбор весовых коэффициентов в каналах обработки не рассмотрен. Отсутствуют соотношения, описывающие взаимосвязь получаемого решения с параметрами ААР и

сигнально-помеховой обстановкой. В [2] также рассмотрена обработка широкополосных сигналов в условиях помех и предложено разделять сигнал на частотные составляющие с дальнейшим их анализом. Приведенные обобщенные соотношения пригодны лишь для "прямоугольного" спектра мощности помехи. Не представлена практическая реализация метода обработки. Точная реализация приведенных соотношений на практике затруднительна и может быть выполнена только квазиоптимальным образом. В [4] спектр широкополосного сигнала также предлагается разделить на частотные составляющие, но обработке подвергается только составляющая, в которой сконцентрирована максимальная мощность принимаемого сигнала. Однако если спектр полезного сигнала и спектр помехового сигнала распределены равномерно во всей полосе частот, то выделить такую составляющую достаточно сложно.

Таким образом, теоретические вопросы пространственной обработки сигналов в присутствии широкополосных помех и их практическая реализация требуют своего дальнейшего развития.

Описание алгоритма. Рассмотрим N -элементную ААР с известной геометрией излучающего раскрыва, обеспечивающую прием полезного сигнала в присутствии L широкополосных помех. Известными являются направление прихода θ_0 , φ_0 и спектр полезного сигнала $C_0(\omega)$. Аналогичные параметры помеховых сигналов неизвестны. Требуется определить совокупность весовых коэффициентов $\mathbf{W}$ в каналах ААР, обеспечивающих оптимальное подавление помеховых сигналов в соответствии с критерием минимизации среднеквадратической ошибки [1].

С учетом критерия оптимальной обработки узкополосного сигнала по минимуму среднеквадратической ошибки сформулируем аналогичный критерий для широкополосного сигнала в следующем виде:

$$\varepsilon^2 = \min_{\mathbf{W}(\omega)} \frac{\int_{\omega_1}^{\omega_2} \left| C_0(\omega) - \sum_{l=1}^L \mathbf{W}^T(\omega) X(\omega) \right|^2 d\omega}{\int_{\omega_1}^{\omega_2} |C_0(\omega)|^2 d\omega}, \quad (1)$$

где ω_1 , ω_2 – границы полосы частот, в которой обрабатывается полезный сигнал; $\mathbf{W}(\omega)$ – вектор весовых коэффициентов в каналах обработки антенной решетки; $X(\omega)$ – спектр суперпозиции сигналов на выходах излучателей; "Т" – символ транспонирования.

Интеграл (1) имеет минимальное значение, когда его подынтегральное выражение принимает минимальные значения на каждой частоте. С учетом данного утверждения представим частотную зависимость весовых коэффициентов в виде [1]: $\mathbf{W}_{\text{opt}}(\omega) = M^{-1}(\omega) \mathbf{S}_0^*(\omega)$, где $M^{-1}(\omega)$ – частотно-зависимая обратная ковариационная матрица помехового сигнала; $\mathbf{S}_0(\omega) = \exp \left[-i\omega \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0} (\mathbf{x} \sin \theta_0 \cos \varphi_0 + \mathbf{y} \sin \theta_0 \sin \varphi_0) \right]$ – управляющий вектор, обеспечивающий построение заданной ДН ("*" – символ комплексного сопряжения),

причем ε_0 , μ_0 – электрическая и магнитная постоянные свободного пространства соответственно; $\mathbf{x} = \{x_n\}$, $\mathbf{y} = \{y_n\}$, $n = \overline{1, N}$ – векторы координат элементов антенной решетки.

Для определения частотной зависимости оптимального вектора весовых коэффициентов представим соотношение для частотно-зависимой ковариационной матрицы помеховых сигналов в виде

$$M(\omega) = \sigma^2 E + \sum_{l=1}^L |C_l(\omega)|^2 \mathbf{U}_l^*(\omega) \mathbf{U}_l^T(\omega), \quad (2)$$

где σ^2 – мощность тепловых шумов антенной решетки; E – единичная матрица; $C_l(\omega)$, $l = \overline{1, L}$ – спектр l -го помехового сигнала; $\mathbf{U}_l(\omega) = \exp[-i\omega\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}(\mathbf{x}\sin\theta_l\cos\varphi_l + \mathbf{y}\sin\theta_l\sin\varphi_l)]$ – вектор-столбец, элементами которого являются комплексные сомножители, учитывающие фазовый набег на каждом элементе антенной решетки.

Тогда обратная частотно-зависимая ковариационная матрица имеет вид [1]:

$$M^{-1}(\omega) = \frac{1}{\sigma^2} \left[E - \sum_{l=1}^L \sum_{p=1}^L \alpha_{lp}(\omega) \mathbf{U}_l^*(\omega) \mathbf{U}_p^T(\omega) \right]. \quad (3)$$

В соотношении (3) известны все члены за исключением частотно-зависимых коэффициентов $\alpha_{lp}(\omega)$, которые можно найти из выражений (2) и (3) с учетом условия $M^{-1}(\omega)M(\omega) = E$.

Выражение для частотно-зависимого вектора весовых коэффициентов имеет вид

$$\mathbf{W}(\omega) = \frac{1}{\sigma^2} \left[E - \sum_{l=1}^L \sum_{p=1}^L \alpha_{lp}(\omega) \mathbf{U}_l^*(\omega) \mathbf{U}_p^T(\omega) \right] \mathbf{S}_0^*(\omega). \quad (4)$$

В частном случае одной помехи коэффициент $\alpha_{11}(\omega)$ определяется как

$$\alpha_{11}(\omega) = |C_1(\omega)|^2 / (\sigma^2 + N|C_1(\omega)|^2). \quad (5)$$

Соотношение для обратной частотно-зависимой ковариационной матрицы помехового сигнала после подстановки (5) в (3) имеет вид

$$M^{-1}(\omega) = (1/\sigma^2) \left\{ E - \left[|C_1(\omega)|^2 / (\sigma^2 + N|C_1(\omega)|^2) \right] \mathbf{U}_1^*(\omega) \mathbf{U}_1^T(\omega) \right\},$$

а частотно-зависимый вектор весовых коэффициентов определяется как

$$\mathbf{W}(\omega) = (1/\sigma^2) \left\{ E - \left[|C_1(\omega)|^2 / (\sigma^2 + N|C_1(\omega)|^2) \right] \mathbf{U}_1^*(\omega) \mathbf{U}_1^T(\omega) \right\} \mathbf{S}_0^*(\omega).$$

После проведения математических преобразований выражения (4) с учетом соотношений для $\mathbf{S}_0(\omega)$ и $\mathbf{U}_1(\omega)$ получим аналитическую зависимость вектора весовых коэффициентов от частоты.

Найденная оптимальная частотная зависимость вектора весовых коэффициентов не может быть реализована точно. Предлагается обеспечить близкую к точной реализацию значений вектора весовых коэффициентов в полосе частот полезного сигнала для ограни-

ченного числа частот M из заданного частотного интервала, расположенных с шагом $\Delta = (\omega_2 - \omega_1)/M$. Между этими частотами значения весовых коэффициентов могут быть аппроксимированы достаточно простой, например кусочно-постоянной, зависимостью [4]:

$$\tilde{W}(\omega) = \sum_{m=1}^M W(\omega_m) T_m(\omega), \quad T_m(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega - \omega_m| \leq \Delta/2; \\ 0, & |\omega - \omega_m| > \Delta/2, \end{cases} \quad (6)$$

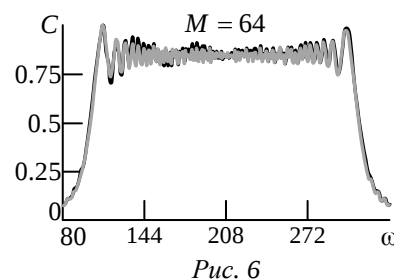
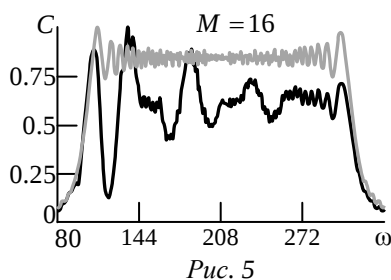
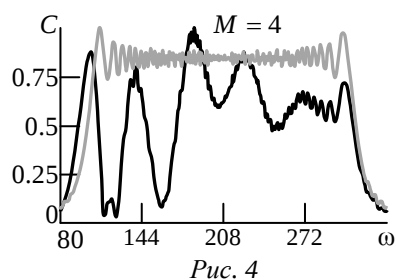
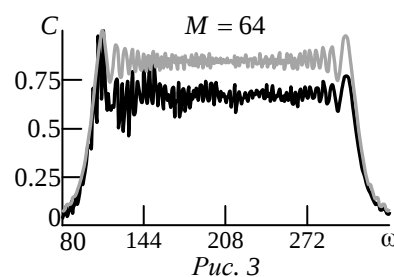
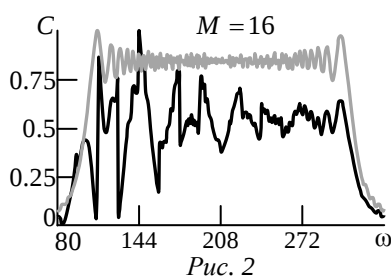
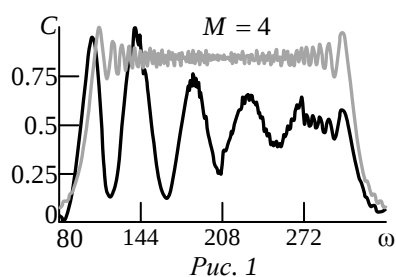
(ω_m , $m = \overline{1, M}$ – среднее значение m -го частотного интервала) или кусочно-линейной функцией

$$\tilde{W}(\omega) = \sum_{m=1}^M \frac{1}{\omega_{m+1} - \omega_m} \{W(\omega_{m+1})(\omega - \omega_m) - W(\omega_m)(\omega - \omega_{m+1})\}. \quad (7)$$

Результаты численных исследований. Рассмотрим ААР из пятидесяти элементов, расположенных с шагом, равным половине длины волны, соответствующей средней частоте диапазона полезного сигнала. На рис. 1–3 приведены спектр полезного сигнала (серые кривые) и результаты его восстановления (черные кривые) для $M = 4$, 16 и 64 соответственно при кусочно-постоянной аппроксимации (6), а на рис. 4–6 – при кусочно-линейной аппроксимации (7). При кусочно-постоянной аппроксимации нормированное среднеквадратическое отклонение спектра восстановленного широкополосного сигнала от спектра полезного сигнала составило 0.214 для $M = 4$, 0.099 для $M = 16$ и 0.047 для $M = 64$. При кусочно-линейной аппроксимации эти величины равны 0.188 для $M = 4$, $6.677 \cdot 10^{-3}$ для $M = 16$ и $3.975 \cdot 10^{-4}$ для $M = 64$.

Из полученных результатов следует, что использование кусочно-линейной аппроксимации значительно уменьшает нормированное среднеквадратическое отклонение спектра восстановленного широкополосного сигнала от спектра полезного сигнала.

Реализация рассмотренного метода. Структурная схема ААР представлена на рис. 7. Аддитивная смесь широкополосных полезного сигнала, шума и помехового сигнала принимается антенными элементами $I_1 - I_N$ и поступает на входы полосовых фильтров



$2_1 - 2_N$. В них принятая смесь разделяется на M узкополосных сигналов, каждый из которых представляет собой сумму полезного сигнала и помехи в одном из M узких частотных интервалов. Блоки комплексного взвешивания $4_{11} - 4_{MN}$ обрабатывают смеси сигнала и помехи, поступившие от одной из N антенн в одном из M частотных интервалов. Коэффициенты взвешивания формируются адаптивным процессором 3, состоящим из блоков формирования весовых коэффициентов $7_1 - 7_M$.

Рассмотрим подробнее функционирование одного из блоков 7 (рис. 8). Сигналы принятой смеси в одном из M частотных интервалов от всех блоков полосовых фильтров 2 подаются на входы блоков $8_{11} - 8_{NN}$ расчета коэффициентов ковариационной матрицы помехи. Эти коэффициенты поступают на входы блока 9 обращения ковариационной матрицы, в котором реализован итерационный алгоритм обращения на основе метода "окаймления" [5]. На управляющие входы всех перемножителей поступает априорная координатная информация о полезном сигнале. В перемножителе 10 формируются сигналы для управления блоками комплексного взвешивания сигналов в соответствующем этому блоку частотном интервале (см. рис. 7).

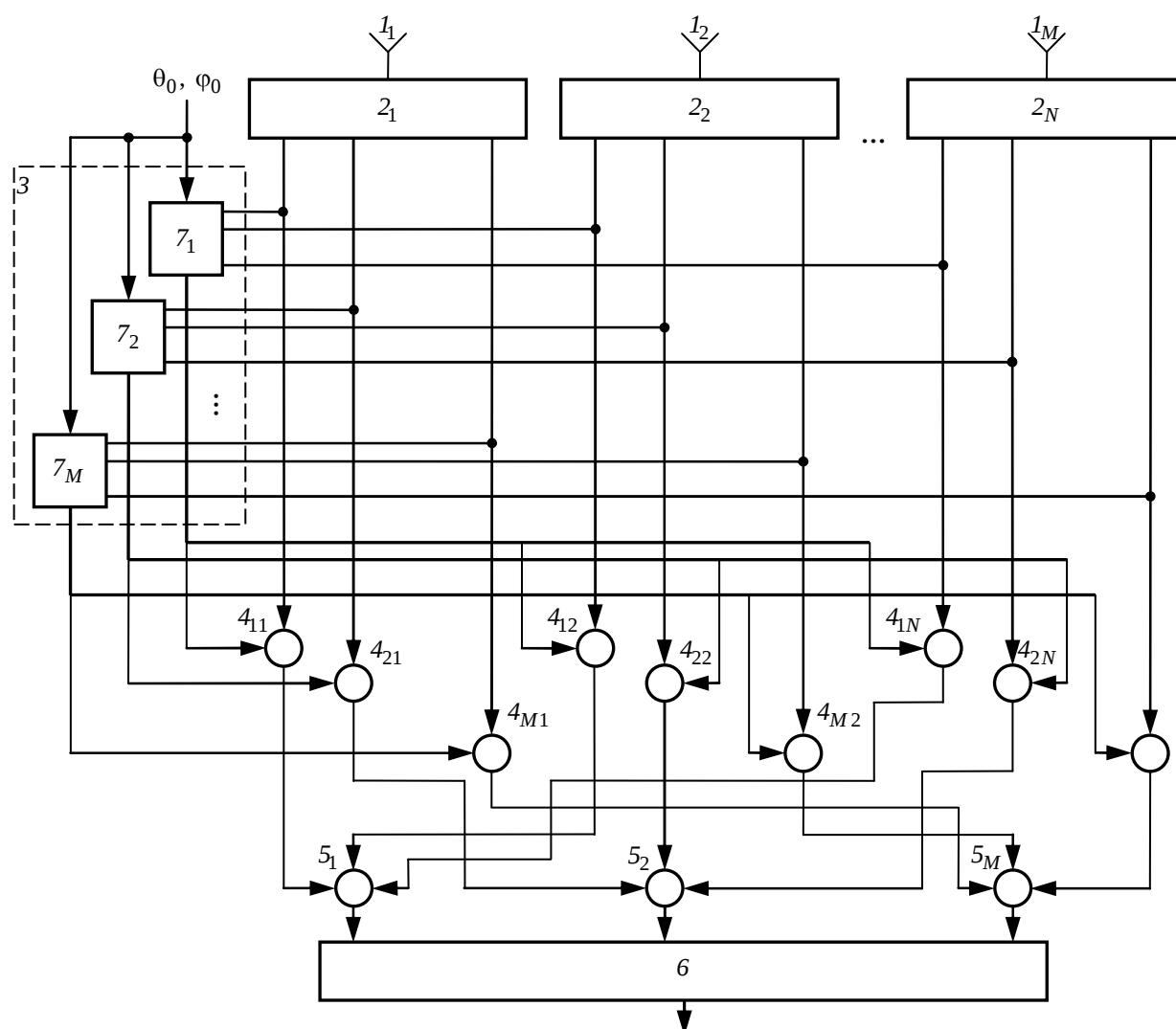


Рис. 7

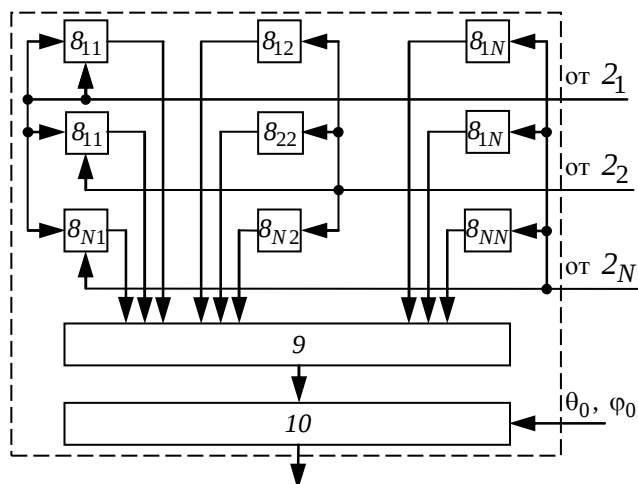


Рис. 8

тронных средств и элементов.

Сигнальные сумматоры $5_1 - 5_M$ (рис. 7) формируют оценку сигнала в каждом из частотных интервалов, которая объединяется в общую оценку в выходном сумматоре 6.

Таким образом, описанная ААР обеспечивает выделение полезного сигнала в заданной полосе частот из принимаемой совокупности полезного и помеховых сигналов с неизвестными параметрами. ААР может быть реализована с использованием существующих радиоэлек-

Список литературы

1. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию / пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
2. Литвинов О. С. О теории адаптивных антенных решеток в условиях коррелированных помеховых сигналов // Антенны / под ред. А. А. Пистолькорса. М.: Радио и связь, 1981. Вып. 29. С. 67–79.
3. Литвинов О. С. Аналитические свойства ковариационной матрицы помех в теории приемных адаптивных решеток // Антенны / под ред. А. А. Пистолькорса. М.: Радио и связь, 1982. Вып. 30. С. 65–78.
4. Габриэлян Д. Д., Звездина М. Ю., Новиков А. Н. Квазиоптимальная обработка широкополосных радиолокационных сигналов // Радиолокация и радиосвязь: Тр. IV Всерос. конф., Москва, 29 нояб. – 3 дек. 2010 г. М.: ИРЭ РАН, 2010. С. 331–336.
5. Воеводин В. В., Кузнецов Ю. А. Матрицы и вычисления. М.: Наука, 1984. 320 с.

M. R. Bibarsov, A. N. Bokov

Military academy of communication

D. D. Gabriel'yan, A. N. Novikov, V. V. Shatsky

Rostov high military institute of missile rockets

N. V. Shatsky

*Section regarding defensive problem of Department of Russian federation defense
in Presidium of Russian academy of sciences*

Modified array of wideband radio electronic system

A theoretical substantiation of the approach to the adaptive weight processing of the broadband signals in the paths adaptive antenna array (AAA) when affected by the noises comparable with a valid signal in the frequency band is performed. A processing algorithm, AAA composition and its operation are described. The results of the numerical study are given.

Radio electronic system, wideband signal, adaptive array, spatial processing, criterion of minimum of mean-root-square, frequency dependence, optimal vector of weighting coefficient, signal spectrum

Статья поступила в редакцию 15 июня 2010 г.



УДК 621.372.54

Е. Н. Червинский
ЗАО "СИМЕТА" (Санкт-Петербург)

Передаточные функции квазиэллиптических фильтров нижних частот

Представлена методика расчета передаточных функций квазиэллиптических фильтров нижних частот (ФНЧ) заданного порядка с требуемым затуханием в полосе задерживания и заданной неравномерностью амплитудно-частотной характеристики при не зависящей от параметров частоте среза. Получены передаточные функции квазиэллиптических ФНЧ порядков 2–10 для двух пар значений неравномерности передачи и минимального затухания фильтра. Приведены результаты сравнения амплитудно- и фазочастотных характеристик квазиэллиптических фильтров и фильтров других типов.

Квазиэллиптический фильтр нижних частот, передаточная функция, неравномерность амплитудно-частотной характеристики, затухание в полосе задерживания

В работе [1] представлена методика расчета передаточных функций (ПФ) инверсных фильтров нижних частот (ФНЧ) на основе решения системы $n + 1$ нелинейных уравнений. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) инверсного ФНЧ монотонно спадает в полосе пропускания и имеет колебательный характер в полосе задерживания. Большую крутизну характеристики в переходной области обеспечивает ФНЧ с АЧХ, имеющей колебательный характер в полосе пропускания и в полосе задерживания фильтра. Такой АЧХ обладают эллиптические фильтры [2]. С уменьшением неравномерности АЧХ расширяется полоса пропускания эллиптического фильтра, определяемая по ослаблению модуля ПФ на 3 дБ.

Определим как квазиэллиптический ФНЧ с АЧХ, равномерно приближающей на отрезке единичное значение в полосе пропускания и имеющей равномерные пульсации в полосе задерживания. Дополнительным условием является неизменность частоты среза при любом соотношении неравномерности передачи в полосе пропускания и минимального затухания в полосе задерживания.

Рассмотрим методику расчета ПФ ФНЧ порядка n с требуемым затуханием в полосе задерживания и определенной неравномерностью АЧХ при неизменной частоте среза.

Искомую передаточную функцию $\tilde{H}_n(s_n)$ и ее модуль $\tilde{H}_n(\omega_n) = |\tilde{H}_n(s_n)|$ ($s_n = j\omega_n$ – мнимая часть нормированной комплексной частоты $p_n = \sigma_n + j\omega_n$; $\omega_n = \omega/\omega_c$; ω – угловая частота; ω_c – угловая частота среза фильтра) запишем, как и аналогичные функции инверсного ФНЧ, в виде произведений, соответственно, ПФ и АЧХ звеньев первого и второго порядков с коэффициентами k , a_i в числителе и b_i , c_i в знаменателе:

$$\tilde{H}_n(s_H) = k \prod_{i=1}^{n/2} \frac{s_H^2 + a_i}{s_H^2 + b_i s_H + c_i}; \quad \tilde{H}_n(\omega_H) = k \prod_{i=1}^{n/2} \frac{\sqrt{(\omega_H^2 - a_i)^2}}{\sqrt{(\omega_H^2 - c_i)^2 + b_i^2 \omega_H^2}}, \quad n = 2, 4, \dots;$$

$$\tilde{H}_n(s_H) = \frac{k}{s_H + c_0} \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \frac{s_H^2 + a_i}{s_H^2 + b_i s_H + c_i}; \quad \tilde{H}_n(\omega_H) = \frac{k}{\sqrt{\omega_H^2 + c_0^2}} \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \frac{\sqrt{(\omega_H^2 - a_i)^2}}{\sqrt{(\omega_H^2 - c_i)^2 + b_i^2 \omega_H^2}},$$

$$n = 3, 5, \dots$$

Обозначим $\tilde{\delta} = 20 \lg [\tilde{H}_n(\tilde{\omega}_H^{\max}) / \tilde{H}_n(\tilde{\omega}_H^{\min})]$ – неравномерность АЧХ ($\tilde{\omega}_H^{\max}$ и $\tilde{\omega}_H^{\min}$ – абсциссы максимума и минимума функции $\tilde{H}_n(\omega_H)$ в полосе пропускания соответственно); $\bar{\delta} = -20 \lg [\tilde{H}_n(\bar{\omega}_H^{\max})]$ – минимальное затухание ($\bar{\omega}_H^{\max}$ – абсцисса максимума функции $\tilde{H}_n(\omega_H)$ в полосе задерживания)*. При равномерном отклонении АЧХ от 1 в полосе пропускания и равноволновом затухании в полосе задерживания $\tilde{H}_n(\tilde{\omega}_{Hq}^{\max}) - 1 = 1 - \tilde{H}_n(\tilde{\omega}_{Hs}^{\min})$ ($\tilde{\omega}_{Hq}^{\max}$, $\tilde{\omega}_{Hs}^{\min}$ – абсциссы локальных максимумов и минимумов функции $\tilde{H}_n(\omega_H)$ в полосе пропускания соответственно; $q, s = 1, 2, \dots$); $\tilde{H}_n(\bar{\omega}_{H1}^{\max}) = \tilde{H}_n(\bar{\omega}_{Hh}^{\max})$ ($\bar{\omega}_{H1}^{\max}$, $\bar{\omega}_{Hh}^{\max}$ – абсциссы локальных максимумов функции $\tilde{H}_n(\omega_H)$ в полосе задерживания; $h = 2, 3, \dots$). В экстремальных точках $\tilde{H}_n'(\tilde{\omega}_{Hq}^{\max}) = \tilde{H}_n'(\tilde{\omega}_{Hs}^{\min}) = 0$; $\tilde{H}_n'(\bar{\omega}_{H1}^{\max}) = \tilde{H}_n'(\bar{\omega}_{Hh}^{\max}) = 0$. Граничное условие, накладываемое на $\tilde{H}_n(\omega_H)$: $\tilde{H}_n(1) = 1/\sqrt{2}$.

При четном n максимальные значения АЧХ в полосе задерживания $\tilde{H}_n(\bar{\omega}_{Hh}^{\max})$, минимальное затухание $\bar{\delta}$ и коэффициент k связаны соотношениями:

$$\tilde{H}_n(\bar{\omega}_{Hh}^{\max}) = \lim_{\omega_H \rightarrow \infty} \tilde{H}_n(\omega_H) = k; \quad \bar{\delta} = -20 \lg k.$$

Уравнения $\tilde{H}_n(\tilde{\omega}_{Hs}^{\min}) = \tilde{H}_n(d)$ и $\tilde{H}_n(\bar{\omega}_{H1}^{\max}) = \tilde{H}_n(r)$ определяют отрезок равномерного приближения единичного значения (коэффициент использования полосы) $d \leq 1$ и длину отрезка $r > 1$, при котором АЧХ спадает до уровня $\tilde{H}_n(\bar{\omega}_{H1}^{\max})$. Разность $p = r - d$ есть ширина переходной области при выбранных значениях неравномерности АЧХ $\tilde{\delta}$ и минимального затухания $\bar{\delta}$.

Для определения коэффициентов и координат экстремумов модуля передаточной функции квазиэллиптического фильтра, а также отрезков d , r , запишем системы $3n + 1$ уравнений:

* Неравномерность АЧХ и затухание измеряются в децибелах.

- при четном n :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 20 \lg \left(\frac{2c_1 c_2 \dots c_{n/2} - k a_1 a_2 \dots a_{n/2}}{k a_1 a_2 \dots a_{n/2}} \right) = \tilde{\delta}; \\
 k \prod_{i=1}^{n/2} \sqrt{\frac{(1-a_i)^2}{(1-c_i)^2 + b_i^2}} = 1/\sqrt{2}; \\
 2 - k \prod_{i=1}^{n/2} \frac{a_i}{c_i} = k \prod_{i=1}^{n/2} \sqrt{\frac{\left[\left(\tilde{\omega}_{Hq}^{\max} \right)^2 - a_i \right]^2}{\left[\left(\tilde{\omega}_{Hq}^{\max} \right)^2 - c_i \right]^2 + b_i^2 \left(\tilde{\omega}_{Hq}^{\max} \right)^2}}, \quad q = 1, 2, \dots, n/2; \\
 \prod_{i=1}^{n/2} \frac{a_i}{c_i} = \prod_{i=1}^{n/2} \sqrt{\frac{\left[\left(\tilde{\omega}_{HS}^{\min} \right)^2 - a_i \right]^2}{\left[\left(\tilde{\omega}_{HS}^{\min} \right)^2 - c_i \right]^2 + b_i^2 \left(\tilde{\omega}_{HS}^{\min} \right)^2}}, \quad s = 2, 3, \dots, n/2; \\
 \prod_{i=1}^{n/2} \frac{a_i}{c_i} = \prod_{i=1}^{n/2} \sqrt{\frac{(d^2 - a_i)^2}{(d^2 - c_i)^2 + b_i^2 d^2}}; \\
 \frac{d}{d \tilde{\omega}_{Hq}^{\max}} \left\{ k \prod_{i=1}^{n/2} \sqrt{\frac{\left[\left(\tilde{\omega}_{Hq}^{\max} \right)^2 - a_i \right]^2}{\left[\left(\tilde{\omega}_{Hq}^{\max} \right)^2 - c_i \right]^2 + b_i^2 \left(\tilde{\omega}_{Hq}^{\max} \right)^2}} \right\} = 0, \quad q = 1, 2, \dots, n/2; \\
 \frac{d}{d \tilde{\omega}_{HS}^{\min}} \left\{ k \prod_{i=1}^{n/2} \sqrt{\frac{\left[\left(\tilde{\omega}_{HS}^{\min} \right)^2 - a_i \right]^2}{\left[\left(\tilde{\omega}_{HS}^{\min} \right)^2 - c_i \right]^2 + b_i^2 \left(\tilde{\omega}_{HS}^{\min} \right)^2}} \right\} = 0, \quad s = 2, 3, \dots, n/2; \\
 \prod_{i=1}^{n/2} \frac{\left[\left(\bar{\omega}_{Hh}^{\max} \right)^2 - a_i \right]^2}{\left[\left(\bar{\omega}_{Hh}^{\max} \right)^2 - c_i \right]^2 + b_i^2 \left(\bar{\omega}_{Hh}^{\max} \right)^2} = 1, \quad h = 1, 2, \dots, (n/2)-1; \\
 \prod_{i=1}^{n/2} \frac{(r^2 - a_i)^2}{(r^2 - c_i)^2 + b_i^2 r^2} = 1; \\
 \frac{d}{d \bar{\omega}_{Hh}^{\max}} \left\{ k \prod_{i=1}^{n/2} \sqrt{\frac{\left[\left(\bar{\omega}_{Hh}^{\max} \right)^2 - a_i \right]^2}{\left[\left(\bar{\omega}_{Hh}^{\max} \right)^2 - c_i \right]^2 + b_i^2 \left(\bar{\omega}_{Hh}^{\max} \right)^2}} \right\} = 0, \quad h = 1, 2, \dots, (n/2)-1; \\
 -20 \lg k = \bar{\delta};
 \end{array} \right. \quad (1)$$

- при нечетном n :

$$\begin{cases}
 20 \lg \left[\frac{ka_1 a_2 \dots a_{(n-1)/2}}{2c_0 c_1 \dots c_{(n-1)/2} - ka_1 a_2 \dots a_{(n-1)/2}} \right] = \tilde{\delta}; \\
 \frac{k}{\sqrt{1+c_0^2}} \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \sqrt{\frac{(1-a_i)^2}{(1-c_i)^2 + b_i^2}} = 1/\sqrt{2}; \\
 \frac{k}{c_0} \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \frac{a_i}{c_i} = 2 - \frac{k}{\sqrt{(\tilde{\omega}_{Hj}^{\min})^2 + c_0^2}} \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \sqrt{\frac{[(\tilde{\omega}_{Hj}^{\min})^2 - a_i]^2}{[(\tilde{\omega}_{Hj}^{\min})^2 - c_i]^2 + b_i^2 (\tilde{\omega}_{Hj}^{\min})^2}}, j = 2, 4, \dots, n-1; \\
 \frac{1}{c_0} \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \frac{a_i}{c_i} = \frac{1}{\sqrt{(\tilde{\omega}_{Hj}^{\max})^2 + c_0^2}} \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \sqrt{\frac{[(\tilde{\omega}_{Hj}^{\max})^2 - a_i]^2}{[(\tilde{\omega}_{Hj}^{\max})^2 - c_i]^2 + b_i^2 (\tilde{\omega}_{Hj}^{\max})^2}}, j = 3, 5, \dots, n; \\
 \frac{k}{c_0} \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \frac{a_i}{c_i} = 2 - \frac{k}{\sqrt{d^2 + c_0^2}} \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \sqrt{\frac{(d^2 - a_i)^2}{(d^2 - c_i)^2 + b_i^2 d^2}}; \\
 \frac{d}{d\tilde{\omega}_{Hq}^{\max}} \left\{ \frac{k}{\sqrt{(\tilde{\omega}_{Hq}^{\max})^2 + c_0^2}} \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \sqrt{\frac{[(\tilde{\omega}_{Hq}^{\max})^2 - a_i]^2}{[(\tilde{\omega}_{Hq}^{\max})^2 - c_i]^2 + b_i^2 (\tilde{\omega}_{Hq}^{\max})^2}} \right\} = 0, q = 2, 3, \dots, \frac{n+1}{2}; \\
 \frac{d}{d\tilde{\omega}_{Hs}^{\min}} \left\{ \frac{k}{\sqrt{(\tilde{\omega}_{Hs}^{\min})^2 + c_0^2}} \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \sqrt{\frac{[(\tilde{\omega}_{Hs}^{\min})^2 - a_i]^2}{[(\tilde{\omega}_{Hs}^{\min})^2 - c_i]^2 + b_i^2 (\tilde{\omega}_{Hs}^{\min})^2}} \right\} = 0, s = 1, 2, \dots, \frac{n-1}{2}; \\
 \frac{1}{(\bar{\omega}_{H1}^{\max})^2 + c_0^2} \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \frac{[(\bar{\omega}_{H1}^{\max})^2 - a_i]^2}{[(\bar{\omega}_{H1}^{\max})^2 - c_i]^2 + b_i^2 (\bar{\omega}_{H1}^{\max})^2} = \\
 = \frac{1}{(\bar{\omega}_{Hh}^{\max})^2 + c_0^2} \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \frac{[(\bar{\omega}_{Hh}^{\max})^2 - a_i]^2}{[(\bar{\omega}_{Hh}^{\max})^2 - c_i]^2 + b_i^2 (\bar{\omega}_{Hh}^{\max})^2}, h = 2, 3, \dots, \frac{n-1}{2}; \\
 \frac{1}{(\bar{\omega}_{H1}^{\max})^2 + c_0^2} \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \frac{[(\bar{\omega}_{H1}^{\max})^2 - a_i]^2}{[(\bar{\omega}_{H1}^{\max})^2 - c_i]^2 + b_i^2 (\bar{\omega}_{H1}^{\max})^2} = \frac{1}{r^2 + c_0^2} \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \frac{(r^2 - a_i)^2}{(r^2 - c_i)^2 + b_i^2 r^2}; \\
 \frac{d}{d\bar{\omega}_{Hh}^{\max}} \left\{ \frac{k}{\sqrt{(\bar{\omega}_{Hh}^{\max})^2 + c_0^2}} \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \sqrt{\frac{[(\bar{\omega}_{Hh}^{\max})^2 - a_i]^2}{[(\bar{\omega}_{Hh}^{\max})^2 - c_i]^2 + b_i^2 (\bar{\omega}_{Hh}^{\max})^2}} \right\} = 0, h = 2, 3, \dots, \frac{n-1}{2}; \\
 -20 \lg \left\{ \frac{k}{\sqrt{(\bar{\omega}_{H1}^{\max})^2 + c_0^2}} \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \sqrt{\frac{[(\bar{\omega}_{H1}^{\max})^2 - a_i]^2}{[(\bar{\omega}_{H1}^{\max})^2 - c_i]^2 + b_i^2 (\bar{\omega}_{H1}^{\max})^2}} \right\} = \bar{\delta}.
 \end{cases} \quad (2)$$

Для решения систем (1), (2) необходима локализация начальных значений неизвестных. При $n \leq 6$ в качестве исходных могут использоваться коэффициенты ПФ и координаты максимумов АЧХ в полосе задерживания инверсного ФНЧ при равных значениях $\bar{\delta}$. Начальные координаты экстремумов АЧХ в полосе пропускания определяются подбором. При бóльших n необходимо более точное задание области определения неизвестных.

Введем функцию $\tilde{\tilde{H}}_{nn}(\omega_n)$, равномерно отклоняющуюся от 1 в точках минимума на отрезке $[0, d_n]$, $d_n \leq 1$, и равную 1 в точках максимума. Остальные условия синтеза АЧХ сохраним неизменными. По определению $\tilde{\tilde{H}}_{nn}(\omega_n)$ есть нормированная АЧХ квазиэллиптического фильтра с неравномерностью $\tilde{\delta}_n = -20 \lg \left[\tilde{\tilde{H}}_{nn}(\tilde{\omega}_{ns}^{\min}) \right]$. В частности при $\tilde{\delta}_n = 20 \lg \sqrt{2} \approx 3.0103$ дБ, $\tilde{\tilde{H}}_{nn}(\omega_n)$ совпадает с АЧХ эллиптического фильтра $H_{n3}(\omega_n)$ с теми же значениями неравномерности $\tilde{\delta}_3$ и минимального затухания $\bar{\delta}_3$. В этом случае табличные коэффициенты a_{i3} , b_{i3} , c_{i3} [2] и расчетный коэффициент эллиптического фильтра $k_3 = 10^{(-\tilde{\delta}_3/20)}$ (при четном n) или $k_3 = c_{03} \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \frac{c_{i3}}{a_{i3}}$ (при нечетном n) могут использоваться в качестве начальных значений при переходе к АЧХ квазиэллиптического фильтра с неравномерностью 3 дБ. Начальные координаты экстремумов модуля ПФ есть положительные корни уравнения $H'_{n3}(\omega_n) = 0$.

Решение, найденное для произвольной пары значений $\tilde{\delta}$ и $\bar{\delta}$, является исходным при определении параметров модулей ПФ для любого другого сочетания этих величин. В табл. 1 приведены примеры решения систем уравнений (1), (2) для квазиэллиптических фильтров порядков 2–10. Дополнительно в таблице приведены нормированные частоты $\bar{\omega}_{ni}^0 = \sqrt{a_i}$, $i = 1, 2, \dots, n/2$ (при четном n) и $i = 1, 2, \dots, (n-1)/2$ (при нечетном n), на которых обеспечивается полное подавление помех в полосе задерживания. На рис. 1, а представлены АЧХ квазиэллиптических ФНЧ для $n = 4$ при двух соотношениях $\tilde{\delta}$ и $\bar{\delta}$, а на рис. 2, а – аналогичные характеристики при $n = 8$. На рис. 1, б и 2, б показаны участки АЧХ на рис. 1, а и 2, а соответственно в увеличенном масштабе.

На рис. 3 представлены АЧХ квазиэллиптических ФНЧ $\tilde{\tilde{H}}_n(\omega_n)$ в сравнении с характеристиками эллиптических ФНЧ $H_{n3}(\omega_n)$ пятого, а на рис. 4 – шестого порядков при значениях $\tilde{\delta} = \tilde{\delta}_3 = 0.1$, $\bar{\delta} = \bar{\delta}_3 = 30$. АЧХ на рис. 3, б и 4, б АЧХ представлены в увеличенном масштабе по оси ординат. Как следует из рис. 1–4, полоса пропускания квазиэллиптического фильтра при всех значениях неравномерности АЧХ остается неизменной.

Представленные в [1], [3] и в настоящей статье методики позволяют рассчитать передаточные функции ФНЧ с требуемыми характеристиками на основе решения систем уравнений, используя приведенные в этих работах параметры ПФ как исходные. Для при-

Таблица 1

n	q	$\tilde{\omega}_{hq}^{\max}$	s	$\tilde{\omega}_{hs}^{\min}$	h	$\tilde{\omega}_{hh}^{\max}$	i	$\tilde{\omega}_{hi}^0$	k	c_0	a_i	b_i	c_i
2	$\tilde{\delta} = 0.1; \bar{\delta} = 30; r = 3.7624; d = 0.5189; p = 3.2435$												
	1	0.3678	—	—	—	—	1	5.30821	0.031623	—	28.176748	1.210939	0.896186
	$\tilde{\delta} = 0.5; \bar{\delta} = 35; r = 4.5904; d = 0.7092; p = 3.8812$												
	1	0.3678	—	—	—	—	1	6.47221	0.017783	—	41.889853	1.001578	0.766988
3	$\tilde{\delta} = 0.1; \bar{\delta} = 30; r = 1.8381; d = 0.7474; p = 1.0907$												
	2	0.6544	1	0.3864	1	3.5558	1	2.0993	0.166846	0.791590	4.407160	0.625700	0.923593
	$\tilde{\delta} = 0.5; \bar{\delta} = 35; r = 1.9839; d = 0.8646; p = 1.1194$												
	2	0.7583	1	0.4494	1	3.8172	1	2.2619	0.100497	0.582690	5.116092	0.485004	0.857697
4	$\tilde{\delta} = 0.1; \bar{\delta} = 30; r = 1.3356; d = 0.8718; p = 0.4638$												
	1	0.3736	2	0.6576	1	1.7707	1	1.4192	0.031623	—	2.014251	0.310205	0.959074
	2	0.8204					2	3.1169			9.714840	1.213594	0.648939
	$\tilde{\delta} = 0.5; \bar{\delta} = 35; r = 1.3741; d = 0.9356; p = 0.4385$												
	1	0.4062	2	0.7108	1	1.8085	1	1.4572	0.017783	—	2.123293	0.233820	0.928003
	2	0.8823					2	3.1649			10.016645	0.864349	0.419626
5	$\tilde{\delta} = 0.1; \bar{\delta} = 30; r = 1.1487; d = 0.9365; p = 0.2122$												
	2	0.6448	1	0.3631	1	1.3108	1	1.1823	9.140863	0.712353	1.397806	0.150981	0.979727
	3	0.9099	2	0.8207	2	2.9626	2	1.6684			2.783673	0.723276	0.780853
	$\tilde{\delta} = 0.5; \bar{\delta} = 35; r = 1.1600; d = 0.9695; p = 0.1905$												
	2	0.6764	1	0.3835	1	1.3153	1	1.1919	0.078154	0.484424	1.420736	0.111311	0.965365
3	0.9435	2	0.8550	2	2.9325	2	1.6626	2.764358			0.519767	0.637998	
6	$\tilde{\delta} = 0.1; \bar{\delta} = 30; r = 1.0688; d = 0.9690; p = 0.0998$												
	1	0.3572	2	0.6356	1	1.1383	1	1.0836	0.031623	—	1.174267	0.072921	0.990169
	2	0.8127					2	1.2744			1.174267	0.072921	0.990169
	3	0.9558	3	0.9098	2	1.6296	3	2.8994			8.406659	1.158215	0.582908
	$\tilde{\delta} = 0.5; \bar{\delta} = 35; r = 1.0719; d = 0.9856; p = 0.0863$												
	1	0.3725	2	0.6580	1	1.1365	1	1.0856	0.017783	—	1.178420	0.052536	0.983616
2	0.8351	2					1.2650	1.600327			0.275014	0.806926	
3	0.9732	3	0.9296	2	1.6054	3	2.8365	8.045545			0.794269	0.350014	
$\tilde{\delta} = 0.1; \bar{\delta} = 30; r = 1.0324; d = 0.9850; p = 0.0474$													
7	2	0.6305	1	0.3542	1	1.0641	1	1.0393	0.136622	0.6932321	1.080159	0.035104	0.995263
	3	0.9055	2	0.8070	2	1.2602	2	1.1231			1.261304	0.189793	0.941736
	4	0.9785	3	0.9557	3	2.8714	3	1.6131			2.602026	0.712070	0.741152
	$\tilde{\delta} = 0.5; \bar{\delta} = 35; r = 1.0330; d = 0.9933; p = 0.0397$												
	2	0.6490	1	0.3672	1	1.0616	1	1.0391	0.074508	0.463290	1.079817	0.024682	0.992299
3	0.9194	2	0.8244	2	1.2446	2	1.1160	1.245359			0.136328	0.904123	
4	0.9874	3	0.9665	3	2.7941	3	1.5809	2.499100			0.502512	0.585582	
8	$\tilde{\delta} = 0.1; \bar{\delta} = 30; r = 1.0154; d = 0.9928; p = 0.0227$												
	1	0.3527	2	0.6279	1	1.0303	1	1.0187	0.031623	—	1.037711	0.016875	0.997722
	2	0.8039					2	1.0573			1.117814	1.143407	0.567684
	3	0.9535	3	0.9025	2	1.1171	3	1.2541			1.572738	0.092693	0.971528
	4	0.9896					4	0.9785			3	1.6056	4

Окончание таблицы 1

n	q	$\tilde{\omega}_{Hq}^{\max}$	s	$\tilde{\omega}_{HS}^{\min}$	h	$\tilde{\omega}_{Hh}^{\max}$	i	$\tilde{\omega}_{Hi}^0$	k	c_0	a_i	b_i	c_i
8	$\tilde{\delta} = 0.5; \bar{\delta} = 35; r = 1.0153; d = 0.9968; p = 0.0185$												
	1	0.3647	2	0.6447	1	1.0284	1	1.0181	0.017783	-	1.036576	0.011570	0.996390
	2	0.8191					2	1.0526			1.108041	0.777919	0.335556
	3	0.9615	3	0.9139	2	1.1075	3	1.2356			1.526814	0.065523	0.953902
	4	0.9941	4	0.9842	3	1.5698	4	2.7748			7.699332	0.272204	0.775136
9	$\tilde{\delta} = 0.1; \bar{\delta} = 30; r = 1.0144; d = 0.9965; p = 0.0179$												
	2	0.6266	1	0.3519	1	1.0144	1	1.0089	0.135722	0.688777	1.017930	0.008106	0.998906
	3	0.9008	2	0.8023	2	1.0545	2	1.0271			1.054917	0.044853	0.986221
	4	0.9774	3	0.9520	3	1.2513	3	1.1144			1.241996	0.707939	0.731769
	5	0.9950	4	0.9896	4	2.8524	4	1.6022			2.566997	0.190853	0.930437
	$\tilde{\delta} = 0.5; \bar{\delta} = 35; r = 1.0071; d = 0.9985; p = 0.0086$												
	2	0.6427	1	0.3636	1	1.0132	1	1.0084	0.073757	0.458692	1.016947	0.005418	0.998309
	3	0.9111	2	0.8165	2	1.0489	2	1.0243			1.049159	0.031041	0.978159
	4	0.9818	3	0.9588	3	1.2316	3	1.1038			1.218283	0.497782	0.574114
	5	0.9972	4	0.9926	4	2.7658	4	1.5647			2.448381	0.136408	0.887274
	10	$\tilde{\delta} = 0.1; \bar{\delta} = 30; r = 1.0035; d = 0.9983; p = 0.0052$											
1		0.3516	2	0.6260	1	1.0069	1	1.0043	0.031623	-	1.008569	0.003893	0.999475
2		0.8015					2	1.0129			1.025998	0.021613	0.993360
3		0.9511	3	0.8999	2	1.0258	3	1.0534			1.109569	1.139895	0.564180
4		0.9891	4	0.9766	3	1.1133	4	1.2500			1.562555	0.093508	0.965914
5		0.9976	5	0.9950	4	1.6005	5	2.8495			8.119638	0.378952	0.856349
$\tilde{\delta} = 0.5; \bar{\delta} = 35; r = 1.0033; d = 0.9993; p = 0.0040$													
1		0.3630	2	0.6417	1	1.0061	1	1.0039	0.017783	-	1.007893	0.002536	0.999209
2		0.8153					2	1.0113			1.022703	0.014607	0.989722
3		0.9574	3	0.9098	2	1.0226	3	1.0472			1.096707	0.774301	0.332433
4		0.9914	4	0.9805	3	1.1021	4	1.2297			1.512250	0.065892	0.945543
5		0.9987	5	0.9965	4	1.5624	5	2.7617			7.627000	0.271074	0.767993

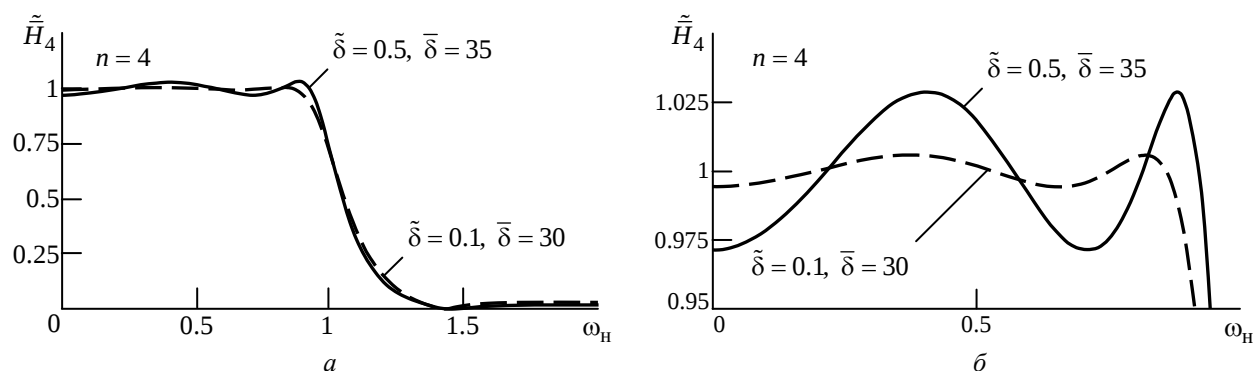


Рис. 1

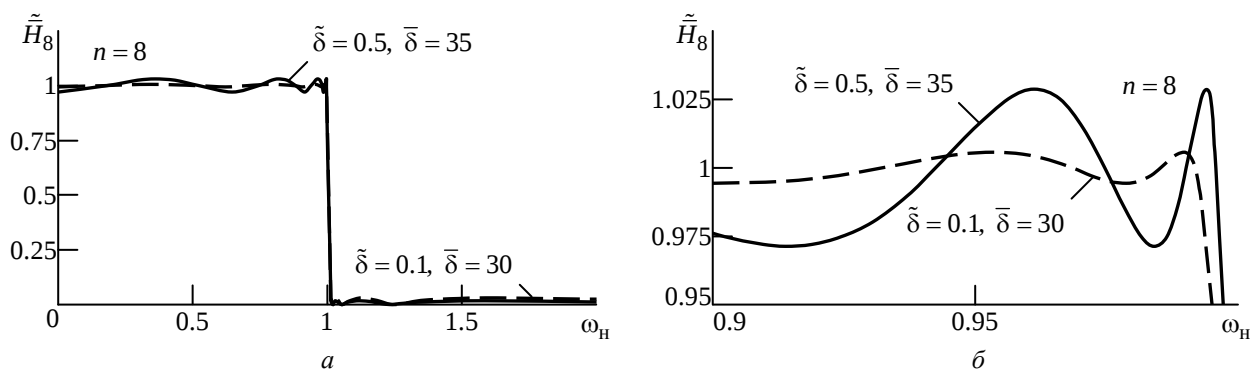


Рис. 2

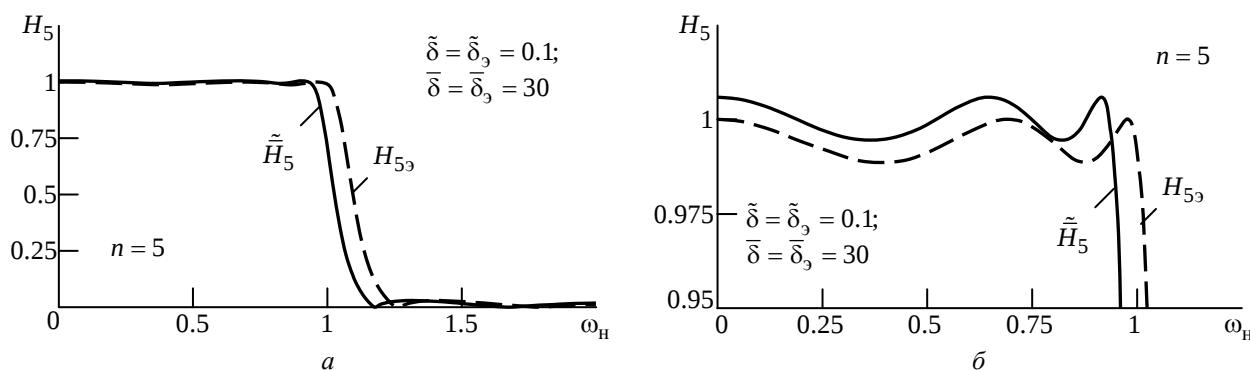


Рис. 3

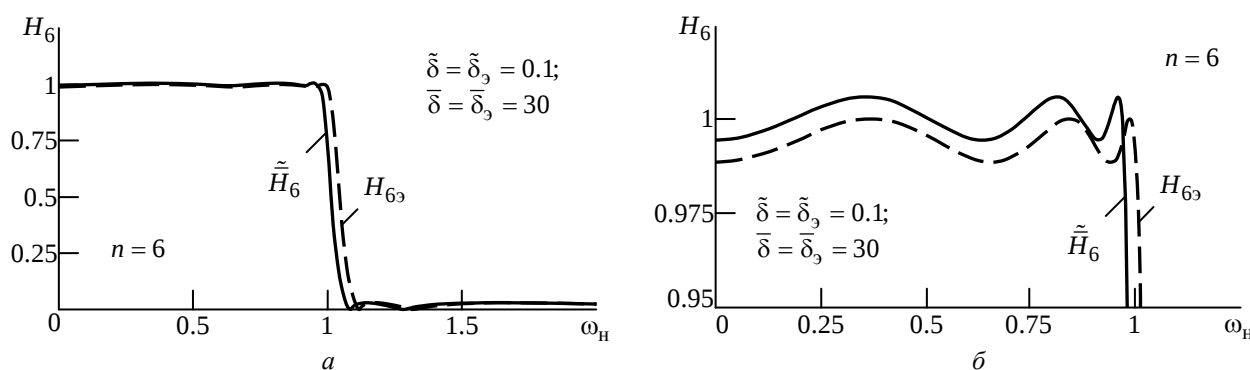


Рис. 4

мера в табл. 2 приведены параметры различных АЧХ. На рис. 5–8 показаны построенные по данным табл. 2 АЧХ $H_n(\omega_H)$ и фазочастотные характеристики $\varphi_n(\omega_H)$, а также зависимости времени задержки узкополосного сигнала от частоты $\tau_n(\omega_H)$ ФНЧ с равновол-

Таблица 2

n	q	$\tilde{\omega}_{nq}^{\max}$	s	$\tilde{\omega}_{ns}^{\min}$	h	$\bar{\omega}_{nh}^{\max}$	i	$\bar{\omega}_{ni}^0$	k	c_0	a_i	b_i	c_i
3	Фильтр с равноволновой на отрезке АЧХ; $\tilde{\delta} = 0.0043$; $d = 0.4715$												
	2	0.4083	1	0.2358	—	—	1	—	0.833052	0.881860	—	0.881860	0.944419
	Инверсный фильтр; $\tilde{\delta} = 30$; $r = 2.1171$												
	—	—	—	—	1	4.2343	1	2.4447	0.200950	1.134320	5.976366	0.933370	1.058740
2	Квазиэллиптический фильтр; $\tilde{\delta} = 0.0043$; $\bar{\delta} = 30$; $r = 2.0078$; $d = 0.4973$; $p = 1.5105$												
	2	0.4323	1	0.2516	1	3.9686	1	2.3094	0.187594	1.000308	5.333213	0.812760	0.999924

Окончание таблицы 2

n	q	$\tilde{\omega}_{nq}^{\max}$	s	$\tilde{\omega}_{hs}^{\min}$	h	$\bar{\omega}_{nh}^{\max}$	i	$\bar{\omega}_{hi}^0$	k	c_0	a_i	b_i	c_i
7	Фильтр с равноволновой на отрезке АЧХ; $\tilde{\delta} = 0.0043$; $d = 0.8469$												
	2	0.3674	1	0.1884	-	-	1	-	0.154620	0.531832	-	0.236687	0.964490
	3	0.6621	2	0.5280			2					0.663183	0.721214
	4	0.8256	3	0.7630			3					0.958328	0.417853
	Инверсный фильтр; $\bar{\delta} = 30$; $r = 1.1806$; $d = 0.9856$; $p = 0.0863$												
	-	-	-	-	1	1.3104	1	1.2110	0.261471	1.880982	1.466461	0.245296	1.036751
					2	1.8936	2	1.5101			2.280286	0.919245	1.386617
					3	5.3056	3	2.7210			7.404042	2.293460	2.394066
	Квазиэллиптический фильтр; $\tilde{\delta} = 0.0043$; $\bar{\delta} = 30$; $r = 1.0641$; $d = 0.8943$; $p = 0.1698$												
	2	0.5325	1	0.2886	1	1.1182	1	1.0763	0.167240	1.000317	1.158348	0.078377	0.999984
	3	0.8261	2	0.7104	2	1.4075	2	1.2104			1.465062	0.357059	1.000065
	4	0.9291	3	0.8943	3	3.4644	3	1.8780			3.526735	1.111801	1.000324

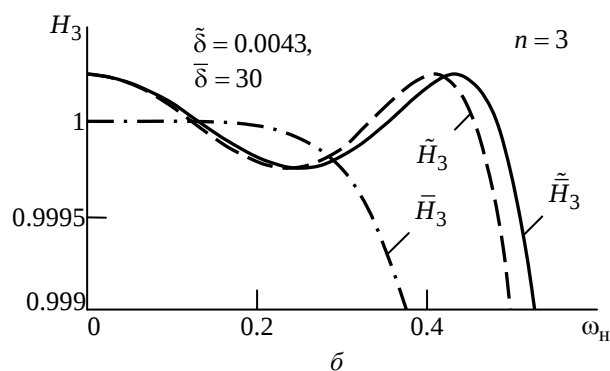
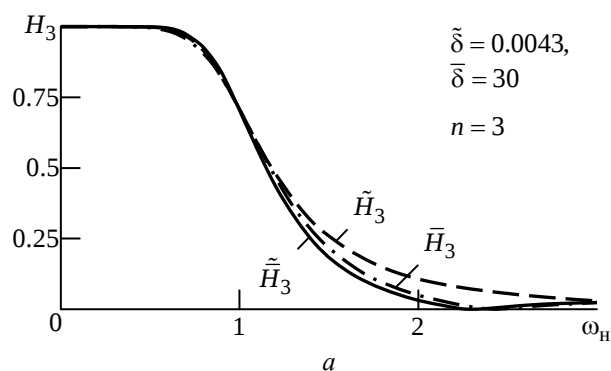


Рис. 5

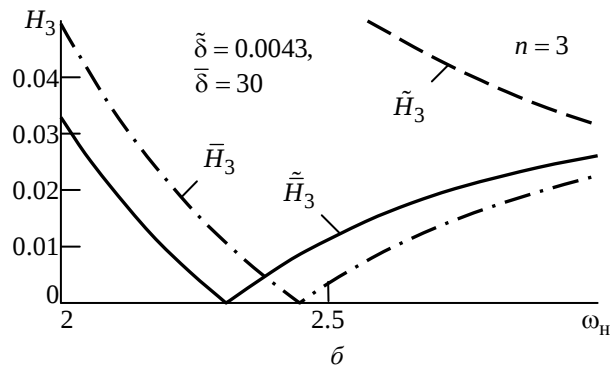
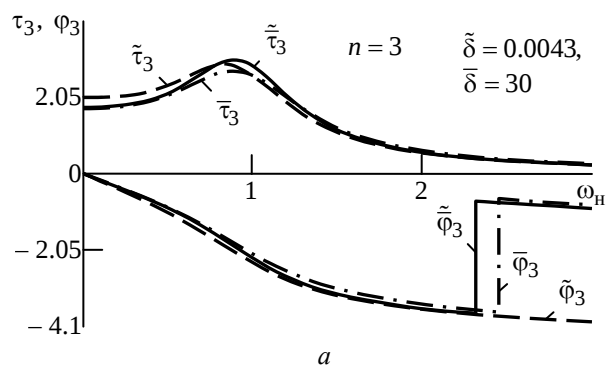


Рис. 6

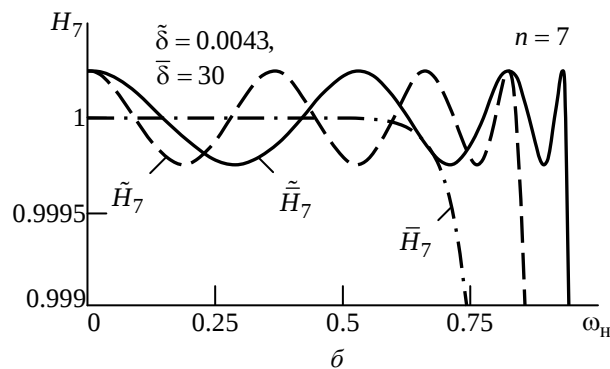
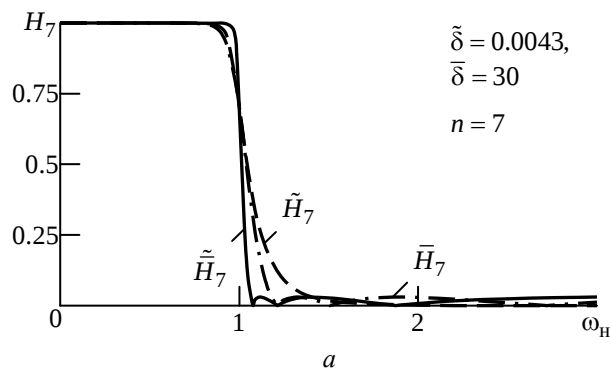


Рис. 7

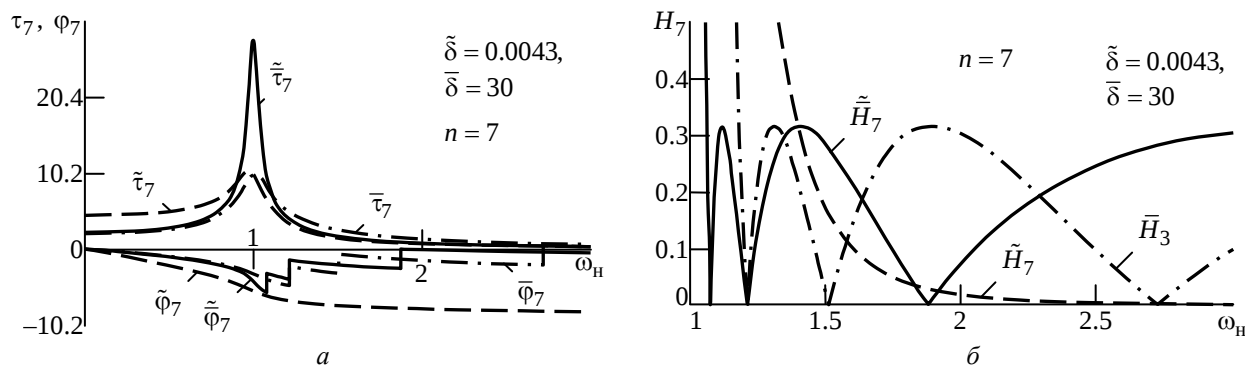


Рис. 8

волновой на отрезке АЧХ ($\tilde{H}_n(\omega_n)$, $\tilde{\varphi}_n(\omega_n)$, $\tilde{\tau}_n(\omega_n)$), инверсного ФНЧ ($\bar{H}_n(\omega_n)$, $\bar{\varphi}_n(\omega_n)$, $\bar{\tau}_n(\omega_n)$) и квазиэллиптического ФНЧ ($\tilde{\tilde{H}}_n(\omega_n)$, $\tilde{\tilde{\varphi}}_n(\omega_n)$, $\tilde{\tilde{\tau}}_n(\omega_n)$).

Из графиков рис. 4–8 следуют увеличение крутизны АЧХ в переходной области, а также уменьшение наклона фазочастотной характеристики и группового времени запаздывания при переходе от фильтров с равноволновой на отрезке АЧХ к квазиэллиптическим фильтрам.

Список литературы

1. Червинский Е. Н. Об одном методе расчета передаточных функций инверсных фильтров нижних частот. // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2011. Вып. 5. С. 16–29.
2. Джонсон Д., Джонсон Дж., Мур Г. Справочник по активным фильтрам. М.: Энергоатомиздат. 1983. 128 с.
3. Червинский Е. Н. Передаточные функции фильтров нижних частот с равноволновыми на отрезке амплитудно-частотными характеристиками // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2011. Вып. 4. С. 3–12.

E. N. Chervinsky

Closed JSC "SIMETA" (Saint-Petersburg)

Transfer functions of quasi-elliptic low-pass filters

The design procedure of transmitting functions of quasi-elliptic low-pass filters (LPF) of the given order with demanded attenuation in attenuation band and the given non-uniformity of an amplitude-frequency characteristic with an independent of parameters cutoff frequency is presented. Transmitting functions of quasi-elliptic LPF of orders 2–10 for two pairs values of non-uniformity of transmission and minimum filter attenuation are accepted. Results of comparing amplitude- and phase-frequency characteristics of quasi-elliptic filters and other types of filters are resulted.

Quasi-elliptic low-pass filter, transfer function, unevenness of amplitude-frequency characteristic, fading in attenuation band

Статья поступила в редакцию 4 мая 2011 г.

УДК 621.37

Н. М. Советов

Саратовский государственный технический университет
им. Гагарина Ю. А.

Устранение противоречия выражения добротности контуров и резонаторов с законами сохранения

Приведен подробный и более корректный вывод распространенного выражения добротности контуров и резонаторов СВЧ, справедливого при произвольных потерях, не противоречащего законам сохранения. Показано, что в области больших потерь результаты расчета по старой и уточненной формулам существенно различаются.

Уравнение, резонатор, добротность, потери, запасенная энергия

Классическому определению добротности, вероятно, столько же лет, сколько и самой радиотехнике, а именно, добротность определяется как

$$Q = \pi/(\delta T) = \omega L/R, \quad (1)$$

где $\delta = R/(2L) = \sigma/(2\varepsilon)$ – затухание контура (резонатора); T , ω – квазипериод и частота колебаний соответственно; L , R – индуктивность колебательного контура и сопротивление потерь в нем соответственно; σ , ε – проводимость и электромагнитная проницаемость соответственно (параметры используются для расчета резонаторов).

Наряду с определением (1) широко используется выражение добротности через энергии:

$$Q = 2\pi W_{\text{зап}}/W_{\text{пот } T}, \quad (2)$$

где $W_{\text{зап}}$, $W_{\text{пот } T}$ – энергия, запасенная в контуре, и энергия, теряемая в нем за один квазипериод T , соответственно.

Однако определение (2) некорректно и границы его применения не оговорены. Покажем это.

Отметим, что в определении (2) речь идет именно о квазипериоде T , поскольку классическое определение периодической системы (в том числе и меняющегося во времени процесса) есть расстояние, на которое надо сдвинуть процесс, чтобы он совпал с самим собой. В переходном (в частности, затухающем) процессе такое расстояние указать нельзя.

В наиболее распространенном случае, когда потери энергии малы ($W_{\text{пот } T} \ll W_{\text{зап}}$), добротность велика, в пределе $W_{\text{пот } T} \rightarrow 0$ и $Q \rightarrow \infty$. Это верхняя граница значения добротности. Однако с нижней границей такого широко распространенного понятия на лицо полная неясность. В соответствии с законом сохранения энергии потери в контуре не могут превысить энергию $W_{\text{зап}} = W(t_1)$, запасенную в контуре до момента t_1 начала рассмотрения процесса. Тогда $\lim(W_{\text{зап}}/W_{\text{пот } T}) \rightarrow 1$, и исходя из (2) нижняя граница добротности $Q_{\min} = 2\pi$. Почему нижняя граница имеет именно это значение – непонятно, тем более, что, с одной стороны, большая часть известных физических величин изменяется в пределах

$0 \dots N$, а, где возможно, $N \rightarrow \infty$. С другой стороны, использование резонаторов с малыми добротностями в современных электронных приборах и устройствах не столь уж редко.

Изложенное заставляет более внимательно рассмотреть вывод выражения добротности.

Примем за исходное одно из уравнений Максвелла – широкоизвестное волновое уравнение в терминах поля – в приложении к резонатору:

$$d^2 E(t)/dt^2 + 2\delta dE(t)/dt + \omega_0^2 E(t) = 0,$$

где ω_0 – круговая частота собственных колебаний. Решение этого уравнения имеет вид

$$E(t) = C_1 e^{m_1 t} + C_2 e^{m_2 t}, \quad (3)$$

где

$$m_{1,2} = -\delta \pm \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2} = -\delta \pm j\omega_0 \sqrt{1 - (\delta/\omega_0)^2}. \quad (4)$$

Применив закон Ома $i(t) = \sigma E(t)$, перейдем к току в резонаторе или в колебательном контуре. При $C_1 = C_2 = 1/2 I(0)$ из (3) и (4) получим

$$i(t) = I(0) e^{-\delta t} \cos \left[\omega_0 \sqrt{1 - (\delta/\omega_0)^2} t \right]. \quad (5)$$

Перепишем (4) с учетом (1) и введем добротность в выражение тока (5):

$$i(t) = I(0) e^{-\delta t} \cos \left\{ \omega_0 \sqrt{1 - [1/(2Q)]^2} t \right\}. \quad (6)$$

Выражение (6) позволяет исследовать поведение тока в контуре при всех возможных значениях Q и оценить реальность использования этой величины.

Рассмотрим два случая.

1. $W_{\text{пот } T} \ll W_{\text{зап}}$; $W_{\text{пот } T} \rightarrow 0$. Тогда при $Q \rightarrow \infty$ из (6) получим простейший гармонический процесс изменения тока: $i(t) = I(0) \cos \omega_0 t$.

2. Вся запасенная энергия в контуре истрачена за период: $W_{\text{пот } T} = W_{\text{зап}}$. По (2) при этом $Q = 2\pi$, однако, как это ни противоречиво, согласно (6) ток в контуре все же будет:

$$i(t) = I(0) e^{-t/(2T)} \cos \left\{ \omega_0 \sqrt{1 - [1/(4\pi)]^2} t \right\} \neq 0. \quad (7)$$

Отсюда следует, что несмотря на полностью иссякающую энергию в контуре, затухающее изменение тока в нем продолжается за пределами первого квазипериода, что противоречит закону сохранения: при отсутствии энергии току взяться неоткуда. Следовательно, определение добротности (2) вышло за границы области применения, и этому требуется разъяснение.

Противоречие разрешено более тридцати лет назад, и корректная формула добротности выведена автором настоящей статьи и опубликована в учебном пособии [1] и, спустя тридцать лет, в докладе [2].

Повторим и расшифруем выкладки работ [1], [2], до сих пор почему-то непонятые полностью*. Покажем, что при использовании полученного далее нового выражения добротности указанные противоречия устраняются. Возведем в квадрат определяемый выра-

* Лишь в учебном пособии [3] новое выражение добротности воспроизведено, но без вывода.

жением (6) ток (например, в точках максимума косинуса). Полученное выражение пропорционально уменьшению во времени энергии в контуре $W(t)$. Разность двух энергий в начале процесса при $t = t_1$ и в момент, отстоящей от t_1 на квазипериод T :

$$W_{\text{пот } T} = W(t_1) - W(t_1 + T) \quad (8)$$

является энергией потерь за это время. Отсюда

$$W(t_1 + T) = W(t_1 + T) \left[1 - W_{\text{пот } T} / W(t_1) \right]. \quad (9)$$

Отождествив $W(t_1)$ с энергией, запасенной к моменту t_1 начала процесса, с учетом (1) и (5) для точек максимума функции косинуса получим изменение энергии за квазипериод:

$$W(t_1 + T) = W(t_1) e^{-2\delta T} = W(t_1) e^{-2\pi/Q}. \quad (10)$$

Используя далее (9), (10), найдем корректное выражение добротности:

$$Q = \frac{2\pi}{-\ln \left[1 - W_{\text{пот } T} / W(t_1) \right]}. \quad (11)$$

При малых потерях $W_{\text{пот } T} / W(t_1) \ll 1$ и учетом того, что $\ln(1-x) \approx -x$ при $x \ll 1$, из (11) получим известную формулу добротности (2), выраженную через энергии. Из приведенного вывода следует, что она справедлива именно при малых потерях, что, едва ли не повсеместно, не учитывается.

Зависимости значений добротностей, определенных по формуле (2) (кривая 1) и по уточненной формуле (11) (кривая 2) [4], от относительной величины потерь приведены на рисунке. Как из него следует, значения добротностей различаются существенно, особенно при значительных потерях.

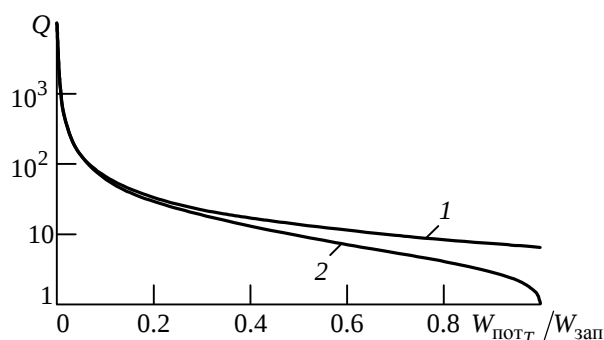
Почему же выражение добротности (2) давно и широко используется, хотя при больших потерях оно ведет не просто к численной ошибке, но и, как уже показано, к нарушению законов сохранения энергии? В чем же его погрешность?

Для понимания рассмотрим известный вывод выражения (2). Обычно для этого предлагается умножить и числитель, и знаменатель (1) на половину квадрата тока в данный момент времени и перейти к энергиям:

$$Q = (2\pi/T)(L/R) \left[(1/2)i^2 / (1/2)i^2 \right] = 2\pi(W_{\text{зап}}/W_{\text{пот } T}),$$

где $W_{\text{зап}} = (1/2)Li^2$; $\omega = 2\pi/T$; $W_{\text{пот } T} = P_{\text{пот}}T = (1/2)Ri^2T$ – энергия потерь за квазипериод ($P_{\text{пот}}$ – мощность потерь).

Но при этом упускается, что умножение должно происходить на квадраты токов, вычисленных в один и тот же момент времени (например, t_1), поскольку числитель и знаменатель нельзя умножать на разные числа. В рассмотренном же выводе согласно (8)



энергии $W(t_1)$ и $W(t_1 + T)$, образующие $W_{\text{пот } T}$, вычисляются разные моменты времени, отстоящие друг от друга на квазипериод T . При малых потерях различие между $W(t_1)$ и $W(t_1 + T)$ несущественно. Однако при достаточно больших потерях, как правило, связанных с изъятием энергии из резонатора электронного прибора в нагрузку, формула (2), как показано, неприемлема. И если учесть, что резонаторы с заведомо большими потерями в настоящее время широко распространены (например, в СВЧ-печах бытового и промышленного нагрева), то приведенная в настоящей статье коррекция методики расчета добротности становится достаточно важной.

В заключение укажем, что из проведенного рассмотрения определяется энергетический предел свободных колебаний резонатора. Как следует из формулы (6), колебания тока $i(t)$ прекращаются при $Q = 1/2$. При определении добротности по (2) и $W_{\text{зап}} = W_{\text{пот } T}$ $Q_{\text{min}} = 2\pi$, колебания должны прекратиться, но из (7) этого не следует. При уточненном определении добротности (11), как видно из рисунка, с ростом потерь добротность стремится к нулю и значение $Q = 1/2$ достижимо. При этом ток в (6) прекращается при равенстве $W_{\text{зап}}/W_{\text{пот } T} = 1$ с точностью до $\exp(-4\pi) \leq 0.000045$. Следовательно можно утверждать, что при использовании формулы (11) противоречие с законом сохранения энергии снимается.

Данные в настоящей статье разъяснения носят не только методологический характер. Они должны учитываться в технических расчетах, связанных с использованием нагруженных резонаторов.

Список литературы

1. Советов Н. М. Техника сверхвысоких частот. М.: Высш. шк., 1976. 184 с.
2. Советов Н. М. О более корректном выражении формулы добротности контуров и резонаторов // Электродинамика и техника СВЧ, КВЧ и оптических частот: сб. ст. НТОРЭС им. А. С. Попова. М.: 2007. С. 41–43.
3. Нефедов Е. И. Устройства СВЧ и антенны. М.: Академия, 2004. 384 с.
4. Калинин Д. А. О численном расхождении двух выражений добротности: общераспространенного и скорректированного // Актуальные проблемы электронного приборостроения: мат-лы междунар. науч.-техн. конф. АПЭП-2008, 24–25 сент. 2008, Саратов. Саратов: Саратов. гос. техн. ун-т, 2008. С. 221–222.

N. M. Sovetov

Saratov state technical university n. a. Gagarin Yu. A.

Elimination of the contradiction of expression for contours and resonators quality with conservation laws

Detailed and more correct output of widespread expression for UHF contours and resonators quality, valid at the arbitrary losses, not contradicting conservation laws is resulted. It is shown that in the field of the big losses calculation results under the old and specified formulas essentially differ.

Equation, quality, sounding-board, loss, reserve of energy

Статья поступила в редакцию 14 июня 2011 г.

УДК 537.86, 537.876.4, 621.372.8

А. В. Садовников, А. Г. Рожнев

Саратовский государственный университет им. Н. Г. Чернышевского

Анализ распространения щелевых солитонов в нелинейной брэгговской решетке*

Представлены результаты численного исследования процессов распространения электромагнитных волн в двумерной брэгговской решетке, показатели преломления материалов слоев которой зависят от амплитуды волны. Показана возможность распространения сигнала на частотах, лежащих в полосе непропускания такой структуры, при увеличении его амплитуды. Продемонстрировано явление солитонного туннелирования в рассматриваемой системе.

Нелинейная брэгговская решетка, керровская нелинейность, солитонное туннелирование, щелевой солитон, метод эффективного показателя преломления, FDTD-метод

Нелинейные периодические диэлектрические волноводные системы широко используются сегодня в таких оптических устройствах, как перестраиваемые и фиксированные узкополосные фильтры, компенсаторы дисперсии, частотно-селективные ответвители и устройства вывода света из волокна, усилители на базе оптических волокон, мультиплексные пассивные волоконно-оптические датчики [1]. Задача численного моделирования распространения электромагнитного излучения в периодических структурах с зависимостью диэлектрической проницаемости от интенсивности поля является весьма актуальной, поскольку аналитического решения уравнений, описывающих динамику волн в нелинейных брэгговских решетках в случае сильной нелинейности, получить не удастся.

Процессы распространения электромагнитного излучения в периодических электродинамических структурах рассматриваемого типа достаточно подробно изучены для сигналов, частота которых лежит вдали от границы полосы непропускания [2]. Целью настоящей работы явилось изучение влияния нелинейности на процесс волновой динамики в двумерной нелинейной брэгговской решетке для случая, когда частота входного сигнала расположена вблизи границы полосы непропускания системы, так как в этом случае возможно появление эффектов, недостаточно полно изученных в известных работах. Особый интерес представляет анализ указанной задачи численным решением системы уравнений Максвелла, поскольку лишь при этом удастся проследить в полной мере динамику распространения электромагнитного поля в изучаемой структуре без существенных упрощающих предположений относительно геометрии системы, нелинейных эффектов и параметров исследуемых типов сигналов.

Хорошо известно [3], что в периодических электродинамических структурах на дисперсионной характеристике имеются полосы пропускания и непропускания. Если частотный спектр сигнала лежит в полосе непропускания, его амплитуда быстро уменьшается в направлении распространения волны. Нелинейность в таких системах может приводить к деформации дисперсионной характеристики и как следствие к сдвигу полосы непропуска-

* Работа выполнена при поддержке РФФИ (гранты № 10-02-01403-а, 11-02-01280-а) и Программы "Развитие научного потенциала высшей школы" (проект 2.1.1/1738).

ния в сторону более высоких или более низких частот. В результате этого частота сигнала попадает в область распространяющихся волн и возникает возможность распространения сигнала вдоль нелинейной системы, если его амплитуда становится достаточно большой. Это явление получило название нелинейного туннелирования [4]. В работе [5] показана возможность образования щелевого солитона, спектр которого лежит в полосе непропускания периодической решетки, образованной чередующимися слоями нелинейного диэлектрика, неограниченными в поперечном направлении. В такой структуре при определенном значении мощности может наблюдаться полное прохождение сигнала, частота которого лежит в запрещенной зоне. Первые численные эксперименты, подтверждающие возможность переключения между состояниями с низким и с высоким коэффициентами прохождения вследствие нелинейного сдвига критической частоты, показали возможность генерации последовательности щелевых солитонов при увеличении амплитуды поля [6]. В работе [7] показано, что генерация щелевых солитонов в системах, где возможен нелинейный сдвиг критической частоты, происходит в результате смены характера модуляционной неустойчивости с конвективной на абсолютную.

В указанных работах эффекты генерации щелевых солитонов рассматривались либо с использованием модельных уравнений, либо на примере одномерной периодической системы, однородной в направлении, перпендикулярном направлению распространения волны. В то же время важной представляется задача изучения аналогичных явлений в брэгговской решетке, ограниченной в поперечном направлении, поскольку в этом случае возможно наблюдение нелинейных эффектов при меньших значениях мощности распространяющегося в структуре излучения за счет локализации энергии в центре структуры. Кроме этого, такая система более адекватна условиям реального физического эксперимента, что позволяет произвести оценку параметров, при которых рассматриваемые эффекты могут наблюдаться на практике.

В настоящей статье исследована изображенная на рис. 1 плоская двумерная система, представляющая собой брэгговскую решетку. В направлении оси z система однородна. Возбуждение структуры осуществляется источником, расположенным в плоскости x_1 в области подводящего планарного диэлектрического волновода ПВ. Расстояние от плоскости x_1 до границы периодической структуры выбрано достаточно большим для того, чтобы поперечное распределение поля падающей электромагнитной волны на этой границе стало бы близким к распределению собственной моды планарного диэлектрического волновода с показателем преломления сердцевинки n_w . Величина n_w задавалась из условия минимизации

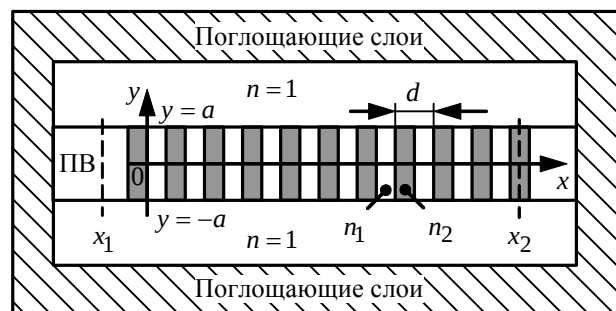


Рис. 1

отражения падающей волны от периодической структуры в линейном режиме.

Поскольку рассматриваемая система является открытой, граничные условия в численном эксперименте устанавливались в виде идеально согласованных поглощающих слоев (perfectly matched layer – PML) [8] (на рис. 1 они окружают расчет-

ную область и обозначены штриховкой). Использование модификации метода PML – метода одноосно идеально согласованных слоев (uniaxially perfectly matched layer – UPML) позволяет при численном моделировании существенно уменьшить размеры расчетной области, что значительно уменьшает время расчета. Кроме того, за счет применения указанного метода удастся приблизить границы расчетной области практически вплотную к исследуемым объектам, что и используется при моделировании брэгговской решетки: слева и справа рассматриваемая структура граничит с областью поглощающих слоев, причем на правой границе расчетной области (рис. 1) периодическая структура нагружена на PML. Данный метод позволяет провести моделирование полубесконечной периодической структуры.

Численное моделирование проводилось при следующих значениях параметров структуры: толщина слоя диэлектрика $2a = 1$ мкм, период структуры $d = 1$ мкм. Каждый период нелинейной структуры состоит из двух участков, показатели преломления которых зависят от интенсивности поля по закону $n_{1,2} = n_{01,02} + n_2 |E|^2$, что позволяет учесть кубическую нелинейность слоев структуры. Здесь $n_{01} = 1.45$, $n_{02} = 2.0$ – линейные части показателей преломления каждого из участков; $n_2 = 3 \cdot 10^{-8}$ мкм²/Вт – нелинейная добавка к показателю преломления.

Численное моделирование распространения электромагнитных волн в такой системе осуществлялось методом конечных разностей во временной области (FDTD) [9] с помощью программного пакета МЕЕР [10]. Метод конечных разностей во временной области основан на прямом численном решении уравнений Максвелла с использованием центрально-разностной аппроксимации по времени и пространственным координатам. Параметры численной схемы составляли: размер диэлектрической структуры 200×1 мкм; шаг по координатам $\Delta x = \Delta y = 0.1$ мкм; шаг по времени $\Delta t = 8.13 \cdot 10^{-17}$ с. Размеры ячеек сетки и шаг по времени выбирались таким образом, чтобы в моделируемой структуре выполнялся критерий Куранта, согласно которому за интервал времени Δt сигнал, проходящий в диэлектрической структуре расстояние, равное шагу сетки Δx , не должен распространяться со скоростью, большей, чем скорость света в рассматриваемой среде [9]: $c\Delta t / \sqrt{\varepsilon_{\min}} < \sqrt{\Delta x^2 + \Delta y^2}$, где $\varepsilon_{\min}$ – минимальное значение диэлектрической проницаемости материалов, входящих в расчетную область; c – скорость света в вакууме. Выполнение этого критерия является необходимым условием устойчивости явной по времени численной схемы FDTD. Толщина поглощающих слоев устанавливалась равной $d_{\text{PML}} = 30\Delta x = 3$ мкм для минимизации отражений сигнала от границ расчетной области.

Дисперсионная характеристика для линейной системы, состоящей из неограниченных в направлении, перпендикулярном направлению распространения волны, чередующихся диэлектрических слоев с показателями преломления n_{01} и n_{02} , детально изучена (см., например, [11]) и может быть описана как

$$\cos(\beta d) = \cos(n_{01}\Omega\pi)\cos(n_{02}\Omega\pi) - \left[\frac{n_{01}^2 + n_{02}^2}{2n_{01}n_{02}} \right] \sin(n_{01}\Omega\pi)\sin(n_{02}\Omega\pi), \quad (1)$$

где β – продольное волновое число; $\Omega = fd/c$ – безразмерная частота.

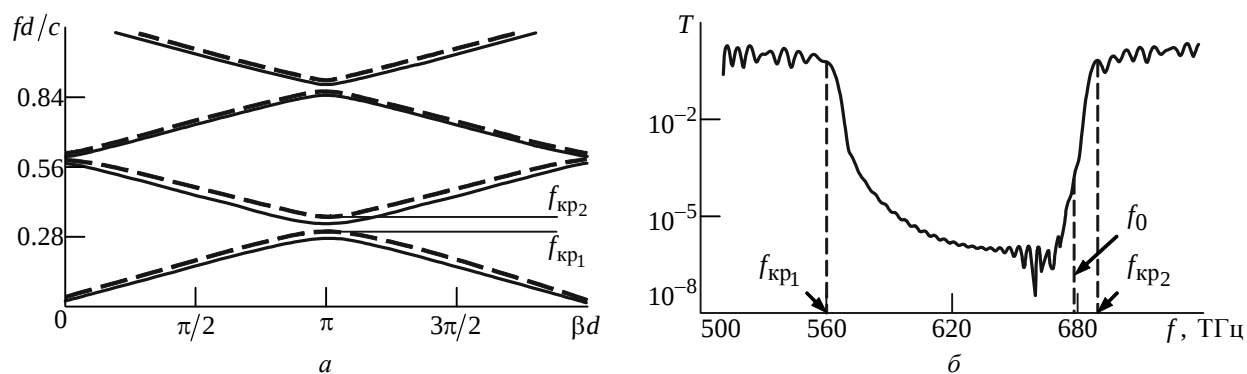


Рис. 2

На диаграмме Бриллюэна дисперсионная характеристика (1) имеет вид следующих друг за другом полос пропускания и непропускания. Каждая ветка дисперсионной характеристики является периодической функцией продольного волнового числа β с периодом $2\pi/d$. Для принятых в настоящей статье параметров n_{01} и n_{02} дисперсионная характеристика изображена сплошными линиями на рис. 2, а.

В рассмотренном случае система ограничена в поперечном направлении, поэтому для оценки частот отсечек (границ полос непропускания на дисперсионной характеристике) в линейном режиме использовался приближенный аналитический метод, который назовем методом эффективного показателя преломления (МЭПП). Суть метода состоит в следующем. Периодическая диэлектрическая решетка конечной толщины с показателями преломления n_{01} и n_{02} заменялась на бесконечную и однородную в поперечном сечении (т. е. в направлении y) слоистую структуру. Эффективные значения показателя преломления каждого из слоев этой структуры находились по формуле $n_{\text{эф}1,2}(\omega) = \beta_{1,2}(\omega)/k$, где $\beta_{1,2}(\omega)$ – продольные волновые числа для волн соответствующего типа, распространяющихся вдоль оси x в однородной диэлектрической пластине толщиной $2a$ и показателями преломления n_{01} и n_{02} соответственно. Определенные эффективные показатели преломления $n_{\text{эф}1}(\omega)$, $n_{\text{эф}2}(\omega)$ подставлялись в формулу (1) вместо констант n_{01} и n_{02} соответственно. В результате строилась дисперсионная характеристика для волн, распространяющихся в системе, ограниченной в поперечном сечении.

На рис. 2, а штриховой линией показаны дисперсионные кривые, построенные с помощью описанного приближенного метода для первой ТЕ-моды периодической системы конечной толщины $2a$, приведенной на рис. 1.

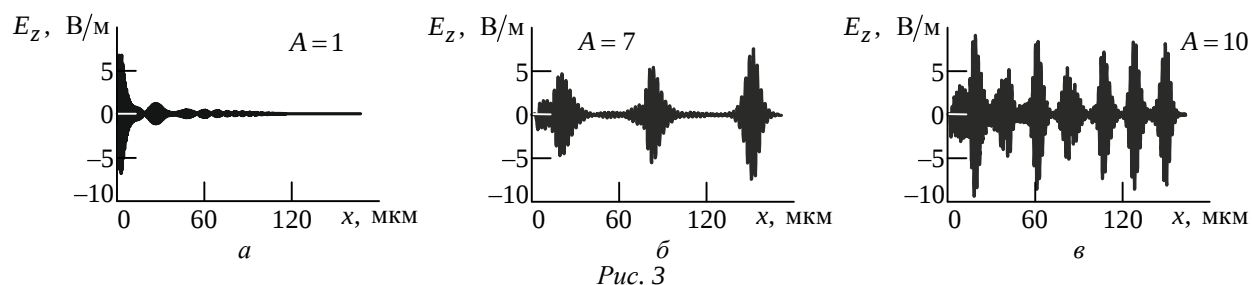
Результаты расчета дисперсионных характеристик системы в линейном приближении позволили выбрать параметры для проведения численного моделирования режимов распространения волн в нестационарном случае методом FDTD, представленных далее.

Прежде всего, изучено распространение волнового пакета в виде гауссовского импульса с центральной частотой $f_c = 631.02$ ТГц и шириной $\Delta f = 207.2$ ТГц. Эти значения выбраны таким образом, чтобы в частотной области ширина волнового пакета полностью перекрывала первую полосу непропускания (см. рис. 2, а) брэгговской решетки для волн с

малой амплитудой, когда нелинейный эффект еще не проявляется. Результат расчета представлен на рис. 2, б, на котором изображена зависимость от частоты коэффициента T прохождения импульса через рассматриваемую систему. Отчетливо выражена первая зона непропускания периодической структуры. Значения критических частот $f_{кр1}$ и $f_{кр2}$ – частотных границ первой зоны непропускания – сравнивались со значениями, полученными при использовании МЭПП (рис. 2, а). Сравнение показало хорошее совпадение значений критических частот $f_{кр1}$ и $f_{кр2}$, рассчитанных с помощью метода FDTD и модифицированным МЭПП. Следовательно, МЭПП обеспечивает требуемую точность расчета зонной структуры брэгговской решетки при очевидной простоте методики.

На следующем этапе изучалось влияние нелинейности структуры на волновую динамику вблизи зон непрозрачности. Для этого в плоскости x_1 (см. рис. 1) задавался входной сигнал постоянной частоты, лежащей в полосе непропускания линейной периодической системы вблизи высокочастотной границы полосы непрозрачности, и рассматривалась динамика распространения сигнала в периодической структуре. В случае кубической нелинейности с положительным значением нелинейной добавки к показателю преломления n_2 с ростом амплитуды электрического поля дисперсионная характеристика $\omega(k, |E|^2)$ смещается в сторону более низких частот [12], поэтому при указанном выборе частоты можно ожидать, что с постепенным увеличением амплитуды электромагнитной волны на левой границе системы режим непропускания волны сменится на режим, когда она начнет распространяться в глубь структуры. Данный эффект возникает из-за нелинейного сдвига дисперсионной характеристики, в результате чего частота сигнала оказывается вне зоны непропускания и начинается его распространение.

Проведена серия расчетов процесса распространения сигнала с частотой f_0 при различных значениях амплитуды A . Частота $f_0 = 678.115$ ТГц выбиралась в полосе непропускания линейной периодической системы (см. рис. 2, б). Результаты моделирования показаны на рис. 3 и 4, где изображено распределение компонента напряженности электромагнитного поля E_z вдоль системы в плоскости ее симметрии (при $y = 0$) при различных значениях амплитуды входного сигнала. При малой амплитуде ($A = 1$, рис. 3, а)* сигнал затухает при распространении вдоль системы, что соответствует линейному режиму. Од-



* Амплитуда A на рис. 3 и 4 нормирована таким образом, что значению $A = 1$ соответствует плотность потока мощности входного излучения (в импульсе) около 1.5 ГВт/см^2 .

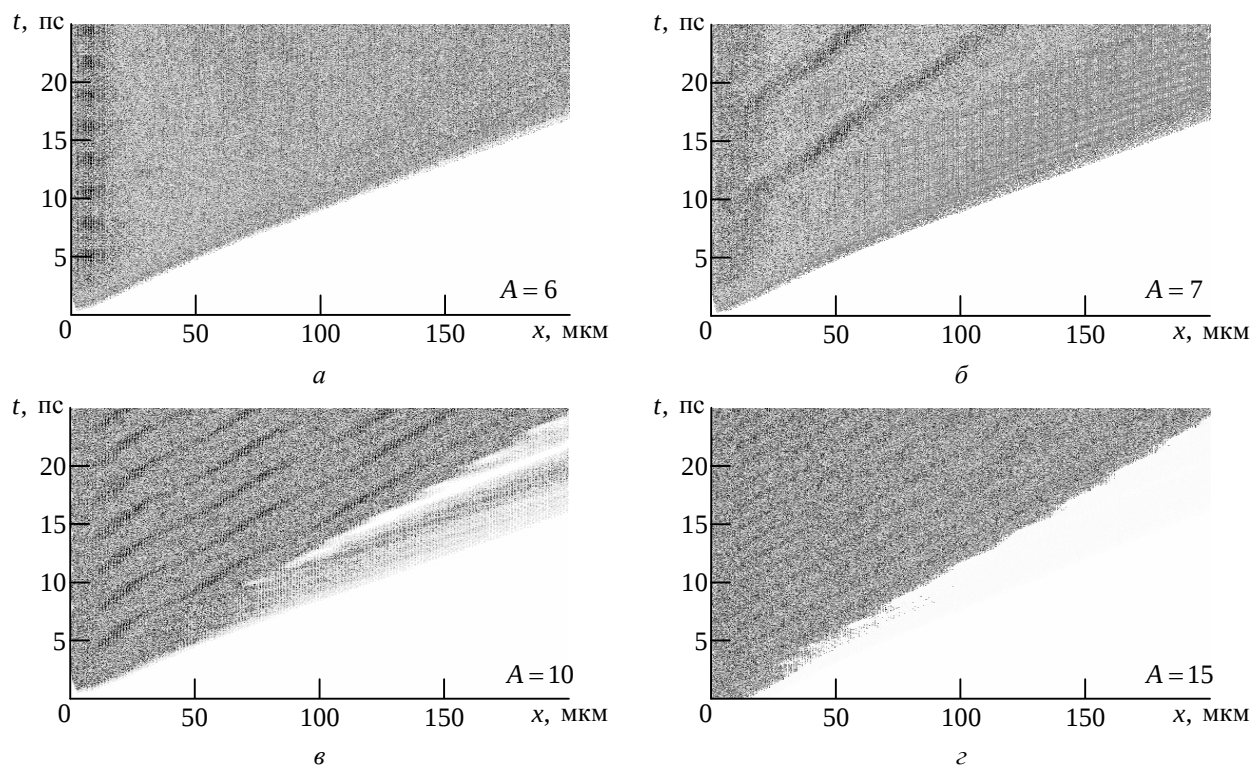


Рис. 4

нако при увеличении амплитуды возникает туннелирование сигнала, вызванное сдвигом критической частоты ($A=7$, рис. 3, б). При дальнейшем увеличении амплитуды входного сигнала ($A=10$, рис. 3, в) расстояние между туннелирующими импульсами уменьшается.

На рис. 4 изображена пространственно-временная динамика распространения сигнала в рассматриваемой системе при значениях амплитуды входного сигнала $A=6, 7, 10, 15$, иллюстрируемых рис. 4, а–г соответственно. Градациями серого отражено значение компонента E_z напряженности поля. Частота входного сигнала выбиралась такой же, как и в предыдущем случае. На рис. 4, а видно, что в установившемся режиме сигнал затухает вдоль оси системы аналогично сигналу на рис. 3, а. Изображенная на рис. 4, б–г картина пространственно-временной динамики свидетельствует о том, что с течением времени происходит распространение сигнала вдоль системы, причем с увеличением амплитуды входного сигнала групповая скорость волновых пакетов, распространяющихся в системе, увеличивается, а расстояние между ними уменьшается. Отметим, что сигнал туннелирует в виде последовательности коротких солитоноподобных импульсов, которые медленно распространяются вдоль структуры, поскольку их групповая скорость мала. Эти результаты хорошо согласуются с выводами работ [7], [13], в которых аналогичные эффекты изучались в рамках модельных уравнений типа нелинейных уравнений Клейна–Гордона и Шрёдингера и была показана возможность распространения щелевых солитонов в изучаемых системах. В этих же работах рассмотрена возможность применения разработанной теории к изучению процессов солитонного туннелирования, обусловленного сдвигом критической частоты в нелинейной системе при увеличении амплитуды распространяющегося в ней сигнала. При этом

сигнал также разбивается на последовательность солитонных импульсов вследствие смены характера модуляционной неустойчивости с конвективной на абсолютную.

При увеличении амплитуды A возникает взаимодействие между щелевыми солитонами из-за приближения соседних солитонов друг к другу. На рис. 4, z такое взаимодействие наблюдается при $t > 15$ пс. При меньших амплитудах взаимодействие также имеется, но начинается на больших временах: например при $A = 10$, солитонное взаимодействие происходит при $t > 25$ пс. Указанные эффекты требуют дальнейшего изучения и будут рассмотрены в отдельной работе.

При выбранных параметрах максимальное значение нелинейной добавки к показателю преломления $n_2 |E|^2$ в численном эксперименте составило 5 % от линейной части n_{01} , n_{02} , что должно обеспечить возможность наблюдения солитонного туннелирования в натурном эксперименте при значениях мощностей лазерного излучения, которые еще не разрушают оптических материалов, образующих брэгговские решетки.

Анализ периодической нелинейной структуры, ограниченной в направлении, перпендикулярном направлению распространения волны, является довольно сложной задачей вычислительной электродинамики. В настоящей статье эта задача рассмотрена с точки зрения решений системы уравнений Максвелла при кубичной модели нелинейности среды. Для численного моделирования использован метод, хорошо зарекомендовавший себя для решения подобных задач. Проведено сравнение результатов расчета границ полосы не пропускания в брэгговской решетке модифицированным МЭПП и методом FDTD. Получено хорошее совпадение значений критических частот, полученных обоими методами. В численном эксперименте изучено влияние керровской нелинейности на распространение электромагнитных волн в решетке. Обнаружено, что нелинейная зависимость показателя преломления от интенсивности волны приводит к сдвигу критической частоты периодической структуры в более низкочастотную область. В результате становится возможным распространение сигнала в полосе непрозрачности (нелинейное туннелирование), которое происходит в виде последовательности щелевых солитонов. При увеличении амплитуды входного сигнала расстояние между щелевыми солитонами уменьшается и наблюдается их взаимодействие друг с другом.

Авторы благодарны А. Б. Маненкову и Н. М. Рыскину за плодотворную дискуссию и критические замечания по тексту статьи.

Список литературы

1. Othonos A., Kalli K. Fiber Bragg gratings. London: Artech House. 1999. 422 p.
2. Eggleton B. J., De Sterke C. M. Nonlinear pulse propagation in Bragg gratings // J. opt. soc. Am. B. 1997. Vol. 14, № 11. P. 2980–2993.
3. Бриллюэн Л., Пароди М. Распространение волн в периодических структурах. М.: Иностр. лит., 1959. 457 с.
4. Newell A. C. Nonlinear tunnelling // J. math. phys. 1978. Vol. 19, № 5. P. 1126–1134.
5. Chen W., Mills D. L. Gap solitons and the nonlinear optical response of superlattices // Phys. rev. lett. 1987. Vol. 58. P. 160–163.
6. De Sterke C. M., Sipe J. E. Switching dynamics of finite periodic nonlinear media: a numerical study // Phys. rev. A. 1990. Vol. 42, № 5. P. 2858.

7. Balyakin A. A., Ryskin N. M. Modulation instability in a nonlinear dispersive medium near cut-off frequency // Nonlinear phenomena in complex systems. 2004. Vol. 7, № 1. P. 34–42.
8. Berenger J. A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves // J. of comp. physics. 1994. Vol. 114, № 2. P. 185–200.
9. Taflov A., Hagness S. C. Computational electrodynamics: the finite-difference time-domain method. Norwood, MA: Artech House. 2005. 1006 p.
10. MEEP: A flexible free-software package for electromagnetic simulations by the FDTD method / A. F. Oskooi, D. Roundy, M. Ibanescu et al. // Comp. phys. com. 2010. № 181. P. 687–702.
11. Бреховских Л. М. Волны в слоистых средах. 2-е изд. М.: Наука, 1973. 343 с.
12. Agrawal G. P. Nonlinear fiber optics. 4th ed. San Diego: Academic Press, 2007. 529 p.
13. Балякин А. А., Рыскин Н. М. Смена характера модуляционной неустойчивости вблизи критической частоты // Письма в ЖТФ. 2004. Т. 30. Вып. 5. С. 6–13.

A. V. Sadovnikov, A. G. Rozhnev
Saratov state university n. a. N. G. Chernyshevsky

Analysis of the gap soliton propagation in the nonlinear Bragg array

Results of numerical research of processes of electromagnetic waves propagation in a two-dimensional Bragg array, refraction indexes of layers materials of which depend on wave amplitude are provided. Possibility of a signal distribution on the frequencies in a not passage band of such structure in increasing of its amplitude is shown. The phenomenon of soliton tunneling in considered system is shown.

Nonlinear Bragg grating, Kerr nonlinearity, soliton tunneling, gap soliton, effective refractive index method, method FDTD

Статья поступила в редакцию 30 августа 2011 г.



Системы телекоммуникации, устройства передачи, приема и обработки сигналов

УДК 621.396

Ю. А. Никитин

Санкт-Петербургский филиал

"Ленинградское отделение Научно-исследовательского института радио"

Анализ дробного нониусного тракта приведения умножающего кольца импульсно-фазовой автоподстройки частоты

Рассмотрены варианты построения тракта приведения кольца импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАП) с дробным нониусом. Определены коэффициенты умножения помех, приходящих с опорным колебанием и попадающих в полосу прозрачности кольца ИФАП, а также рассмотрены пути их уменьшения.

Синтезатор частот, конечный автомат, импульсно-фазовая автоподстройка частоты, дробный нониусный тракт приведения, счетчик импульсов, делитель с дробно-переменным коэффициентом деления

Основная трудность при построении широкополосных синтезаторов в СВЧ-диапазонах заключается в обеспечении заданного мелкого шага сетки частот и минимального уровня шумовых побочных спектральных составляющих (ШПСС) и дискретных побочных спектральных составляющих (ДПСС) [1]–[3].

На качество синтезируемого колебания значительно влияют низкочастотные флуктуации и шумы, приходящие с опорным колебанием в тракт переноса (ТП) системы синтеза частот (ССЧ), а также шумы, формируемые собственно операционными узлами тракта.

Задачу синтеза сетки частот с малым и сверхмалым шагом F_c можно решить с помощью специализированного синтезатора (например, пассивного цифрового синтезатора – ПЦС), а перенос полученного колебания $F_{опНЧ}$ в требуемый диапазон возложить на ТП. ТП можно строить на основе либо тракта гетеродинирования, либо тракта умножения (как правило, с использованием умножающего кольца импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАП) [4]–[6], реже – с использованием тракта прямого умножения).

При использовании умножения с коэффициентом N в N раз возрастают помехи исходного колебания (как ШПСС, так и ДПСС). Поэтому прямое умножение с большой кратностью выходной частоты ПЦС $F_{опНЧ}$ нежелательно вследствие значительного ухудшения спектрального состава выходного колебания ССЧ $f_{выхВЧ}$.

Умножение частоты $F_{опНЧ}$ с помощью кольца ИФАП позволяет уменьшить шумы вне полосы прозрачности* кольца ИФАП $f_{ФАП}$ (в "дальней" зоне отстроек) от выходного колебания ССЧ $f_{выхВЧ}$. Шумы в "дальней" зоне отстроек в основном определяются спек-

* Границы полосы прозрачности определяются частотами, на которых коэффициент передачи разомкнутого кольца ФАП равен единице.

тральной линией перестраиваемого генератора (ПГ) кольца ИФАП. Однако такое решение добавляет проблемы внутри полосы прозрачности кольца ИФАП (в "ближней" зоне отстройек) из-за собственных шумов его операционных узлов [6].

В качестве конечного автомата (КА) обычно используют счетчики импульсов (СИ) – делители с переменным коэффициентом деления (ДПКД) N (целочисленным) или же делители с дробно-переменным коэффициентом деления (ДДПКД). Для этой цели возможно применять и пассивные цифровые синтезаторы частот [3], [4].

При цифровом синтезе с помощью кольца ИФАП коэффициент преобразования частоты $N \gg 1$. При N – целом $T_c = T_{\text{опнч}}$, при дробном $N = P/Q = \lfloor P/Q \rfloor + m/Q$, $m \in \overline{0, Q-1}$ ($\lfloor \cdot \rfloor$ – оператор выделения целой части, меньшей аргумента или равной ему; P и Q – результаты нормировки частот $f_{\text{выхвч}}$ и $F_{\text{опнч}}$ соответственно на шаг сетки F_c ; m – числитель дробной части N (коэффициента деления ДДПКД)). В ДДПКД имеется неравномерность отсчетов сигнала с периодом неравномерности $T_n = QT_{\text{опнч}} = PT_{\text{выхвч}} > T_{\text{опнч}}$. Обычно при активном синтезе определяют лишь P (и тем самым $f_{\text{выхвч}}$), а модуль дробности Q фиксируют. В частном случае активного аппроксимационного синтеза стоит задача формирования одной или нескольких частот с оговариваемой заранее допустимой неточностью воспроизведения номинального значения $f_{\text{выхвч}}$ и максимально возможным значением частоты сравнения в кольце, что требует определения обеих величин P и Q одновременно.

Существенный вклад в преобразование и усиление внешних шумов вносят структура умножителя – кольца ИФАП (рис. 1) и параметры входящих в ее состав элементов [5]*. ТП между входом опорной частоты $F_{\text{опнч}}$ и выходом $f_{\text{выхвч}}$ оказывает определяющее влияние на параметры последнего, являющегося выходным колебанием.

Целью настоящей статьи является анализ построения дробного нониусного ТП умножающего кольца ИФАП с целью минимизации уровня помех, приходящих с опорным колебанием и попадающих в полосу прозрачности кольца.

Будем характеризовать ТП колец ИФАП следующими параметрами:

- эквивалентным коэффициентом передачи ТП $N_э = f_{\text{выхвч}}/F_c$;
- коэффициентом умножения помех (фазовых шумов), приходящих с опорным колебанием $F_{\text{опнч}}$ и попадающих в полосу прозрачности кольца ИФАП $N_{\text{ш}} = f_{\text{выхвч}}/F_{\text{опнч}}$;
- коэффициентом качества ТП $K = N_э/N_{\text{ш}}$.

В тракте опорного колебания частоты $f_{\text{опвч}}$ в качестве синтезатора мелкой сетки

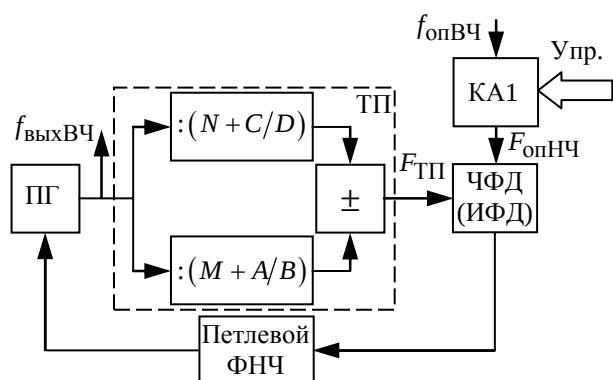


Рис. 1

* На рис. 1 целые части коэффициентов деления делителей в составе ТП обозначены N и M , а их дробные части представлены рациональными дробями C/D и A/B соответственно.

можно использовать ПЦС, например накапливающий сумматор (НС). В последнем случае коэффициент приведения частоты $f_{\text{опВЧ}}$ к $F_{\text{опНЧ}}$ равен $R = p/Q$, где p – результат нормировки частоты $f_{\text{опВЧ}}$ и $F_{\text{опНЧ}}$ на шаг сетки F_c .

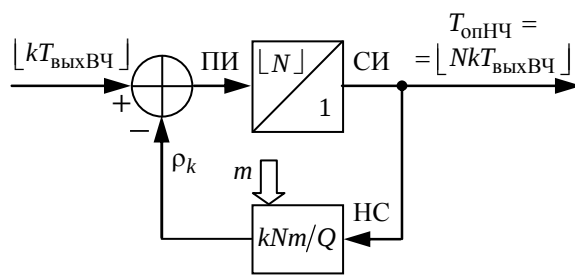


Рис. 2

На рис. 2 показана структура ДДПКД при временной записи процессов, происходящих в СИ, в поглотителе импульсов (ПИ) и в НС, где $k = 1, 2, \dots$ – номера тактов; $T_{\text{ВЫХВЧ}} = 1/f_{\text{ВЫХВЧ}}$; $T_{\text{опНЧ}} = 1/f_{\text{опНЧ}} = kNT_{\text{ВЫХВЧ}}$. Описание процессов в цифровых трактах во временной области удобнее и нагляднее, чем в частотной. Рассмотрение формируемых с помощью КА колебаний не только в частотной, но и во временной области, представляет теоретический и практический интерес, позволяет понимать закономерности работы КА и строить его математические модели, ориентированные на решение задач цифрового синтеза частот.

Для СИ функция выхода ρ_k – импульс переполнения – имеет вид $\rho_k = \lfloor k/P \rfloor - \lfloor (k-1)/P \rfloor$, $\rho_k \in (0, 1)$, $k = 0, 1, \dots$, а функция переходов (текущей суммы) – $S_k = P\{k/P\}$, где $\{\cdot\}$ – оператор выделения дробной части аргумента.

При применении НС емкостью Q в него можно записать число $m \in \overline{0, Q-1}$. В этом случае функция выхода имеет вид $\rho_k = \lfloor km/Q \rfloor - \lfloor (k-1)m/Q \rfloor$, $\rho_k \in (0, 1)$, а функция переходов $S_k = Q\{km/Q\}$.

Из сравнения выражений ρ_k для СИ и НС следует, что СИ является вырожденным случаем НС при $m = 1$.

Изменение коэффициента пересчета СИ в структуре ДДПКД организуют с помощью ПИ и НС (см. рис. 2). Последний тактируется выходными импульсами СИ. При поступлении импульса переполнения НС ρ_k на управляющий вход ПИ следующий по времени импульс входной последовательности исключается, что приводит к увеличению коэффициента $\lfloor N \rfloor$ на единицу. Поэтому средний за период неравномерности T_n коэффициент деления составляет $N = \frac{1}{Q} \sum_{k=1}^{k=Q} N_k$, где $N_k \in (\lfloor N \rfloor, \lceil N \rceil)$, причем $\lceil \cdot \rceil = \lfloor \cdot \rfloor + 1$ – оператор выделения целой части, большей аргумента или равной ему.

Введение дробности в ДПКД тракта приведения при заданном шаге сетки уменьшает требуемый коэффициент деления $N_{\text{ш}}$ в модуль дробности Q раз, что благотворно сказывается на шумовых параметрах выходного колебания синтезатора.

Умножение частоты с помощью кольца ИФАП можно осуществить по-разному. Для классического варианта ССЧ на основе синтезаторного кольца ИФАП (см. рис. 1) ТП реализуется в виде целочисленного СИ (ДПКД) в цепи обратной связи; параллельный ему второй СИ и смеситель отсутствуют. В этом случае шаг сетки частот $F_c = F_{\text{опНЧ}}$ постоянен и равен единице, а коэффициент качества $K = N_э/N_{\text{ш}}$ минимален: $N \equiv N_э \equiv N_{\text{ш}}$; $K \equiv 1$.

Уменьшения $N_{\text{ш}}$ можно достичь введением в ДПКД дробности, т. е. применением ДДПКД. В данном случае шаг сетки $F_c = f_{\text{опВЧ}}/(QR) = F_{\text{опНЧ}}/Q$. При этом шаг сетки F_c меньше частоты сравнения $F_{\text{опНЧ}}$ в Q раз. Ограничением величины шага сетки (количества разрядов дробности) служит значение полосы прозрачности $f_{\text{ФАП}}$ кольца ИФАП: частота F_c не должна попадать в его полосу прозрачности ($F_c > f_{\text{ФАП}}$).

Шаг сетки частот F_c в этом кольце также постоянен, а параметры кольца с дробным N : $N_g = N_{\text{ш}}Q$; $K = Q$.

Элементы кольца ИФАП – формирователи импульсов, СИ, НС, ИФД – генерируют собственные шумы, как правило, низкочастотные; эти шумы попадают в полосу прозрачности кольца и в полосе расстроек от 0 до $f_{\text{ФАП}}$ ($f_{\text{выхВЧ}} \pm f_{\text{ФАП}}$) ухудшают форму спектральной линии выходного колебания, образуя так называемый шумовой пьедестал. Поэтому уровень собственных шумов синтезатора необходимо учитывать при расчете любого кольца ИФАП. Для некоторых микросхем активных цифровых синтезаторов ИФАП величину собственных однополосных шумов, измеряемую в децибелах, можно рассчитать по формуле $D_{\text{ш}} = -\Phi_{\text{PLL}} + 10\lg F_{\text{дет}} + 20\lg N$, где Φ_{PLL} – фундаментальные (собственные) шумы микросхемы синтезатора по данным компании-производителя; $F_{\text{дет}} \equiv F_{\text{опНЧ}}$.

Задача минимизации уровня помех, приходящих с опорным колебанием, сводится не только к выбору элементной базы, но, прежде всего, к оптимизации структуры ТП.

Возможен нониусный вариант построения тракта приведения цифрового синтезатора частоты (см. рис. 1) [7]. В этом случае частоту ПГ $f_{\text{выхВЧ}}$ понижают делением в разное число раз – M и N (оба числа могут быть натуральными или рациональными), а затем вычитают меньшую частоту из большей, получая на выходе смесителя разностную частоту $F_{\text{опНЧ}}$. При этом коэффициент умножения шума $N_{\text{ш}}$ становится, как и при введении дробности, меньше эквивалентного коэффициента деления N_g и данные важные параметры кольца перестают быть синонимами. Другими словами, помехи, приходящие вместе с опорным колебанием, умножаются в K раз меньше, чем частота собственно опорного колебания. Однако шаг сетки синтезируемых частот F_c возрастает в K раз и изменяется по диапазону, поэтому кольцо ФАП с нониусным ТП целесообразно использовать в качестве умножительного, а не синтезаторного.

Если возможности элементной базы позволяют, целесообразно ввести дробность в оба плеча нониусного ТП (или хотя бы в одно плечо). Суть метода заключается в предварительном делении частоты $f_{\text{выхВЧ}}$ в $M + A/B$ и $N + C/D$ с последующим вычитанием.

Пусть коэффициент деления первого нониусного делителя целочисленный и равен N , а коэффициент второго дробного нониусного делителя дробный и равен $M + A/B$. Тогда эквивалентный коэффициент деления нониусного тракта составит

$$N_g = N(MB + A)/(MB + A - NB). \quad (1)$$

Интересен частный случай $M = N = B$; $A = 1$. При этом эквивалентный коэффициент передачи ТП

$$N_3 = N(N^2 + 1), \quad (2)$$

а коэффициент умножения кольцом ИФАП шумов, приходящих с опорным колебанием:

$$N_{ш} = N + 1/N \approx N. \quad (3)$$

Шаг сетки частот F_c в таком кольце непостоянен: $F_c = 3(N^2 + N + 1) - 1$, а коэффициент качества ТП

$$K = N^2(N + 1/N)/(N + 1/N) = N^2. \quad (4)$$

В результате выходная частота синтезатора $f_{\text{выхВЧ}} = f_{\text{опНЧ}}N_3 = f_{\text{опНЧ}}N(N^2 + 1)$.

Шаг сетки частот F_c в данном случае увеличивается по квадратично-линейному закону в $3(N^2 + N + 1) - 1$ раз по сравнению с "классическим" умножением с помощью синтезаторного кольца ИФАП. Преимущество данного метода заключается, во-первых, в практически одинаковом умножении фазовых шумов в N раз и, во-вторых, в N раз увеличенном N_3 по сравнению с целочисленным нониусным ТП, что существенно при широкополосном СВЧ-синтезе частот.

Использование в качестве КА пассивного синтезатора ПЦС позволяет не только дополнительно минимизировать общий коэффициент умножения помех, но и синтезировать выходную частоту с практически любым шагом сетки. В табл. 1 приведены результаты расчета для различных коэффициентов N при выполнении условий $M = N = B$; $A = 1$ с учетом выражений (2)–(4).

Таблица 1

N	N_3	$N_{ш}$	K
2	10	2.5	4
3	30	3	9
4	68	4	16
5	130	5	25
6	222	6	36
7	350	7	49
8	520	8	64

При минимизации знаменателя выражения (1) наиболее интересен частный случай $A = 1$; $M = N$. При этом

$$N_{3 \max} = M(MB + 1); K_{\max} = MB + 1. \quad (5)$$

Значения N_3 при различных сочетаниях M и B в (5) приведены в табл. 2.

Рассмотрим более общий случай с дробными коэффициентами деления обоих нониусных делителей в схеме на рис. 1: первого $N + C/D$, второго $M + A/B$. Тогда

$$N_3 = \frac{(MB + A)(ND + C)}{BD(N - M) + (BC - AD)}.$$

При $N = M$, $B = D$ и $C = A + 1$

$$N_3 = (NB + A)(NB + A + 1)/B = (N + A/B)(NB + A + 1).$$

При $N = D$, $B = M$ и $C = A + 1$ получим

$$N_3 = \frac{(M^2 + 1)(N^2 + 1)}{M(N^2 + 1) - N(M^2 + 1)}.$$

Таблица 2

B	M						
	2	3	4	5	6	7	8
	N_3						
2	10	21	36	55	78	105	136
3	14	30	52	80	114	154	200
4	18	39	68	105	150	203	264
5	22	48	84	130	186	252	328
6	26	57	100	155	222	301	392
7	30	66	116	180	258	350	456
8	34	75	132	205	294	399	520

Если принять $N = M + 1$, приходим к выражению

$$N_3 = (M^4 + 2M^3 + 2M + 2) / (M^2 + M - 1).$$

Наконец, при $N = M$, $B = C = A + 1$ и $D = A + 2$ N_3 и K максимальны:

$$N_3 = N^2(A^2 + 5) + 2N(A^2 + 4) + A(A + 1), \quad (6)$$

$$K = NA^2 + 3NA + 2N + 2A^2 + A + 1 + A^2/N + A/N. \quad (7)$$

В табл. 3 приведены результаты расчета параметров ТП для некоторых N с учетом (6) и (7).

Анализ показывает, что наибольший эффект от использования нониусного ТП дает структура с дробностью в одном из плеч, приведенная на рис. 1. Например, для получения $N_3 = 200$ в структуре ТП с дробностью в одном плече, согласно выражению (7) возможны варианты дробности (табл. 4), определенные из соотношения $A/B = N^2 / (N_3 - N) < 1$ с учетом необходимости выполнения неравенства $N < \lfloor \lfloor \sqrt{N_3} \rfloor \rfloor = \lfloor N_3 \rfloor - 1$, где оператор $\lfloor \cdot \rfloor$ означает выделение целой части, строго меньшей аргумента [10].

Для практики представляет интерес случай $A = C = 1$, $D = B + 1$ и $M = N$, поскольку при этом разность между коэффициентами деления плеч схемы на рис. 1 минимальна, N_3 максимален, а реализация дробности не требует применения НС. В этом случае $N_3 = (MB + 1)^2 + M(MB + 1)$. Возможные значения N_3 приведены в табл. 5.

При СВЧ-синтезе возможен вариант построения нониусного дробного ТП с предделителем (рис. 3). Такая схема позволяет решить задачу в условиях недостаточного быстродействия (не превышающего 1 ГГц) распространенных в настоящее время двухмодульных прескалеров, необходимых в ТП. Если принять $N = PS$, в этой схеме $N_3 = HMN(S + 1/M)$ при $N_{ш} = HN \approx HPS$. В отсутствие частотных ограничений предделитель в схему может не вводиться ($H = 1$).

В наиболее высокочастотных приложениях быстродействие предделителя может оказаться недостаточным. В таком случае возможен вариант с понижением частоты $f_{\text{выхВЧ}}$ на входе КА с помощью введения в ТП частоты подставки $F_{\text{доп}}$ и гетеродинирования "вниз" в

Таблица 3

N	N_3	$N_{ш}$	K
1	15	1.25	12
2	40	2	20
4	126	4	31.5
8	442	8	55.25
16	1650	16	103.125

Таблица 4

N	A	B
2	2	99
3	9	197
4	4	49
8	1	3
13	169	187

Таблица 5

B	M						
	2	3	4	5	6	7	8
	N_3						
2	35	70	117	176	247	330	425
3	63	130	221	336	475	638	825
4	99	208	320	500	775	1044	1353
5	143	304	525	806	1147	1548	2009
6	195	418	725	1116	1591	2150	2793
7	255	528	957	1476	2107	2800	3705
8	323	700	1221	1886	2695	3648	4745

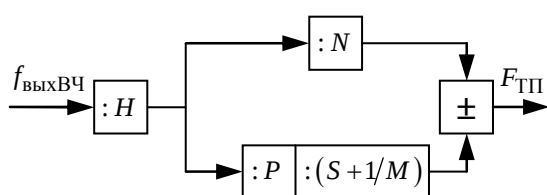


Рис. 3

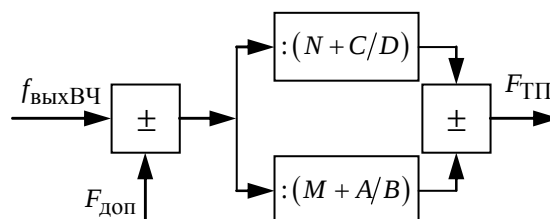


Рис. 4

соответствии с выражением $f_{\text{выхВЧ}} = F_{\text{КА}} \pm F_{\text{доп}} = F_{\text{опНЧ}} N \pm F_{\text{доп}}$ (рис. 4). В дополнение к понижению частоты при $F_{\text{доп}} > F_{\text{КА}}$ на выходе кольца ИФАП наблюдается инверсия спектра сигнала. Использование предварительного понижения частоты позволяет реализовать в ТП предельные возможности цифровой элементной базы КА и дополнительно уменьшить уровень помех, попадающих в полосу прозрачности умножающего кольца ИФАП. Следует лишь обратить внимание на качество колебания $F_{\text{доп}}$, вводимого в ТП.

Из проведенного анализа можно сделать следующие выводы:

- применение нониусного дробного ТП позволяет значительно уменьшить коэффициент умножения помех $N_{\text{ш}}$, попадающих в полосу прозрачности кольца ИФАП, при этом $N_{\text{э}} > N_{\text{ш}}$;
- использование в нониусном ТП предварительного понижения частоты позволяет реализовать предельные возможности цифровой элементной базы КА и обеспечить минимальный уровень шумов в ближней зоне выходного колебания СВЧ-синтезатора.

Список литературы

1. Галин А. С. Диапазонно-кварцевая стабилизация СВЧ. М.: Связь, 1976. 256 с.
2. Левин В. А., Малиновский В. Н., Романов С. К. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты. М.: Радио и связь, 1989. 232 с.
3. Белов Л. А. Формирование стабильных частот и сигналов. М.: Академия, 2005. 224 с.
4. Никитин Ю. А. Частотный метод анализа синтезаторной системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты. Ч. 3 // Современная электроника. 2007. № 9. С. 68–73.
5. Никитин Ю. А. Частотный метод анализа синтезаторной системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты. Ч. 1. Фильтрация помех структурой ФАП // Современная электроника. 2007. № 5. С. 66–67.
6. Никитин Ю. А. Синтез двухуровневых импульсных последовательностей с помощью цифровых конечных автоматов // Обработка сигналов в системах связи / ЛЭИС. Л., 1989. С. 92–102. (ТУИС. № 142.)
7. Sadowski B. A self-offset phase-locked loop // Microwave Journal. 2008. Vol. 51, № 4. P. 116–124.
8. Виноградов И. М. Основы теории чисел. СПб.: Лань, 2004. 176 с.

Y. A. Nikitin

Saint-Petersburg branch "Leningrad department of Scientific research institute of radio"

Analysis fractional vernier a feedback path of multiplying PLL

Variants of construction of a feedback path of impulse phase locked loop (PLL) with fractional vernier are considered. Factors of multiplication of the noise spurious coming with basic fluctuation and getting to a strip of a transparency of PLL are defined, and also ways of their reduction are considered.

Frequencies synthesizer, finite state machine, impulse phase locked Loop, fractional vernier a feedback path, the counter of impulses, fractional-N divider

Статья поступила в редакцию 6 апреля 2011 г.

УДК 621.372:519.72

К. А. Граевский

Нижегородский государственный лингвистический университет

им. Н. А. Добролюбова

Экспериментальные исследования метода фонетического декодирования слов на конечной группе дикторов и конечном словаре

Приведены результаты экспериментального исследования метода фонетического декодирования слов на конечной группе дикторов и ограниченном словаре. Описана методика проведенного эксперимента и результаты, полученные с помощью информационной системы фонетического анализа речи.

Распознавание речи, информационная теория восприятия речи, кластеризация, метод фонетического декодирования слов

Задача автоматического распознавания речи (АРР) весьма актуальна в распознавании – одном из приоритетных направлений прикладной информатики, а также при создании искусственного интеллекта. Существует множество подходов к решению задачи АРР. Для создания системы АРР, работающей в режиме реального времени, предпочтительно использовать адаптивные алгоритмы с высокими динамическими свойствами. С указанной точки зрения представляет несомненный интерес недавно созданная информационная теория восприятия речи (ИТВР) [1], и в частности созданный в рамках данной теории метод фонетического декодирования слов (МФДС) как альтернатива существующим методам. МФДС решает проблему вычислительной сложности, которая ограничивает возможности распознавания существующих методов в работе с большими словарями [2].

В настоящей статье приводятся описание МФДС, программа и результаты его лабораторных испытаний.

Постановка задачи. В соответствии с ИТВР распознавание осуществляется в два этапа. На первом этапе распознаются минимальные речевые единицы (МРЕ) типа отдельных фонем. На втором – слова, фразы и целые тексты как соответствующим образом структурированные последовательности разных фонем.

Первый этап распознавания осуществляется в рамках теоретико-информационного подхода [3], [4]. Он хорошо известен и основан на критерии минимума информационного рассогласования (МИР) и методе обеляющего фильтра (МОФ) [3].

Под фонемой понимают минимальную единицу звукового (фонетического) строя национального языка. Разным языкам соответствуют разные списки фонем – и по составу, и по количеству элементов R . Список фонем образует базовый уровень описания языка. Несмотря на существующие различия в реализациях некоторой r -й фонемы все они воспринимаются человеком как нечто общее, иначе речь утратила бы свою информативность. Поэтому можно утверждать, что одноименные реализации x_{rj} , $j = \overline{1, J_r}$, $J_r \gg 1$, в сознании человека группируются в соответствующие классы или в речевые образы фонем

$X_r = \{\mathbf{x}_{rj}\}$, $r = \overline{1, R}$, вокруг некоторого центра – эталонной метки данного образа. В информационной теории восприятия речи указанные эталоны определяются в строгом теоретико-информационном смысле: речевая метка $\mathbf{x}_r^* \in X_r$ образуется информационным центром-эталонном r -го речевого образа, если в пределах множества X_r она характеризуется минимальной суммой информационных рассогласований (ИР) по Кульбаку–Лейблеру $\rho(\mathbf{x}/\mathbf{x}_r^*) \geq 0$ относительно всех других его меток-реализаций $\mathbf{x}_{rj}$, $j = \overline{1, J_r}$. По своей сути это статистический аналог понятия "центр массы" физического тела. Именно в понятии информационного центра (ИЦ) r -го множества реализаций X_r дается наиболее информативное описание свойств соответствующей фонемы. Одновременно становится очевидным и механизм формирования самого этого множества. Анализируемый (входной) речевой сигнал $X(t)$ в дискретном времени $t = 0, 1, \dots$ сначала мысленно разбивается на ряд последовательных сегментов данных $\mathbf{x}(l)$, $l = 1, 2, \dots$, длиной в одну МРЕ ($\tau \approx 10 \dots 15$ мс) каждый [5]. После этого каждый полученный парциальный сигнал рассматривается в пределах конечного списка фонем $\{X_r\}$ и отождествляется с той X_v из них, которая отвечает принципу минимума ИР $\rho(\mathbf{x}/\mathbf{x}_v^*) = \min_r \rho(\mathbf{x}/\mathbf{x}_r^*)$ между вектором $\mathbf{x}(l)$ и соответствующим ИЦ-эталонном $\mathbf{x}_v^*$, $v \leq R$. Это известная формулировка критерия МИР в задачах АРР [6].

Одной из наиболее эффективных реализаций критерия МИР служит МОФ. При этом решающая статистика примет вид $\rho(\mathbf{x}/\mathbf{x}_r) \triangleq (1/2) [\sigma_r^2(\mathbf{x})/\sigma_0^2 - 1]$, $r = \overline{1, R}$, где $\sigma_r^2(\mathbf{x})$ – выборочная дисперсия отклика r -го обесцвечивающего фильтра (ОФ), который основан на авторегрессионной модели (АР-модели) МРЕ общего вида: $y_r(l) = x(l) - \sum_{i=1}^p a_{ri}x(l-i)$, $l = 1, 2, \dots, L$, где a_{ri} – элемент вектора авторегрессионных коэффициентов.

Преимуществом приведенной формулировки принципа МИР является адаптивный вариант реализации МОФ, основанный на быстрых вычислительных процедурах, таких, как метод Берга [7].

Результатом первого этапа распознавания является выделение МРЕ в анализируемом речевом сигнале. К примеру, речевой сигнал, состоящий из одного слова, будет разбит на фонемы, которые, естественно, могут повторяться. Это можно записать, как $\{\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_L\}$, $\mathbf{x}_i \in \{\mathbf{x}_v^*\}$, где L – количество фонем в слове. Данная последовательность является фонетическим кодом анализируемого слова. На этом первый этап заканчивается.

Второй этап распознавания состоит в распознавании слов, фраз и текстов как определенным образом структурированных последовательностей фонем. Другими словами, необходимо декодировать составленный на первом этапе фонетический код. На втором этапе используется МФДС. Он имеет ряд преимуществ перед существующими методами, так как использует специальный математический аппарат для преодоления проблемы больших речевых баз данных [6].

В связи с этим возникает вопрос оценки эффективности МФДС в реальных условиях. В настоящей статье указанный вопрос решается экспериментальным путем.

Алгоритм АРР. Для проведения эксперимента использовалась информационная система фонетического анализа речи (ИС ФАР) [8]. В начале эксперимента записаны произношения числительных от "ноля" до "девяти", по пять реализаций каждого. Для этого применялись аппаратные средства: динамический микрофон AKG 77 S и ламповый микрофонный предусилитель ART TUBE MP Project Series USB. Частота дискретизации 8 кГц. По всем реализациям в ИС ФАР была сформирована фонетическая база данных (ФБД), со следующими параметрами: порядок АР-модели – 12; порог по сегментации – 0.7; порог по величине информационного рассогласования (ВИР) одноименных МРЕ нового диктора – 1.2; порог по длине МРЕ – 3. В автоматическом режиме система выделила 26 фонем. Далее все реализации обрабатывались с помощью ИС ФАР для получения фонетических кодов слов – последовательностей опознанных фонетических символов, представленных в виде цифровых последовательностей, где каждой цифре соответствовал фонемный символ (табл. 1).

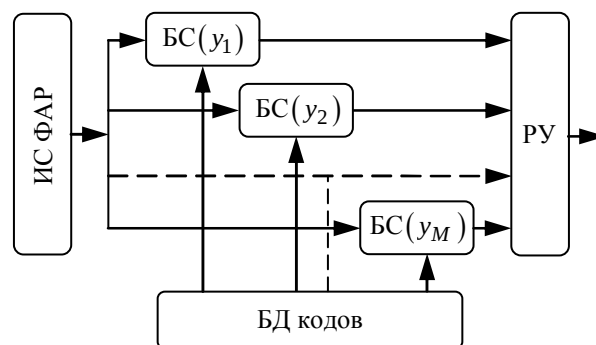
Для задания кодов эталонов по полученным результатам выявлены коды так называемых устойчивых фонем, встречающихся в каждой реализации. Например для числительного "два", таким кодом может являться последовательность: 3–8–21.

Для сравнения кодов разработан дополнительный блок для ИС ФАР, расположенный в подсистеме автоматического выделения фонем (рисунок). Исходными данными для блока являлась последовательность фонем $\mathbf{x} = \{\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_L\}$, $\mathbf{x}_i \in \{\mathbf{x}_v^*\}$, которая формируется на выходе ИС ФАР. Данная последовательность сравнивалась с кодами эталонов слов

Таблица 1

Числительное	Фонетический код	Числительное	Фонетический код
Ноль	3–9–23–15–11	Один	12–15–17–15–3–11
	15–9–23–15–11–11		16–12–24–13–13–15–3
	3–9–23–1–2		16–24–17–13–15–18
	3–9–23–14–1–1		16–2–24–17–13–15
	3–9–23–1–14–11		16–16–24–13–17–13–15–15
Два	3–8–21–9	Три	2–10–11
	3–26–8–8–9–21–21		24–10–10–11–11
	3–15–8–8–21–21–11		1–10–10–13–15
	3–8–8–21–21		2–17–13–11–11
	3–8–9–21–21–11		2–10–1–12
Четыре	5–5–17–2–17–15–11–11	Пять	12–1–6–12–11
	5–17–16–17–11–11		1–5–24–11
	5–17–15–2–10–15–11		1–1–5–7–1
	5–15–17–1–11		2–24–1–5–15
	24–15–17–1–11		2–24–15–5–7
Шесть	20–14–6–12–12–6	Семь	6–17–4–2
	20–20–11–1–6–6–7		6–6–10–4
	20–1–17–6–15–6–15		6–17–4–4
	20–12–16–1–7–6–15–6–6		6–17–4–26
	20–20–16–24–6–12–15		5–17–4–4
Восемь	15–3–9–5–6–7–10–26	Девять	3–17–2–17–25–7–11
	23–9–5–26–26		18–3–17–2–12
	9–19–5–5–10–1–26		3–17–17–2–11
	19–5–10–1–26		15–13–10–2–2
	19–5–10–26–26		3–10–2–6–6–12

$Y_m = \{y_{m1}, y_{m2}, \dots, y_{mL}\}$, находящихся в базе данных (БД) кодов. Сравнение проходило в блоках сравнения (БС) в M каналах (по количеству эталонов). Далее в решающем устройстве (РУ) выбирался тот эталон, количество фонем в котором максимально.



Программа эксперимента. С помощью представленных аппаратных средств было записано по сто произношений числительных от "ноля" до "девяти". Они обрабатывались ИС ФАР с теми же порогами и ФБД. При анализе полученных кодов выявилась существенная проблема, заключающаяся в том, что в разных реализациях одного числительного (к примеру, "восемь") одна и та же фонема (к примеру, "в") может быть кодирована разными цифровыми символами (такими, как 19 и 11). Несмотря на это изначально необходимо определить вероятность распознавания при использовании своего кода-эталона для каждого числительного. В соответствии с этим задавались фонетические коды-эталоны числительных, состоящие из наиболее "устойчивых" фонем.

Эти коды были записаны в БД кодов (рисунок), после чего все реализации числительных по очереди поступали на вход ИС ФАР. Там они обрабатывались в блоке автоматического выделения фонем и поступали на вход дополнительного блока, где сравнивались с записанными в БД кодами-эталонами.

Фонетические коды числительных и результаты их распознавания приведены в табл. 2. В столбце "отказов" указаны вероятности отказа от распознавания (в пределах заявленного алфавита), а в столбце "перепутывания" – вероятности неверного определения истинного слова. Нетрудно заметить, что средний процент распознавания (54.2 %) весьма невысок. В рамках решаемой задачи данный результат неприемлем.

Для повышения эффективности распознавания предлагается использовать кластеризацию фонем методом ближайших соседей [9]. Она реализуется следующим образом. Вначале каждый объект формирует свой кластер. Затем наиболее близкие по расстоянию кластеры объединяются. В общем случае данная процедура проходит до объединения всех объектов в один кластер. В решаемой задаче объектом является фонема. Поскольку используемый алгоритм реализует критерий МИР, то расстояния между фонемами в метрике Кульбака–Лейблера отображаются в матрице величины информационного рассогласования (ВИР).

Фрагмент начальной матрицы ВИР представлен в табл. 3. Здесь каждая фонема представляет собой кластер. Матрица ВИР состоит из 26 кластеров. В данной матрице находится минимальное значение (нули на главной диагонали в расчет не берутся) и фонемы,

Таблица 2

Числительное	Фонетический код	Вероятность		
		правильного распознавания	ошибок, в том числе	
			отказов	перепутывания
Ноль	3–9	0.93	0.07	0
Один	16–13	0.58	0.33	0.09
Два	3–8–21	0.78	0.05	0.17
Три	2–10	0.45	0.55	0
Четыре	5–17–1	0.31	0.67	0.02
Пять	1–7	0.58	0.42	0
Шесть	20–6–7	0.35	0.53	0.12
Семь	5–10–4	0.37	0.60	0.03
Восемь	19–5–26	0.70	0.29	0.01
Девять	17–2–7	0.37	0.34	0.29

Таблица 3

Фонема	Фонема								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
	ВИР								
1	0	0.28186	0.85808	1.1609	20.5873	27.9234	9.1435	20.2944	30.348
2	0.25896	0	1.0467	1.7859	17.7409	24.3094	9.7558	26.0307	39.004
3	1.3013	2.3781	0	1.655	13.9698	9.9046	8.6927	13.3171	20.1275
4	1.2987	1.5912	1.5722	0	64.1386	73.8441	47.0112	6.9985	9.2268
5	33.0941	31.0719	112.9887	89.7104	0	0.46263	0.93944	263.165	388.61
6	13.1507	13.4955	44.701	35.0458	0.56896	0	0.56988	99.7986	148.82
7	11.1228	12.2618	38.9947	29.1171	0.66861	0.57199	0	78.5368	117.69
8	6.4137	9.7251	2.4454	6.3218	26.3113	15.776	13.5303	0	0.5047

на пересечении которых было найдено минимальное значение, объединяются в один кластер, причем для оставшейся фонемы выбирается минимальное из двух имеющихся значений. При применении метода одиночной связи в его классическом варианте в результате должен остаться один кластер, который будет содержать в себе все фонемы. Чтобы не допустить этого, необходимо ввести порог, ограничивающий расстояние для объединения кластеров. Ограничивающий порог был подобран эмпирическим путем и установлен на уровне 0.6. После этого проведена кластеризация матрицы ВИР с данным порогом (табл. 4).

После кластеризации количество кластеров уменьшилось с 26 до 15. Четыре кластера включили в себя по три фонемы: 1,2,24; 4,11,26; 5,6,7; 10,13,17 и три кластера по две фонемы: 8,9; 12,25; 16,22.

По результатам кластеризации в разработанный блок ИС ФАР внесены необходимые изменения для того, чтобы фонемы, которые в процессе кластеризации были объединены в один кластер, система определяла как одну и ту же фонему. Логично предположить, что эти действия должны решить проблему множественности представления фонем, описанную ранее. Для проверки сделанного предположения в фонетических кодах слов (см. табл. 2) кластеры, состоящие из нескольких фонем, обозначены латинскими буквами (табл. 5). Тогда эти фонетические коды получили вид, представленный в табл. 6.

Коды табл. 6 записывались в БД разработанного блока как фонетические коды-эталон числительных. Далее с помощью ИС ФАР обрабатывались по 100 реализаций каждого числительного. Процесс происходил следующим образом: звуковой файл загружался в ИС ФАР, где обрабатывался в блоке автоматического выделения фонем. В результате генерировалась после-

Таблица 4

Кластер	Кластер								
	1,2,24	3	4,11,26	5,6,7	8,9	10,13,17	12,25	14	15
	ВИР								
1,2,24	0	0.7262	1.1609	8.5446	20.2944	0.66846	2.2205	1.7849	1.6691
3	1.3013	0	1.4234	8.6927	13.3171	0.78172	1.724	3.1272	0.74963
4,11,26	1.2877	1.3886	0	15.336	2.9917	3.3846	4.0876	0.7861	0.94123
5,6,7	11.122	38.994	13.69	0	78.5368	5.0663	1.0818	18.497	15.7327
8,9	4.6999	2.4454	1.8931	13.53	0	4.6235	4.2146	4.1482	1.9785
10,13,17	1.2771	0.7593	5.6602	2.1595	35.945	0	1.4146	9.2584	3.8311
12,25	3.039	14.157	5.5466	1.2872	21.3289	1.9588	0	4.7608	7.0851
14	1.9111	2.5041	0.6116	20.323	8.8565	4.9409	5.0296	0	1.5422
15	1.9941	0.8651	0.6456	5.4201	10.2301	2.226	1.235	1.3153	0
16,22	2.0588	8.828	6.9234	6.8647	2.9879	3.1488	1.997	2.8859	5.1579

довательность фонем, которая впоследствии сравнивалась по описанному алгоритму с кодами эталонов в разработанном блоке. В табл. 7 представлены полученные результаты.

Общая вероятность распознавания по всем числительным в данном случае составила 86.1 %. Как можно видеть, вероятности восьми из десяти числительных находилась на приемлемом уровне. Но для числительных "четыре" и "восемь" вероятность распознавания составила 51 и 63 % соответственно, что неудовлетворительно. Однако для указанных числительных на ряду с выявленными могут использоваться и другие фонетические коды. Для числительного "четыре" это код 5–2–2, а для числительного "восемь" – 19–5–10–4. После учета кластеризации они принимают вид: "четыре": С–А–А; "восемь": 19–С–Е–В.

При использовании для распознавания каждого из этих числительных двух кодов одновременно: "четыре": С–Е–А и С–А–А, "восемь": 19–С–В и 19–С–Е–В вероятность правильного распознавания первого из них составила 90, второго – 96 %.

Эти результаты неплохо сочетаются с результатами для остальных числительных. Общая вероятность распознавания по всем числительным с учетом приведенных изменений составила 93.1 %.

Вероятности ошибок распознавания представлены в табл. 8, а табл. 9 содержит детализировку вероятностей перепутывания числительных друг с другом.

В процессе проведенного эксперимента исследования на эффективность МФДС в задаче распознавания изолированных слов из ограниченного словаря с применением кластеризации фонем. Эксперимент разделялся на два этапа. Первый – распознавание числительных с использованием для каждого своего кода-эталона, состоящего из наиболее "устойчивых" фонем. На данном этапе была выявлена проблема, заключающаяся в том, что в разных реализациях одного числительного одна и та же фонема может быть кодирована разными цифровыми символами. Именно она стала причиной низкой вероятности распознавания, которая на данном этапе составила 54.2 %.

Для преодоления указанной проблемы потребовалось ввести несколько кодов-эталонов для каждого числительного. Решение этой задачи и скорректированные результаты распознавания получены на втором этапе эксперимента.

Таблица 5

Фонема	Кластер
1, 2, 24	А
4, 11, 26	В
5, 6, 7	С
8, 9	Д
10, 13, 17	Е
12, 25	F
16, 22	G

Таблица 6

Числительное	Код	
	исходный	преобразованный
Ноль	3–9	3–D
Один	16–13	G–E
Два	3–8–21	3–D–21
Три	2–10	A–E
Четыре	5–17–1	C–E–A
Пять	1–7	A–C
Шесть	20–6–7	20–C–C
Семь	5–10–4	C–E–B
Восемь	19–5–26	19–C–B
Девять	17–2–7	E–A–C

Таблица 7

Числительное	Вероятность правильного распознавания
Ноль	0.92
Один	0.95
Два	0.93
Три	0.90
Четыре	0.51
Пять	0.90
Шесть	0.92
Семь	0.96
Восемь	0.63
Девять	0.99

Таблица 8

Числительное	Вероятность	
	отказов	перепутывания
Ноль	0.07	0.01
Один	0.02	0.03
Два	0.04	0.03
Три	0.1	0
Четыре	0.07	0.03
Пять	0.08	0.01
Шесть	0.03	0.05
Семь	0	0.04
Восемь	0.04	0
Девять	0	0.01

Таблица 9

Входной стимул	Результат распознавания									
	Ноль	Один	Два	Три	Четыре	Пять	Шесть	Семь	Восемь	Девять
	Вероятность перепутывания									
Ноль	0	0	0.01	0	0	0	0	0	0	0
Один	0	0	0	0.03	0	0	0	0	0	0
Два	0.03	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Три	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Четыре	0	0	0	0.01	0	0	0	0.01	0	0
Пять	0	0	0	0.01	0	0	0	0	0	0
Шесть	0	0	0	0	0	0.05	0	0	0	0
Семь	0	0	0	0	0.04	0	0	0	0	0
Восемь	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Девять	0	0	0	0.01	0	0	0	0	0	0

Задача решена использованием кластеризации фонем по принципу похожести. Принцип реализовывался объединением в один кластер фонем, ВИР между которыми имел наименьшее значение. При этом был введен ограничивающий порог. Результатом проделанной работы стало повышение вероятности распознавания по всем числительным до 93.1 %, что удовлетворяет требованиям, предъявляемым к системам подобного рода.

В настоящей статье показано, что при очевидном выигрыше в работе с большими словарями [6] МФДС сохраняет эффективность на высоком уровне и не проигрывает по данному показателю самым современным методам. Это дает возможность использовать разработанный МФДС в различных прикладных отраслях распознавания речи, например таких, как аудиопоиск ключевых слов в звуковых файлах большого объема.

Список литературы

1. Савченко В. В. Информационная теория восприятия речи // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2007. Вып.6. С. 3–9.
2. Савченко В. В. Метод фонетического декодирования слов в задаче автоматического распознавания речи на основе принципа минимума информационного рассогласования // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2009. Вып 5. С. 41–49.
3. Савченко В. В. Автоматическая обработка речи по критерию минимума информационного рассогласования на основе метода обеляющего фильтра // Радиотехника и электроника. 2005. Т. 50, № 3. С. 309–314.
4. Савченко В. В. Акатьев Д. Ю., Карпов Н. В. Автоматическое распознавание элементарных речевых единиц методом обеляющего фильтра // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2007. Вып. 4. С. 35–42.
5. Levinson S. C. Mathematical models for speech technology. Chichester, England: John Wiley&Sons Ltd, 2005. 261 p.
6. Савченко В. В. Автоматическое распознавание речи на основе кластерной модели минимальных речевых единиц в информационной метрике Кульбака–Лейблера // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2011. Вып. 3. С. 9–18.
7. Марпл С.Л.-мл. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990. 584 с.
8. Свид. о гос. рег. программы для ЭВМ № 2008615442. Информационная система фонетического анализа слитной речи / В. В. Савченко, Д. Ю. Акатьев, И. В. Губочкин и др. / Зарегистр. 15.09.2008.
9. Мандель И. Д. Кластерный анализ. М.: Финансы и статистика, 1988. 176 с.

K. A. Graevskiy

Nizhny Novgorod state linguistic university n. a. N. A. Dobrolubov

Experimental researches of words phonetic decoding method on finite group of speakers and on finite dictionary

Results of an experimental research of words phonetic decoding method on finite group of speakers and on finite dictionary are presented. The experiment technique and the results received by means of an information system of the speech phonetic analysis is described.

Voice recognition, information theory of speech perception, clustering, words phonetic decoding method

Статья поступила в редакцию 14 апреля 2011 г.

УДК 621.391:534.2:535.4

Л. А. Аронов, С. В. Грачев, К. П. Наумов, В. Н. Ушаков
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ"

Акустооптический спектроанализатор с временным интегрированием

Представлена структурная схема и описан алгоритм функционирования акустооптического спектроанализатора. Ядро преобразования Фурье в представленной схеме реализуется за счет пространственно-временного интегрирования, а анализируемый сигнал подается в качестве модулирующего на вход источника излучения. Показано, что полоса одновременного анализа определяется как удвоенная полоса рабочих частот акустооптических модуляторов, поэтому, используя современную элементную базу, можно достичь полос анализа 2 ГГц. Описана многоканальная архитектура спектроанализатора на основе оптоволоконных излучающих модулей и матричного фотоприемника.

Спектральный анализ, оптическая обработка радиосигналов, акустооптический модулятор

Акустооптические процессоры (АОП) отличаются высокой скоростью обработки, которая ограничивается лишь скоростью ввода и вывода данных, а также большим объемом параллельно обрабатываемой информации, что обусловлено двумерностью оптических систем. Простота выполнения в АОП преобразования Фурье, свертки и корреляции делает их наряду с другими применениями особенно привлекательными для обработки сигналов. Известно два основных типа АОП: с пространственным интегрированием и с временным интегрированием. В акустооптических спектроанализаторах с пространственным интегрированием (АОСПИ) анализируемый сигнал вводится в акустооптический модулятор (АОМ), а в плоскости фотоприемника формируется спектральная плотность мощности той части реализации сигнала, которая попадает в апертуру модулятора [1], [2]. Полоса одновременного анализа АОСПИ определяется рабочей полосой частот акустооптического модулятора и может достигать 1 ГГц. Разрешающая способность АОСПИ по частоте определяется временной апертурой АОМ и оценивается значением 1 МГц [2], а количество разрешаемых спектральных компонентов составляет порядка 1000.

Для построения акустооптического спектроанализатора с временным интегрированием (АОСВИ) требуется один (схема Спрэга) или два (схема Монтгомери) [2], [3] опорных сигнала в виде ЛЧМ-импульсов. Фотоприемное устройство с накоплением заряда располагается в плоскости изображений и осуществляет временное интегрирование. При этом формируется амплитудный спектр реализации сигнала, попадающей в интервал времени накопления в фотоприемном устройстве. Разрешающая способность АОСВИ по частоте определяется временем накопления заряда в фотоприемнике и может варьироваться в пределах от единиц герц до сотен килогерц. При этом величина полосы одновременного анализа уменьшается с ростом разрешающей способности и определяется той частью опорного сигнала, которая попадает в апертуру АОМ. Количество разрешимых спектральных компонентов также может быть оценено как 1000.

В ряде задач требуется сочетание в устройстве спектрального анализа широкой полосы анализа и высокой разрешающей способности при высоком быстродействии. Предлагаемая в статье схема акустооптического спектроанализатора позволяет достичь этого сочетания.

Структурная схема и принцип работы спектроанализатора. Рассмотрим схему спектроанализатора, представленную на рисунке. В ее состав входят: 1 – лазерный источник излучения с возможностью модуляции по интенсивности; 2 – коллимирующая линза; 3, 4 – АОМ; 5 – цилиндрическая линза (линза Фурье); 6 – фотоприемник на основе прибора с зарядовой связью; 7 – фильтрующая диафрагма.

Принцип работы анализатора следующий. Входной сигнал $S_{\text{вх}}(t)$, подлежащий анализу, с некоторым постоянным смещением C_0 подается на модулирующий вход источника излучения 1. Интенсивность светового поля, излучаемого лазером, в этом случае может быть записана как

$$I_{\text{л}}(t) = a[C_0 + S_{\text{вх}}(t)], \quad (1)$$

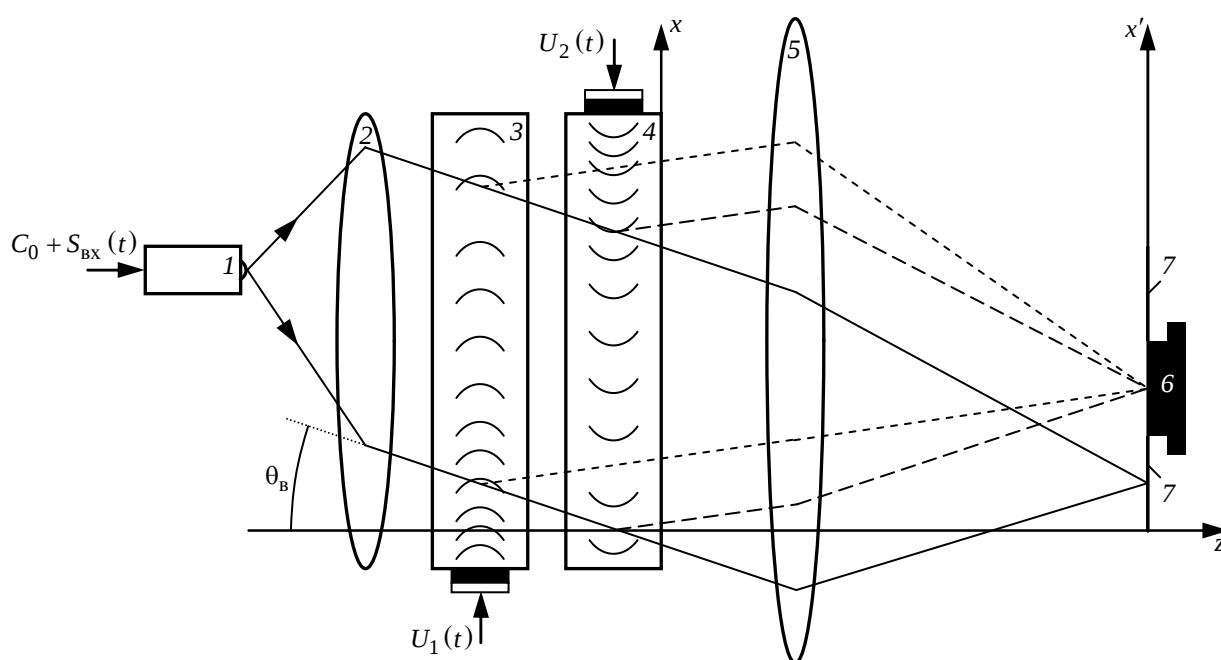
где a – коэффициент, учитывающий эффективность модуляции лазера.

Коллимирующая линза 2 формирует из расходящейся световой волны волну с плоским волновым фронтом, наклоненным к оптической оси под углом Брэгга $\theta_{\text{б}} = \lambda/(2\Lambda)$ (λ , Λ – длины волн света и звука соответственно). При этом в любой точке поперечного сечения пучка интенсивность излучения описывается выражением (1). Для рассмотрения принципа работы спектроанализатора запишем комплексную амплитуду этой плоской волны через составляющую напряженности светового поля:

$$\dot{E}_{\text{л}}(x, t) = \sqrt{I_{\text{л}}(t)} \exp[j\varphi(t) + jkx \sin \theta_{\text{б}}] = \sqrt{I_{\text{л}}(t)} \exp[j\varphi(t) + jKx/2], \quad (2)$$

где $\varphi(t)$ – функция, описывающая изменение фазы плоской волны во времени; $k = 2\pi/\lambda$ и $K = 2\pi/\Lambda$ – волновые числа света и акустической волны соответственно. Световая волна падает на АОМ 3 и 4 под углом Брэгга $\theta_{\text{б}}$. Отметим, что $\varphi(t)$ является случайной функцией времени и определяется степенью когерентности лазерного источника.

После дифракции напряженность светового поля в выходной плоскости АОМ 3 описывается выражением



$$\dot{E}_1(x, t) = (1 - \eta) \dot{E}_л(x, t) + \eta \dot{E}_л(x, t) \dot{u}_1(t - x/V) \exp(-jKx + j\Omega t), \quad (3)$$

где η – коэффициент эффективности дифракции; $\dot{u}_1(t)$ – комплексная огибающая опорного сигнала, подаваемого на АОМ 3; V – скорость распространения акустической волны в кристалле АОМ; Ω – частота акустической волны. В выражении (3) первое слагаемое соответствует нулевому порядку дифракции (непродифрагировавший свет), а второе слагаемое – "+1" порядку дифракции (продифрагировавший свет). Далее оба этих световых пучка претерпевают дифракцию на АОМ 4. Так как АОМ 4 ориентирован встречно по отношению к АОМ 3, напряженность светового поля за ним может быть записана следующим образом:

$$\begin{aligned} \dot{E}_2(x, t) = & (1 - \eta)^2 \dot{E}_л(x, t) + \eta \dot{E}_л(x, t) \dot{u}_1(t - x/V) \exp(-jKx + j\Omega t) + \\ & + (1 - \eta) \eta \dot{E}_л(x, t) \dot{u}_2^*[t + (x - L)/V] \exp[-jK(x - L) - j\Omega t] + \\ & + \eta^2 \dot{E}_л(x, t) \dot{u}_1(t - x/V) \dot{u}_2[t + (x - L)/V] \exp[-jkL + j2\Omega t]. \end{aligned} \quad (4)$$

Выражение (4) описывает конечный результат дифракции света на встречно-ориентированных АОМ 3 и 4. Второе и третье слагаемые соответствуют свету, продифрагировавшему на одном из АОМ и прошедшему второй из них без дифракции. Последнее слагаемое представляет свет, продифрагировавший последовательно на обоих АОМ, а первое слагаемое соответствуют недифрагировавшему свету. Выражение (4) записано при условии идентичности АОМ, характеризующихся одинаковыми скоростями распространения акустической волны V в кристаллах и равными коэффициентами эффективности дифракции η .

В спектроанализаторе коллимирующая линза 2 и модуляторы 3 и 4 расположены достаточно близко друг к другу, что позволяет не учитывать изменения фазы светового поля при распространении волны в пространстве между ними и записать выражения (2)–(4) в общей системе координат.

Передняя фокальная плоскость цилиндрической линзы 5 совпадает с плоскостью апертуры АОМ 4, а задняя фокальная плоскость расположена во входной плоскости ПЗС-матрицы 6. В этом случае напряженность поля в плоскости ПЗС-матрицы связана с напряженностью поля в плоскости АОМ 4 пространственным преобразованием Фурье:

$$\dot{E}_{ПЗС}(x', t) = A \int_0^L \dot{E}_2(x, t) \exp\left(j \frac{kx'x}{F}\right) dx,$$

где A – постоянная, не зависящая от времени и пространственных координат; L – апертура светового пучка, которая полагается равной апертуре обоих АОМ; F – фокусное расстояние линзы 5.

Световое поле в задней фокальной плоскости линзы 5 (в апертуре ПЗС) имеет вид

$$\begin{aligned} \dot{E}_{ПЗС}(x', t) = & A \eta \exp(j\Omega t) \int_0^L \dot{E}_л(x, t) \dot{u}_1\left(t - \frac{x}{V}\right) \exp\left(-jKx + j \frac{kx'x}{F}\right) dx + \\ & + A(1 - \eta) \eta \exp(-j\Omega t) \int_0^L \dot{E}_л(x, t) \dot{u}_2^*\left(t + \frac{x - L}{V}\right) \exp\left[-jK(x - L) + j \frac{kx'x}{F}\right] dx. \end{aligned} \quad (5)$$

В этом выражении принята во внимание пространственная фильтрация светового поля, осуществляемая диафрагмой 7, благодаря которой на ПЗС-фотоприемник 6 попадают только два световых пучка, каждый из которых испытал дифракцию на своем АОМ.

Введя обозначения для нестационарных (мгновенных) спектров комплексных огибающих опорных сигналов

$$\tilde{U}_{1t}(\omega) = \int_{t-T_a}^t \dot{u}_1(t') \exp(-j\omega t') dt'; \quad \tilde{U}_{2t}^*(\omega) = \int_{t-T_a}^t \dot{u}_2^*(t') \exp(j\omega t') dt'$$

($T_a = L/V$ – временная апертура АОМ), подставим (2) в (6) и, учтя свойства преобразования Фурье, перепишем (5) в виде

$$\begin{aligned} \dot{E}_{\text{ПЗС}}(x', t) = & AV \sqrt{a[C_0 + S_{\text{вх}}(t)]} \exp(j\varphi) \times \\ & \times \left\{ \eta \tilde{U}_{1t}(kVx'/F - KV/2) \exp[j(kx'/F - K/2)Vt + j\Omega t] + \right. \\ & \left. + (1+\eta) \eta \tilde{U}_{2t}^*(kVx'/F - KV/2) \exp[j(kx'/F - K/2)(L - Vt) - j\Omega t + jKL] \right\}. \end{aligned}$$

Интенсивность света в плоскости ПЗС-матрицы определяется как

$$\begin{aligned} I_{\text{ПЗС}}(x', t) = & [1/(2Z_0)] |A|^2 V^2 [C_0 + S_{\text{вх}}(t)] \left[\eta^2 \left| \tilde{U}_{1t}(kVx'/F - KV/2) \right|^2 + \right. \\ & + (1-\eta)^2 \eta^2 \left| \tilde{U}_{2t}^*(kVx'/F - KV/2) \right|^2 + 2 \operatorname{Re} \left\{ (1-\eta) \eta^2 \tilde{U}_{1t}(kVx'/F - KV/2) \times \right. \\ & \left. \left. \times \tilde{U}_{2t}^*(kVx'/F - KV/2) \exp \left\{ j \left[(2kVx'/F)t + \Omega t - kLx'/F - KL/2 \right] \right\} \right\} \right]. \end{aligned} \quad (6)$$

где $Z_0 = 120\pi$ Ом – волновое сопротивление свободного пространства.

Зная интенсивность оптического излучения, освещающего ПЗС-матрицу, найдем заряд, накапливаемый этим фотодетектором за время T_H : $Q(x') = \gamma \int_0^{T_H} I_{\text{ПЗС}}(dt)$, где γ – чув-

ствительность ПЗС по заряду. Прежде чем записать выражение для накопленного заряда, проанализируем составляющие интенсивности поля в выражении (6). Представим это выражение в виде суммы четырех слагаемых, обладающих различными свойствами. Первое слагаемое имеет вид

$$\begin{aligned} I_{\text{ПЗС}}^{(1)}(x', t) = & [1/(2Z_0)] |A|^2 V^2 C_0 \times \\ & \times \left\{ \eta^2 \left| \tilde{U}_{1t}(kVx'/F - KV/2) \right|^2 + (1-\eta)^2 \eta^2 \left| \tilde{U}_{2t}^*(kVx'/F - KV/2) \right|^2 \right\} \end{aligned}$$

и представляет сумму мгновенных пространственных энергетических спектров опорных сигналов. Второе слагаемое имеет вид

$$\begin{aligned} I_{\text{ПЗС}}^{(2)}(x', t) = & [1/(2Z_0)] |A|^2 V^2 S_{\text{вх}}(t) \times \\ & \times \left\{ \eta^2 \left| \tilde{U}_{1t}(kVx'/F - KV/2) \right|^2 + (1-\eta)^2 \eta^2 \left| \tilde{U}_{2t}^*(kVx'/F - KV/2) \right|^2 \right\}. \end{aligned}$$

Оно содержит множителем входной радиосигнал $S_{\text{вх}}(t)$ и при усреднении по времени дает практически нулевой результат. Третье слагаемое

$$I_{\text{ПЗС}}^{(3)}(x', t) = [1/(2Z_0)] |A|^2 V^2 C_0 2 \operatorname{Re} \left\{ (1-\eta) \eta^2 \tilde{U}_{1t} (kVx'/F - KV/2) \times \right. \\ \left. \times \tilde{U}_{2t} (kVx'/F - KV/2) \exp \left\{ j \left[(2kVx'/F) t + \Omega t - kLx'/F - KL/2 \right] \right\} \right\}$$

содержит множитель, изменяющийся во времени с частотой $2kVx'/F + \Omega \approx 2\Omega$ и также дает нулевой вклад в накопленный заряд.

Четвертое слагаемое имеет вид

$$I_{\text{ПЗС}}^{(4)}(x', t) = [1/(2Z_0)] |A|^2 V^2 S_{\text{BX}}(t) 2 \operatorname{Re} \left\{ (1-\eta) \eta^2 \tilde{U}_{1t} (kVx'/F - KV/2) \times \right. \\ \left. \times \tilde{U}_{2t} (kVx'/F - KV/2) \exp \left\{ j \left[(2kVx'/F) t + \Omega t - kLx'/F - KL/2 \right] \right\} \right\}$$

и дает вклад в накопленный заряд:

$$Q_S(x') = [\gamma/(2Z_0)] |A|^2 V^2 (1-\eta) \eta^2 2 \operatorname{Re} \left\{ \exp(-j kLx'/F - j KL/2) \times \right. \\ \left. \times \int_0^T S_{\text{BX}}(t) \tilde{U}_{1t} (kVx'/F - KV/2) \tilde{U}_{2t} (kVx'/F - KV/2) \exp[j(2kVx'/F + \Omega)t] dt \right\}. \quad (7)$$

Если опорные сигналы выбраны такими, что во время накопления по всей апертуре ПЗС выполняются условия

$$\tilde{U}_{1t} (kVx'/F - KV/2) \approx \text{const}; \quad \tilde{U}_{2t} (kVx'/F - KV/2) \approx \text{const}, \quad (8)$$

то слагаемое $I_{\text{ПЗС}}^{(1)}(x', t)$ дает постоянный по всей апертуре накопленный заряд (пьеде-стал), а выражение (7) преобразуется к виду

$$Q_S(x') = A_1 \operatorname{Re} \left\{ \exp(-j kLx'/F - j KL/2) \int_0^{T_H} S_{\text{BX}}(t) \exp[j(2kVx'/F + \Omega)t] dt \right\}, \quad (9)$$

где A_1 – новый коэффициент пропорциональности. Как видно, в выражение (9) входит спектр сигнала $S_{\text{BX}}(t)$, модулирующего лазерный источник:

$$\tilde{S}_{\text{BX}}^*(2kVx'/F + \Omega) = \int_0^{T_H} S_{\text{BX}}(t) \exp[j(2kVx'/F + \Omega)t] dt.$$

Условия (8) означают, что используемые опорные сигналы $u_1(t)$ и $u_2(t)$ должны иметь равномерный спектр. В качестве таких сигналов могут быть использованы, например сигналы с линейной частотной модуляцией. Поскольку в (9) входит операция взятия реальной части, то для получения модуля спектра необходимо иметь квадратурный канал анализа, в котором формируется заряд согласно соотношению

$$Q_{S_{\text{KB}}}(x') = A_1 \operatorname{Im} \left\{ \exp(-j kLx'/F - j KL/2) \int_0^{T_H} S_{\text{BX}}(t) \exp[j(2kVx'/F + \Omega)t] dt \right\}. \quad (10)$$

Скомбинировав (9) и (10), получим

$$\sqrt{(Q_S)^2 + (Q_{S_{\text{KB}}})^2} = A_1 |\tilde{S}_{\text{BX}}(2kVx'/F + \Omega)|. \quad (11)$$

Для организации квадратурного канала целесообразно использовать вторую пространственную координату. Это возможно за счет изменения характера интерференции

световых потоков вдоль нее. При этом возникает необходимость применения матричного фотоприемника вместо линейного. После считывания двух строк, соответствующих квадратурным составляющим, вычисление амплитудного спектра входного сигнала согласно выражению (11) осуществляется аппаратно в блоке цифровой обработки. Другие способы организации квадратурного канала рассмотрены в [4].

Проанализировав ядро преобразования Фурье в выражении (10), можно показать, что полоса анализируемых частот в рассматриваемой схеме равна удвоенной ширине спектра опорных сигналов и, следовательно, определяется полосой рабочих частот АОМ. Учитывая, что современные источники излучения позволяют осуществлять модуляции света радиосигналами с полосой до 6 ГГц (см. продукцию фирмы "Дилаз")*, а полоса рабочих частот АОМ может составить 1 ГГц, полоса одновременного анализа представленного спектроанализатора окажется равной 2 ГГц.

Представленное математическое описание алгоритма работы спектроанализатора позволяет классифицировать его как устройство с временным интегрированием. Спектр сигнала в нем формируется на сетке пространственных частот, получаемой как результат интерференции двух световых пучков, претерпевших параллельную дифракцию на опорных ЛЧМ-импульсах. С учетом того, что в результате формируется амплитудный, а не энергетический спектр, устройства на основе предложенной структурной схемы обладают потенциально большим динамическим диапазоном, определяемым параметрами фотоприемника. При этом возможна организация многоканальной архитектуры, в которой в качестве источников излучения используются оптоволоконные излучающие модули.

Список литературы

1. Acousto-optic signal processing: theory and implementation / ed. by N. J. Berg, J. M. Pelligrino. New York: Marcel Dekker, Inc., 1996. 580 p.
2. Vanderlugt A. Optical signal processing. Hoboken, New Jersey: A John Wiley & Sons, Inc. 2005. 604 p.
3. Оптические устройства в радиотехнике: учеб. пособие для вузов / под ред. В. Н. Ушакова. М.: Радиотехника, 2005. 240 с.
4. Ушаков В. Н. Акустооптические процессоры корреляционного типа. М.: Радиотехника, 2007. 184 с.

L. A. Aronov, S. V. Grachev, K. P. Naumov, V. N. Ushakov
Saint-Petersburg state electrotechnical university "LETI"

Time-integration acousto-optic spectrum analyzer

Block diagram and functioning algorithm for acousto-optic spectrum analyzer is presented. In this optic processor the Fourier transformation kernel is obtained by means of special-time integration and signal to be analyzed modulates the light source intensity. It is shown, that analysis band is twice more than working bandwidth of acousto-optic cells used. Keeping this in mind and based on up-to-date components one can perform a spectrum analysis in bands as much as 2 GHz. Using the fiber optic transmitting module allows the multichannel architecture to be performed, which also requires an array photosensor.

Spectrum analysis, radio signal optical processing, acousto-optic cell

Статья поступила в редакцию 5 мая 2011 г.

* <http://www.dilas.ru/pom/>

УДК 621.37

А. С. Красичков

*Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ"*

Оценка распределения коэффициента взаимной корреляции в задаче классификации кардиокомплексов при длительном мониторингировании электрокардиосигнала*

Определено распределение выборочного коэффициента корреляции опорного сигнала и анализируемого фрагмента электрокардиограммы в задаче классификации кардиокомплексов при длительном мониторингировании кардиосигнала. Проведено сравнение теоретических результатов с данными компьютерного моделирования.

Электрокардиосигнал, коэффициент взаимной корреляции, компьютерное моделирование, длительный мониторинг

Сердечно-сосудистые заболевания являются одной из основных причин смертности в странах Европы. Согласно статистике в настоящее время частота сердечно-сосудистых заболеваний и в России выросла почти в три раза. В год от болезней сердечно-сосудистой системы умирает 1 млн 260 тыс. человек, из них 640 тыс. – от ишемической болезни сердца и инфаркта миокарда.

Электрокардиография является одним из основных методов исследования сердца и диагностики заболеваний сердечно-сосудистой системы. С помощью основных фрагментов электрокардиограммы (ЭКГ) (зубцов, интервалов, сегментов) можно выявить патологии сердца (миокардиты, перегрузки сердца, патологию проводящей системы сердца и др.).

При обычном проведении ЭКГ-исследований в поликлинике, когда пациент лежит в состоянии максимального покоя на спине, кардиограмма снимается в течение 1–2 мин, что не всегда достаточно для полного выявления всех возможных патологий сердца. Некоторые патологии возможно выявить лишь в условиях обычной жизнедеятельности человека, его повышенных психической и физической нагрузок. Для таких целей используют метод холтеровского мониторингирования, позволяющий длительно (сутки и более) регистрировать ЭКГ пациента в условиях обычного образа его жизни днем и ночью.

За сутки при использовании холтеровского мониторингирования накапливается более 80 тыс. сердечных циклов, и обработать каждый из них для выявления возможных патологий врачу не представляется возможным, так как это требует большого времени. Ситуация усугубляется тем, что при съеме ЭКГ возникают помехи и артефакты разного рода, искажающие сигнал и не дающие возможности врачу поставить правильный диагноз.

В качестве основных помех, присутствующих в мониторограммах, выступают миографическая помеха (для которой в первом приближении можно использовать модель нормального "белого" шума [1]) и дрейф изоэлектрической линии. В настоящее время су-

* Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках ФЦП "Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009–2013 годы" (Государственный контракт № 14.740.11.1414 от 28 октября 2011 г.).

ществуют методы, устраняющие дрейф изоэлектрической линии, поэтому с помощью предварительной обработки электрокардиосигнала от данной помехи можно избавиться [1].

Наиболее удобным способом анализа длительных записей является предоставление врачу основных типов кардиокомплексов, присутствующих в мониторограмме, т. е. сортировка кардиокомплексов каждого вида по соответствующим группам с их одновременным накоплением в группе для увеличения отношения "сигнал/шум" [2].

Подобная сортировка позволяет значительно уменьшить нагрузку на врачебный персонал, сделать возможной оперативную оценку состояния сердечно-сосудистой системы человека, повысить эффективность постановки диагноза за счет уменьшения влияния помех, присутствующих в электрокардиосигнале.

Для того чтобы эффективно реализовать алгоритм выделения основных типов кардиокомплексов, необходимо определить критерии, по которым будет осуществляться сортировка.

Одним из основных критериев сортировки является близость форм различных фрагментов кардиосигнала, характеризуемая коэффициентом взаимной корреляции между опорным (эталонным) сигналом $S_{\text{оп}}(i)$ и анализируемым фрагментом. Если коэффициент взаимной корреляции равен порогу ($|r| \geq r_{\text{пор}}$) или превышает его, выносится решение о принадлежности анализируемого кардиокомплекса к конкретному типу [2]. Однако при использовании данного подхода остается нерешенной задача оценки влияния на результат классификации присутствующей в анализируемом фрагменте миографической помехи.

Наблюдаемая реализация фрагмента сигнала $y(t)$ представляет собой аддитивную смесь собственно кардиосигнала $S(t)$ и нормального "белого" шума $n(t)$ (модель миографической помехи). Наличие шума приводит к тому, что коэффициент взаимной корреляции r является случайной величиной. Для корректного решения задачи классификации необходимо найти закон ее распределения в зависимости от параметров сигнала и от спектральной плотности мощности шума. В рамках настоящей статьи уровень помехи на анализируемом фрагменте положим неизменным. Данное условие справедливо для большинства практических задач анализа непродолжительных фрагментов ЭКГ.

Так как в современных системах мониторинга осуществляется дискретизация сигнала, то с учетом конечной полосы пропускания системы проблему можно сформулировать следующим образом. Пусть имеется N отсчетов опорного сигнала $S_{\text{оп}}(i)$, незашумленного фрагмента кардиосигнала $S(i)$ и шума $n(i)$, $i=1, \dots, I$. Отсчеты шума являются независимыми нормальными случайными величинами с нулевым средним значением и дисперсией $\sigma_{\text{ш}}^2$: $n(i) = N(0, \sigma_{\text{ш}})$. Необходимо найти закон распределения случайной величины r :

$$r = \frac{\sum_{i=1}^I S_{\text{оп}}(i)[S(i) + n(i)]}{\sqrt{\sum_{i=1}^I S_{\text{оп}}^2(i) \sum_{i=1}^I [S(i) + n(i)]^2}} = \frac{\rho + \sum_{i=1}^I \frac{S_{\text{оп}}(i)}{\sqrt{E_{S_{\text{оп}}}}} \frac{n(i)}{\sqrt{E_S}}}{\sqrt{\sum_{i=1}^I \left[\frac{S(i)}{\sqrt{E_S}} + \frac{n(i)}{\sqrt{E_S}} \right]^2}} = \frac{\rho + \sum_{i=1}^I x(i)\Delta(i)}{\sqrt{1 + 2 \sum_{i=1}^I y(i)\Delta(i) + \sum_{i=1}^I \Delta^2(i)}}, \quad (1)$$

где $E_{S_{\text{оп}}} = \sum_{i=1}^I S_{\text{оп}}^2(i)$ – энергия опорного сигнала; $E_S = \sum_{i=1}^I S^2(i)$ – энергия анализируемого фрагмента незашумленного кардиосигнала; ρ – коэффициент взаимной корреляции между опорным сигналом и незашумленным фрагментом кардиосигнала; $x(i) = S_{\text{оп}}(i)/\sqrt{E_{S_{\text{оп}}}}$ – нормированный отсчет опорного сигнала; $y(i) = S(i)/\sqrt{E_S}$ – нормированный отсчет анализируемого сигнала; $\Delta(i) = n(i)/\sqrt{E_S}$ – нормированный отсчет шума с дисперсией $\sigma^2 = \sigma_{\text{ш}}^2/E_S$, $\Delta(i) = N(0, \sigma)$.

Нахождение распределения r в аналитическом виде является математически сложной задачей с нетривиальным решением. Однако данная проблема может быть преодолена, если, введя обозначение

$$\xi = 1 + 2 \sum_{i=1}^I y(i) \Delta(i) + \sum_{i=1}^I \Delta^2(i), \quad (2)$$

случайную величину $1/\sqrt{\xi}$, входящую в выражение (1), представить аппроксимацией полинома n -го порядка: $1/\sqrt{\xi} \approx d\xi^n + \dots + a\xi^2 + b\xi^1 + c$.

Для нахождения коэффициентов полинома определим область наиболее вероятных значений случайной величины ξ . Второе слагаемое в выражении (2) является нормальной случайной величиной, третье слагаемое при условии $I > 30$ распределено приблизительно нормально [3], поэтому при классификации кардиокомплексов (когда $I > 30$) можно считать, что ξ является нормальной случайной величиной со средним значением $m\{\xi/h\} = hI + 1$ и дисперсией $D\{\xi/h\} = 2h(hI + 2)$, где $h = \sigma^2 = \sigma_{\text{ш}}^2/E_S$ – безразмерный параметр, характеризующий уровень помеховой обстановки.

Таким образом, становится возможным определить вероятность p попадания случайной величины ξ в определенный диапазон значений. Например для отклонения ξ от среднего значения $p(|\xi - m\{\xi/h\}| > 2\sqrt{D\{\xi/h\}}) < 0.05$, граница диапазона рассчитывается как

$$\xi_{\Gamma}(h) = 2\sqrt{2h(hI + 2)}. \quad (3)$$

Из выражения (3) следует, что диапазон зависит от длительности сигнала I и безразмерного параметра h . В дальнейшем для определения границ диапазона будем использовать выражение (3). Таким образом, становится возможным рассчитать диапазон наиболее вероятных значений ξ $[m\{\xi/h\} - \xi_{\Gamma}(h), m\{\xi/h\} + \xi_{\Gamma}(h)]$ с учетом условия $m\{\xi/h\} - \xi_{\Gamma}(h) > 0$.

Зная границу $\xi_{\Gamma}(h, I)$, методом наименьших квадратов определим коэффициенты аппроксимации $d, \dots, a, b, c$ с помощью нахождения минимума функции:

$$f(m\{\xi\}, \xi_{\Gamma}, d, \dots, a, b, c) = \int_{m\{\xi\} - \xi_{\Gamma}}^{m\{\xi\} + \xi_{\Gamma}} \left(\frac{1}{\sqrt{\xi}} - d\xi^n - \dots - a\xi^2 - b\xi^1 - c \right)^2 d\xi. \quad (4)$$

В качестве первого приближения ограничимся полиномами первого и второго порядков. Для полинома второго порядка минимум выражения (4) достигается при значениях коэффициентов, удовлетворяющих систему уравнений

$$\begin{cases} c = [1/(2\xi_r)](E - aC - bD); \\ a = b\left\{\left[DC/(2\xi_r)\right] - B\right\} + P - EC/(2\xi_r)\left[2\xi_r/(2\xi_r A - C^2)\right]; \\ b = \frac{(2\xi_r T - ED)(2\xi_r A - C^2) - (2\xi_r B - CD)(2\xi_r P - EC)}{(2\xi_r C - D^2)(2\xi_r A - C^2) - (2\xi_r B - CD)^2}, \end{cases} \quad (5)$$

а для полинома первого порядка – систему уравнений

$$\begin{cases} b = (2\xi_r T - ED)/(2\xi_r C - D^2); \\ c = [1/2\xi_r]\left[E - (2\xi_r T - ED)/(2\xi_r C - D^2)\right]. \end{cases} \quad (6)$$

В (5) и (6) введены обозначения:

$$\begin{aligned} A &= \int_{m\{\xi\}-\xi_r}^{m\{\xi\}+\xi_r} \xi^4 d\xi; \quad B = \int_{m\{\xi\}-\xi_r}^{m\{\xi\}+\xi_r} \xi^3 d\xi; \quad C = \int_{m\{\xi\}-\xi_r}^{m\{\xi\}+\xi_r} \xi^2 d\xi; \quad D = \int_{m\{\xi\}-\xi_r}^{m\{\xi\}+\xi_r} \xi d\xi; \\ E &= \int_{m\{\xi\}-\xi_r}^{m\{\xi\}+\xi_r} \frac{1}{\sqrt{\xi}} d\xi; \quad T = \int_{m\{\xi\}-\xi_r}^{m\{\xi\}+\xi_r} \frac{\xi}{\sqrt{\xi}} d\xi; \quad P = \int_{m\{\xi\}-\xi_r}^{m\{\xi\}+\xi_r} \frac{\xi^2}{\sqrt{\xi}} d\xi. \end{aligned}$$

Из выражений (5), (6) видно, что коэффициенты полиномов аппроксимации зависят только от параметров h и I , поэтому используем обозначения $a_{h,I}$, $b_{h,I}$, $c_{h,I}$.

В качестве иллюстрации в таблице представлены статистические характеристики случайной величины ξ и значения коэффициентов полиномов первого и второго порядков для кардиокомплекса, состоящего из $I = 70$ отсчетов (рис. 1, а), вычисленные для $h = 7.46 \cdot 10^{-4}$ (рис. 1, б), $46.1 \cdot 10^{-4}$ (рис. 1, в) и $119 \cdot 10^{-4}$ (рис. 1, г)*.

На рис. 2 приведен пример аппроксимации знаменателя выражения (1) для фрагмента кардиосигнала, представленного на рис. 1, д: 1 – график функции $1/\sqrt{\xi}$, 2 – аппроксимация

$h \cdot 10^4$	$m\{\xi\}$	$\sqrt{D\{\xi\}}$	Полином второго порядка			Полином первого порядка	
			a	b	c	b	c
7.46	1.052	0.055	0.331	-1.162	1.831	-0.464	1.464
46.1	1.326	0.147	0.189	-0.837	1.644	-0.332	1.314
119	1.836	0.260	0.086	-0.522	1.407	-0.206	1.124

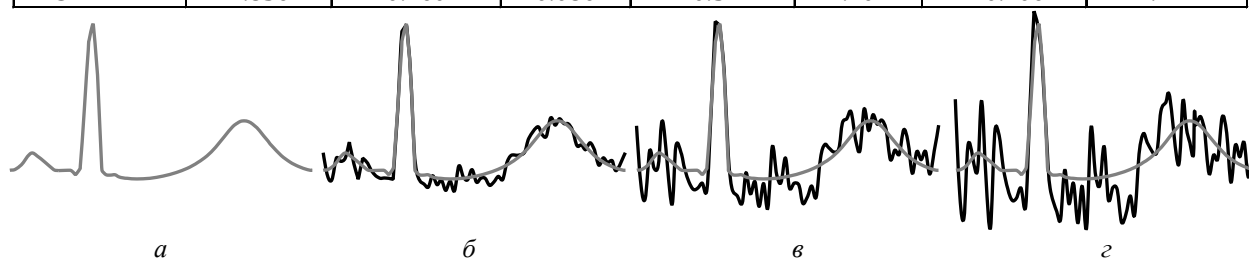
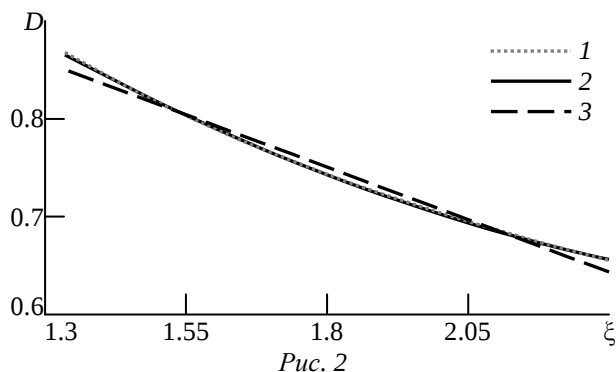


Рис. 1

* На рис. 1, б–г аппроксимируемый кардиокомплекс (рис. 1, а) показан серыми линиями, результаты аппроксимации – черными линиями.

полиномом второго порядка, 3 – аппроксимация полиномом первого порядка.

Ошибка при аппроксимации на интервале $[m\{\xi\} - \xi_{\Gamma}, m\{\xi\} + \xi_{\Gamma}]$ полиномом второго порядка составляет менее 0.01 %, полиномом первого порядка – менее 1 %, причем максимум ошибки приходится на края интервала аппроксимации, где вероятность значений случайной величины ξ в не-



сколько раз, меньше чем в окрестности математического ожидания $m\{\xi\}$.

Выражение (1) при аппроксимации знаменателя полиномом первого порядка для заданного h имеет вид

$$r_1 = \left[\rho + \sum_{i=1}^I x(i) \Delta(i) \right] \left\{ b_{h, I} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^I y(i) \Delta(i) + \sum_{i=1}^I \Delta^2(i) \right] + c_{h, I} \right\}. \quad (7)$$

После ряда преобразований найдем среднее значение случайной величины r_1 :

$$m\{r_1\} = \rho \{ b_{h, I} [h(I+2)+1] + c_{h, I} \} \quad (8)$$

или при $N \gg 1$ $m\{r_1\} = \rho [b_{h, I} (hI+1) + c_{h, I}]$. Из последнего выражения следует, что математическое ожидание зависит только от параметров h , I и не зависит от формы сигнала.

При аппроксимации знаменателя (1) полиномом второго порядка получим

$$r_2 = \left[\rho + \sum_{i=1}^I x(i) \Delta(i) \right] \left\{ a_{h, I} \left\{ \sum_{i=1}^I [y(i) + \Delta(i)]^2 \right\}^2 + b_{h, I} \left\{ \sum_{i=1}^I [y(i) + \Delta(i)]^2 \right\} + c_{h, I} \right\}$$

со средним значением

$$m\{r_2\} = a_{h, I} \{ h^2 [I^2 + 2I + 4\rho(I+2)] + \rho h(2I+8) + \rho \} + \rho \{ b_{h, I} [h(I+2)+1] + c_{h, I} \}. \quad (9)$$

При $N \gg 1$ справедливы приближения $2I+8 \approx 2I$; $I+2 \approx I$; $I^2 + 2I + 4\rho(I+2) \approx I^2$, тогда $m\{r_2\} \approx a_{h, I} [\rho + h^2(I^2 + \rho 2I)] + \rho [b_{h, I} (hI+1) + c_{h, I}]$. При сравнении идентичных фрагментов ($\rho=1$) получим $m\{r_2\} \approx a_{h, I} (hI+1)^2 + b_{h, I} (hI+1) + c_{h, I}$.

Результаты компьютерного моделирования и расчетов по (8) и (9) показывают, что при $I=70$ для опорного и для анализируемого кардиокомплексов одного типа (см. рис. 1) ($\rho=1$) все три оценки математического ожидания практически совпадают во всем диапазоне изменения параметра h .

На основе серии экспериментов для различных опорных кардиокомплексов и анализируемых фрагментов ЭКГ установлено, что для расчета математического ожидания можно использовать выражения (8) и (9), причем достаточно применять полином первого порядка. Поэтому далее при нахождения дисперсии случайной величины r ограничимся аппроксимацией (7) (далее полагаем $r=r_1$).

После ряда преобразований, не приведенных в статье ввиду их громоздкости, получим выражение для дисперсии r в виде

$$M_2\{r\} = h^3 b_{h,I}^2 (I^2 + 6I + 8) + h^2 \left[2b_{h,I} (b_{h,I} + c_{h,I}) (I + 2) + 4b_{h,N}^2 (2\rho^2 + 1) + 8b_{h,I}^2 \rho^2 (6 - I) \right] + h \left[(b_{h,I} + c_{h,I})^2 + 4b_{h,I} \rho^2 (b_{h,I} + c_{h,I}) + 4b_{h,I}^2 \rho^2 \right],$$

откуда при $I \gg 1$ имеем $I + 2 \approx I$; $6 - I \approx -I$; $I^2 + 6I + 8 \approx I^2 + 6I$ и

$$M_2\{r\} \approx b_{h,I}^2 h^3 (I^2 + 6I) + \left[b_{h,I}^2 (6\rho^2 + 2) + 2b_{h,I} c_{h,I} \right] h^2 I + \left[b_{h,I}^2 (8\rho^2 + 1) + 2b_{h,I} c_{h,I} (1 + 2\rho^2) + c_{h,I}^2 \right] h. \quad (10)$$

При $\rho = 1$ выражение дополнительно упрощается:

$$M_2\{r\} \approx b_{h,I}^2 h^3 (I^2 + 6I) + (8b_{h,I}^2 + 2b_{h,I} c_{h,I}) h^2 I + (3b_{h,I} + c_{h,I})^2 h. \quad (11)$$

На рис. 3 приведены кривые зависимости дисперсии случайной величины $r(h)$ при $I = 70$ для опорного и для анализируемого кардиокомплексов одного типа (см. рис. 1) ($\rho = 1$). Кривая 1 получена на основе компьютерного моделирования (количество испытаний 20 000), кривая 2 – расчетом по (11). Как следует из рис. 3, выражение (11) представляет реальный кардиокомплекс с достаточной для оценки дисперсии r точностью.

Поскольку распределение r в замкнутой форме невозможно, определим модель этой величины, обладающую высокой корреляцией с самой величиной, распределение которой известно или может быть получено достаточно простыми преобразованиями. Найдем коэффициент взаимной корреляции r^* между случайными величинами r в (7) и $\eta = \sum_{i=1}^I \Delta^2(i)$,

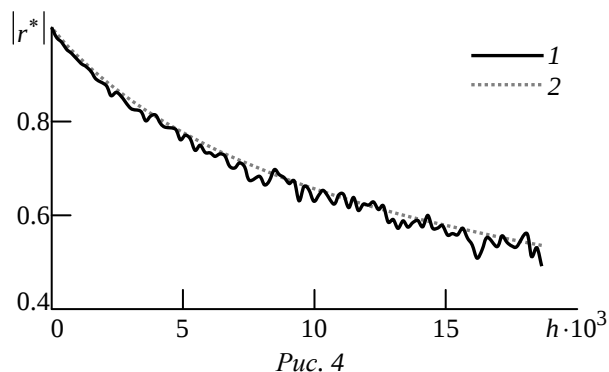
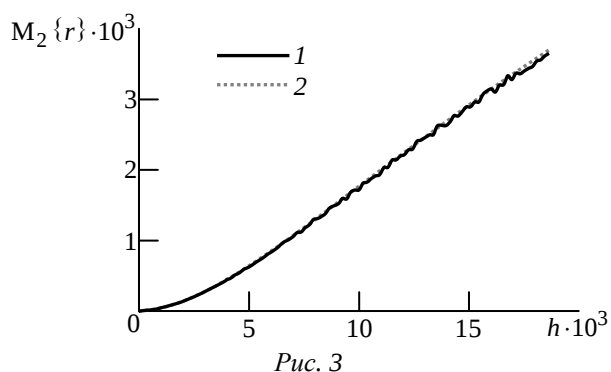
среднее значение и дисперсия которой равны, соответственно, $m\{\eta\} = hI$; $M_2\{\eta\} = 2h^2 I$.

С учетом (8) функция корреляции между r и η

$$K(r, \eta) = 2b_{h,I} \rho h^2 (I + 2) \approx 2b_{h,I} \rho h^2 I.$$

На основании (10) коэффициент корреляции имеет вид

$$r^* = \frac{b_{h,I} \rho \sqrt{2hI}}{\sqrt{b_{h,I}^2 h^2 (I^2 + 6I) + (8b_{h,I}^2 + 2b_{h,I} c_{h,I}) hI + (3b_{h,I} + c_{h,I})^2}}. \quad (12)$$



На рис. 4 представлена зависимость $r^*(h)$ для опорного и для анализируемого кардиокомплексов одного типа (см. рис. 1) ($\rho=1, I=70$). Кривая 1 получена на основе компьютерного моделирования (количество испытаний 20 000), кривая 2 рассчитана по (12). Из рис. 4 следует, что для $0 < h < 3.45 \cdot 10^{-3}$ случайные величины r и η имеют высокий уровень взаимной корреляции ($|r^*| > 0.8$). Поэтому в качестве первого приближения можно применить подстановку $r \approx -(\mathbf{M}_2\{r\}/\mathbf{M}_2\{\eta\})(\eta - \mathbf{m}\{\eta\}) + \mathbf{m}\{r\}$. Для этой подстановки справедлив нормальный закон распределения плотности вероятности $W(r)$.

Для оценки $W(r)$ при $|r^*| < 0.8$ проведено детальное компьютерное моделирование для различных видов опорных сигналов и анализируемых фрагментов. Анализ различных типов кардиокомплексов показал, что распределение удовлетворительно аппроксимируется рядами Эджворда [4]. Согласие по критерию χ^2 [4] эмпирических распределений с аппроксимирующими распределениями, представленными рядом Эджворда, при уровне значимости 5 % обеспечивается первыми тремя членами ряда.

Анализ показал, что значительные отклонения гистограмм от теоретического нормального распределения наблюдаются в областях, имеющих крайне малую вероятность. Это позволяет для теоретических исследований в качестве первого приближения использовать нормальный закон распределения амплитуд с параметрами, определяемыми (8), (10) (рис. 5). На рис. 5, а представлены распределения коэффициента корреляции $W(r)$ при различных h для опорного и для анализируемого кардиокомплексов одного типа (см. рис. 1) ($\rho=1, I=70$), на рис. 5, б – аналогичные распределения для опорного сигнала по рис. 1 и для анализируемого кардиокомплекса патологического типа (рис. 6) ($\rho=0.505, I=70$). Кривые 1 представляют распределение коэффициента корреляции на основе компьютерного моделирования, кривые 2 – аппроксимация нормальным законом распределения.

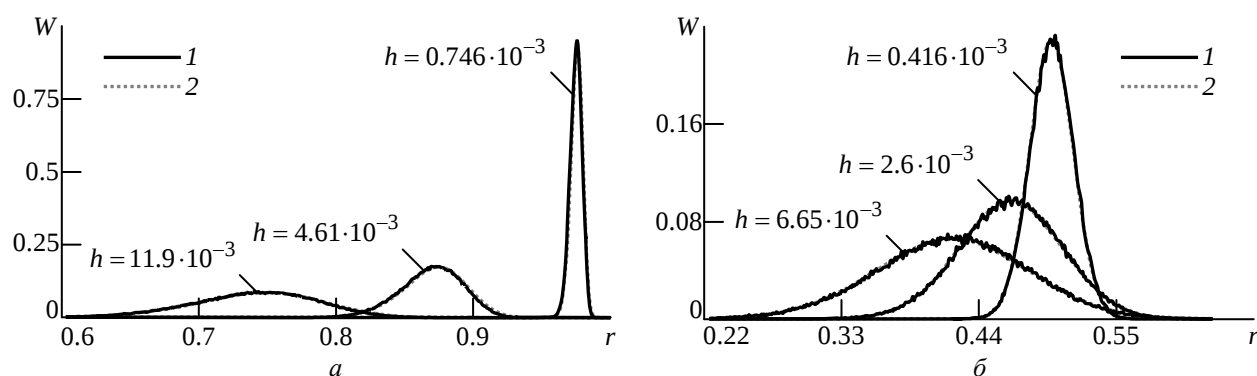


Рис. 5

Таким образом установлено, что распределение коэффициента корреляции r хорошо описывается нормальным законом, однако математическое ожидание является смещенной оценкой, причем смещение возрастает с ростом уровня шума. Значимость этого смещения является предметом дальнейших исследований.

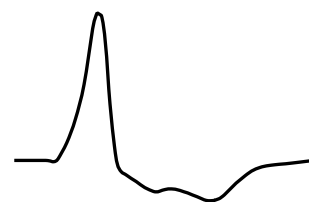


Рис. 6

Полученные в настоящей статье результаты позволяют проводить адаптацию порога при сравнении кардиокомплексов на основе взаимного коэффициента корреляции с помощью оценки уровня помехи, что, в свою очередь, повышает эффективность алгоритмов сортировки кардиокомплексов.

Список литературы

1. Rangayyan R. M. Biomedical signal analysis. New York: Wiley-Interscience, 2002. 439 p.
2. Красичков А. С., Соколова А. А. Оценка точности воспроизведения кардиосигнала в процессе синхронного накопления // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2010. Вып. 3. С. 48–53.
3. Крамер Г. Математические методы статистики. М.: Мир, 1975. 648 с.
4. Кендалл М. Дж., Стьюарт А. Теория распределений. М.: Наука, 1966. Т.1. 587 с.

A. S. Krasichkov
Saint-Petersburg state electrotechnical university "LETI"

Estimation of the cross-correlation coefficient in classification of electrocardiogram complexes from long-term monitoring

Calculation of the cross-correlation coefficients between the sampling signal and the analyzed electrocardiogram (ECG) fragment in classification of ECG complexes from long-term monitoring is discussed. The theoretical results are validated by computer simulations.

Electro cardio signal, cross-correlation coefficients, computer simulations, long-term monitoring

Статья поступила в редакцию 1 ноября 2011 г.

УДК 621.391.15

В. Н. Бондаренко, Т. В. Краснов
Институт инженерной физики и радиоэлектроники
Сибирского федерального университета

Помехоустойчивость корреляционного приемника шумоподобного сигнала с автокомпенсатором структурной помехи*

Приведены результаты исследования помехоустойчивости корреляционного приемника с автокомпенсатором для подавления мощной структурной помехи применительно к шумоподобным сигналам с минимальной частотной манипуляцией. Предложенный автокомпенсатор структурной помехи позволяет повысить помехоустойчивость корреляционного приемника шумоподобного сигнала с 40 до 80 дБ.

Шумоподобный сигнал, структурная помеха, помехоустойчивость, корреляционный приемник, автокомпенсатор помехи

В широкополосных радионавигационных системах (РНС) с кодовым разделением уровень внутрисистемных помех определяется корреляционными свойствами используемых шумоподобных сигналов (ШПС). Для средневолновых широкополосных РНС большой дальности действия превышение мешающего сигнала над полезным может достигать 80 дБ. В этих условиях для обеспечения нормального функционирования приемной аппа-

* Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, грант № 08-08-00849.

ратуры бортовых станций при заданных показателях точности требуется дополнительное подавление мощных внутрисистемных помех.

В настоящей статье исследована помехоустойчивость корреляционного приемника с автокомпенсатором, предназначенным для подавления мощной структурной помехи, применительно к шумоподобным сигналам с минимальной частотной манипуляцией (МЧМ). Шумоподобные сигналы с МЧМ в силу высокой спектральной эффективности являются весьма перспективным классом сигналов для средневолновых и длинноволновых широкополосных РНС [1].

МЧМ–ШПС-Сигнал представлен в виде сигнала с квадратурной фазовой манипуляцией со сдвигом:

$$s(t) = A[I(t)\cos(2\pi f_0 t) - Q(t)\sin(2\pi f_0 t)], \quad (1)$$

где A – амплитуда; $I(t) = \cos \Theta(t)$, $Q(t) = \sin \Theta(t)$ – действительный и мнимый компоненты нормированной комплексной огибающей соответственно ($\Theta(t) = \frac{\pi}{2T} \int_0^t a(t') dt'$ –

функция, определяющая закон угловой модуляции; $a(t)$ – модулирующий сигнал; f_0 – несущая (центральная) частота (начальная несущей фаза равна нулю). Модулирующий сигнал является двоичной псевдослучайной последовательностью (ПСП) $a_0, a_1, \dots, a_{N-1}$ с элементами $a_k \in \{-1, +1\}$; N – длина ПСП, определяющая период повторения ШПС $T_N = NT$ (T – длительность элемента ШПС).

Положим, что принятая реализация представляет собой аддитивную смесь полезного сигнала, мешающего сигнала и гауссовского шума с равномерной в полосе ШПС спектральной плотностью мощности:

$$y(t) = s(t - \tau_c) + s_{\Pi}(t - \tau_{\Pi}) + \xi(t), \quad (2)$$

где $s(t - \tau_c)$ и $s_{\Pi}(t - \tau_{\Pi})$ – полезный и мешающий сигналы вида (1):

$$s(t - \tau_c) = A_c D_c(t - \tau_c) \{ I_c(t - \tau_c) \cos[2\pi(f_0 + F_{\text{дс}})t - \varphi_c] - Q_c(t - \tau_c) \sin[2\pi(f_0 + F_{\text{дс}})t - \varphi_c] \}; \quad (3)$$

$$s_{\Pi}(t - \tau_{\Pi}) = A_{\Pi} D_{\Pi}(t - \tau_{\Pi}) \{ I_{\Pi}(t - \tau_{\Pi}) \cos[2\pi(f_0 + F_{\text{дп}})t - \varphi_{\Pi}] - Q_{\Pi}(t - \tau_{\Pi}) \sin[2\pi(f_0 + F_{\text{дп}})t - \varphi_{\Pi}] \}, \quad (4)$$

где индексы "с" и "п" обозначают принадлежность к сигналу и к помехе соответственно.

Мешающий сигнал (4) представляет собой структурную помеху (СП), отличающуюся от полезного сигнала (3) амплитудами (A_c и A_{Π}), временами запаздывания (τ_c и τ_{Π}), начальными фазами (φ_c и φ_{Π}), доплеровскими сдвигами несущей частоты ($F_{\text{дс}}$ и $F_{\text{дп}}$), а также модулирующими функциями кодовой угловой модуляции [$\Theta_c(t)$ и $\Theta_{\Pi}(t)$] и цифровой модуляции ШПС [$D_c(t)$ и $D_{\Pi}(t)$]. Длительность информационного символа $T_D = T_N$.

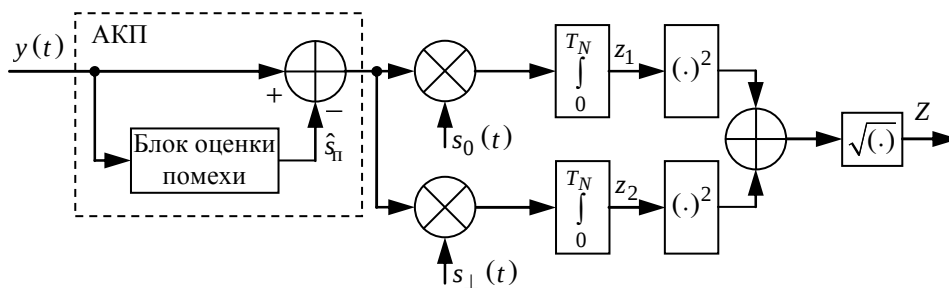


Рис. 1

Оценим помехоустойчивость корреляционного приемника (рис. 1) с автокомпенсатором помехи (АКП) применительно к модели наблюдений (2).

Полагая, что опорные квадратурные сигналы $s_0(t)$ и $s_{\perp}(t)$ с точностью до фазы являются копиями полезного сигнала (3) при $D_c = 1$, для квадратурных корреляций запишем:

$$z_1 = \int_0^{T_N} [y(t) - \hat{s}_{\text{п}}(t)] s_0(t) dt = z_{c1} + z_{\text{п}1} - \hat{z}_{\text{п}1} + z_{\text{ш}1};$$

$$z_2 = \int_0^{T_N} [y(t) - \hat{s}_{\text{п}}(t)] s_{\perp}(t) dt = z_{c2} + z_{\text{п}2} - \hat{z}_{\text{п}2} + z_{\text{ш}2},$$

где $\hat{s}_{\text{п}}(t)$ – оценка структурной помехи; z_{ci} , $z_{\text{п}i}$, $\hat{z}_{\text{п}i}$, $z_{\text{ш}i}$, $i = 1, 2$ – составляющие, обусловленные действием сигнала, СП, оценки СП и шума соответственно; $s_{\perp}(t)$ – преобразование Гильберта сигнала $s_0(t)$.

Для сигнальных составляющих квадратурных корреляций и модуля корреляции соответственно имеем

$$z_{c1} = \int_0^{T_N} s(t) s_0(t) dt = D_c E_c \cos \varphi_c; \quad z_{c2} = \int_0^{T_N} s(t) s_{0\Gamma}(t) dt = D_c E_c \sin \varphi_c;$$

$$Z_c = \sqrt{z_{c1}^2 + z_{c2}^2} = E_c, \quad (5)$$

где E_c – энергия полезного сигнала на интервале $[0, T_N]$.

Для помеховых составляющих квадратурных корреляций и модуля корреляции находим:

$$z_{\text{п}1} = \int_0^{T_N} s_{\text{п}}(t + \tau) s_0(t) dt = \sqrt{E_{\text{п}} E_c} B_c(\tau, F); \quad z_{\text{п}2} = \int_0^{T_N} s_{\text{п}}(t + \tau) s_{0\Gamma}(t) dt = \sqrt{E_{\text{п}} E_c} B_s(\tau, F);$$

$$Z_{\text{п}} = \sqrt{z_{\text{п}1}^2 + z_{\text{п}2}^2} = \sqrt{E_{\text{п}} E_c} B(\tau, F), \quad (6)$$

где $E_{\text{п}}$ – энергия СП на интервале $[0, T_N]$; $B_c(\tau, F)$, $B_s(\tau, F)$, $B(\tau, F) = \sqrt{B_c^2(\tau, F) + B_s^2(\tau, F)}$ – квадратурные компоненты и модуль нормированной частотно-временной взаимной корреляционной функции (ВКФ) помехи и сигнала соответственно; $\tau = \tau_{\text{п}} - \tau_c$ и $F = F_{\text{дп}} - F_{\text{дс}}$ – временной и частотный сдвиги СП относительно сигнала.

Заметим, что выражения для модуля корреляции в (5) и (6) записаны с учетом в модели наблюдений (2) либо только сигнала, либо только СП.

Используя для структурной помехи представление (4) и заменив параметры СП их оценками $\hat{A}$, $\hat{\tau}$, $\hat{\Phi}$ и $\hat{F}_d$, запишем*:

$$\begin{aligned}\hat{s}(t) &= \hat{A}\hat{D}\left[I(t-\hat{\tau})\cos\hat{\Phi}(t)-Q(t-\hat{\tau})\sin\hat{\Phi}(t)\right]= \\ &= (A+\Delta A)D\left\{I(t-\tau-\Delta\tau)\cos[\Phi(t)+\Delta\varphi]-Q(t-\tau-\Delta\tau)\sin[\Phi(t)+\Delta\varphi]\right\}= \\ &= (A+\Delta A)D\cos[\Phi(t)+\Theta(t-\tau)+\Delta\Theta+\Delta\varphi],\end{aligned}\quad (7)$$

где A , τ , Φ – истинные значения параметров СП; ΔA , $\Delta\tau$, $\Delta\varphi$ – ошибки оценивания соответствующих параметров; $\Phi(t) = 2\pi(f_0 + F_d)t - \varphi$ – полный фазовый угол несущего колебания; $|\Delta\Theta| = (\pi/2)(|\Delta\tau|/T)$. Оценка информационного символа в (7) заменена истинным значением D в предположении, что вероятность ошибки $P_{\text{ош}} \rightarrow 0$.

Выполнив преобразования в (7), запишем:

$$\hat{s}(t) = (1 + \Delta A/A) \left[\cos(\Delta\Theta + \Delta\varphi) s(t + \tau) - \sin(\Delta\Theta + \Delta\varphi) s_T(t + \tau) \right], \quad (8)$$

где $s_T(t)$ – преобразование Гильберта от сигнала $s(t)$.

Положив ошибки $\Delta\Theta$ и $\Delta\varphi$ малыми, перепишем (8) в виде

$$\hat{s}(t) \simeq (1 + \Delta A/A) \cos(\Delta\Theta + \Delta\varphi) s(t + \tau). \quad (9)$$

Используя (6), (9), для помеховых составляющих квадратурных корреляций, обусловленных действием оценки СП, найдем:

$$\hat{z}_{n1} \simeq (1 + \Delta A/A) \cos(\Delta\Theta + \Delta\varphi) z_{n1}; \quad \hat{z}_{n2} \simeq (1 + \Delta A/A) \cos(\Delta\Theta + \Delta\varphi) z_{n2}.$$

Тогда вклады от воздействия остатка неподавленной СП в квадратурные корреляции и в модуль корреляции определяются как

$$\begin{aligned}z_{n1} - \hat{z}_{n1} &\simeq [1 - (1 + \Delta A/A) \cos(\Delta\Theta + \Delta\varphi)] z_{n1} \simeq \\ &\simeq [1 - (1 + \Delta A/A) \cos(\Delta\Theta + \Delta\varphi)] \sqrt{E_n E_c} B_c(\tau, F) = \gamma \eta^{-1} E_c B_s(\tau, F); \\ z_{n2} - \hat{z}_{n2} &\simeq [1 - (1 + \Delta A/A) \cos(\Delta\Theta + \Delta\varphi)] \sqrt{E_n E_c} B_s(\tau, F) \simeq \gamma \eta^{-1} E_c B_c(\tau, F); \\ Z_\Delta &= \sqrt{(z_{n1} - \hat{z}_{n1})^2 + (z_{n2} - \hat{z}_{n2})^2} = \eta^{-1} \sqrt{E_n E_c} B(\tau, F) = \gamma \eta^{-1} E_c B(\tau, F),\end{aligned}\quad (10)$$

где $\gamma = \sqrt{E_n/E_c} = A_n/A_c$ – отношение "СП/сигнал"; $\eta^{-1} = 1 - (1 + \Delta A/A) \cos(\Delta\Theta + \Delta\varphi)$.

Величина $\mu = |\eta|$ определяет подавление помехи в АКП. Например при $\Delta A = 0.01A$, $\Delta\tau = 0.01T$, $\Delta\varphi = 0.01$ рад и $B(\tau) = 10^{-2}$, в соответствии с (10) имеем $\mu \simeq 40$ дБ, а результирующее подавление в приемнике с АКП $\mu B^{-1}(\tau) \simeq 80$ дБ.

Структурная схема автокомпенсатора СП приведена на рис. 2. Входной сигнал, представляющий аддитивную смесь полезного сигнала, структурной помехи и шума, поступает на входы вычитателя и блока оценки помехи, в свою очередь, содержащего блоки

* Индекс "п" у параметров СП в (7) опущен для упрощения записи.

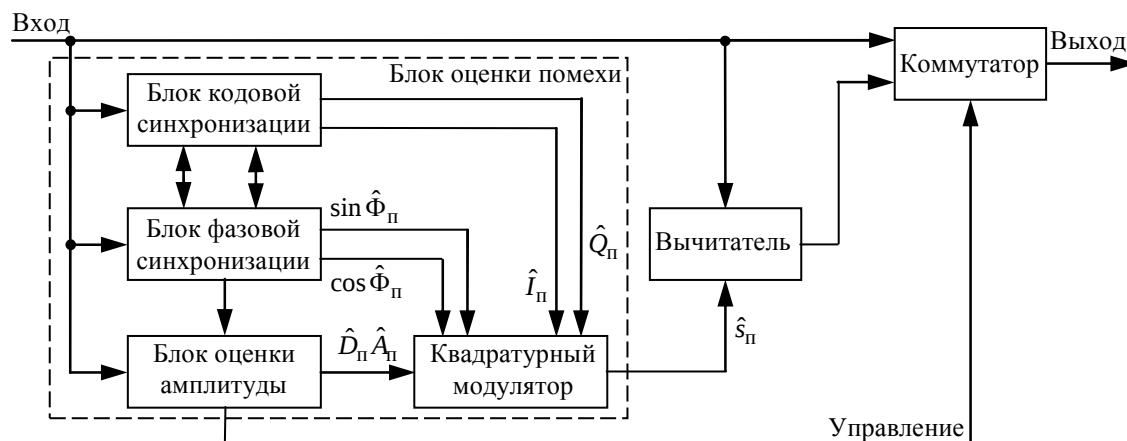


Рис. 2

кодовой и фазовой синхронизации, блок оценки амплитуды и квадратурный модулятор. Для обеспечения высокой точности в блоках кодовой и фазовой синхронизации используются оптимальные дискриминаторы периодического ШПС с МЧМ [2], [3], а в качестве петлевых фильтров применяются астатические фильтры.

Блок кодовой синхронизации содержит устройство поиска и систему слежения за задержкой (ССЗ), которая формирует квадратурные видеочастотные компоненты $\hat{I}_\Pi = I_\Pi(t - \hat{\tau}_\Pi)$ и $\hat{Q}_\Pi = Q_\Pi(t - \hat{\tau}_\Pi)$ структурной помехи, поступающие на опорные входы фазового дискриминатора, а также на входы квадратурного модулятора.

Блок фазовой синхронизации формирует квадратурные составляющие $\cos \hat{\Phi}_\Pi$ и $\sin \hat{\Phi}_\Pi$ несущей частоты СП, где $\hat{\Phi}_\Pi = \hat{\Phi}_\Pi(t) = 2\pi(f_0 + \hat{F}_{\text{дп}})t - \hat{\phi}_\Pi$ – оценка полной фазы. Квадратурные составляющие несущей частоты СП поступают на опорные входы временного дискриминатора когерентной ССЗ, а также на входы квадратурного модулятора.

Блок оценки амплитуды формирует оценку комплексной амплитуды $\hat{D}_\Pi \hat{A}_\Pi$ с учетом текущего информационного символа, которая используется в квадратурном модуляторе для формирования копии структурной помехи. Оценка $\hat{D}_\Pi$ информационного символа начинает формироваться с момента окончания первого элемента ШПС и затем уточняется по мере обработки ее элементов. При превышении оценкой $\hat{A}_\Pi$ заданного порогового уровня блок оценки амплитуды формирует управляющий сигнал на включение вычитателя в тракт приема полезного сигнала.

Квадратурный модулятор формирует квадратурные составляющие копии СП перемножением опорных видеочастотных сигналов $\hat{I}_\Pi = I_\Pi(t - \hat{\tau}_\Pi)$ и $\hat{Q}_\Pi = Q_\Pi(t - \hat{\tau}_\Pi)$ с опорными квадратурными сигналами $\cos \hat{\Phi}_\Pi$ и $\sin \hat{\Phi}_\Pi$ соответственно. Копия структурной помехи $\hat{s}_\Pi = s_\Pi(t - \hat{\tau}_\Pi)$ формируется перемножением сигнала единичной амплитуды, полученного объединением квадратурных компонентов в соответствии с (1), и оценки $\hat{D}_\Pi \hat{A}_\Pi$, сформированной блоком оценки амплитуды.

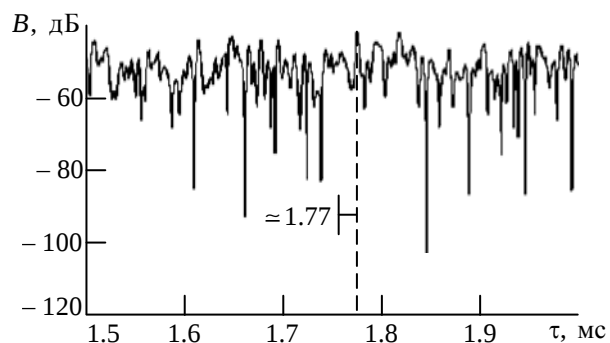


Рис. 3

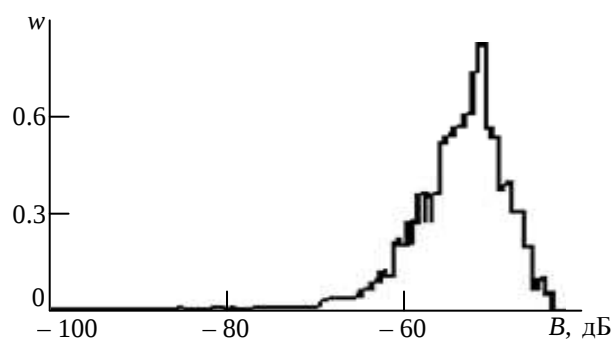


Рис. 4

Выходной сигнал вычитателя, представляющий собой смесь полезного сигнала, остатка подавленной СП и шума, поступает на второй вход коммутатора. Коммутатор по команде с выхода блока оценки амплитуды включает вычитатель в тракт приема полезного сигнала.

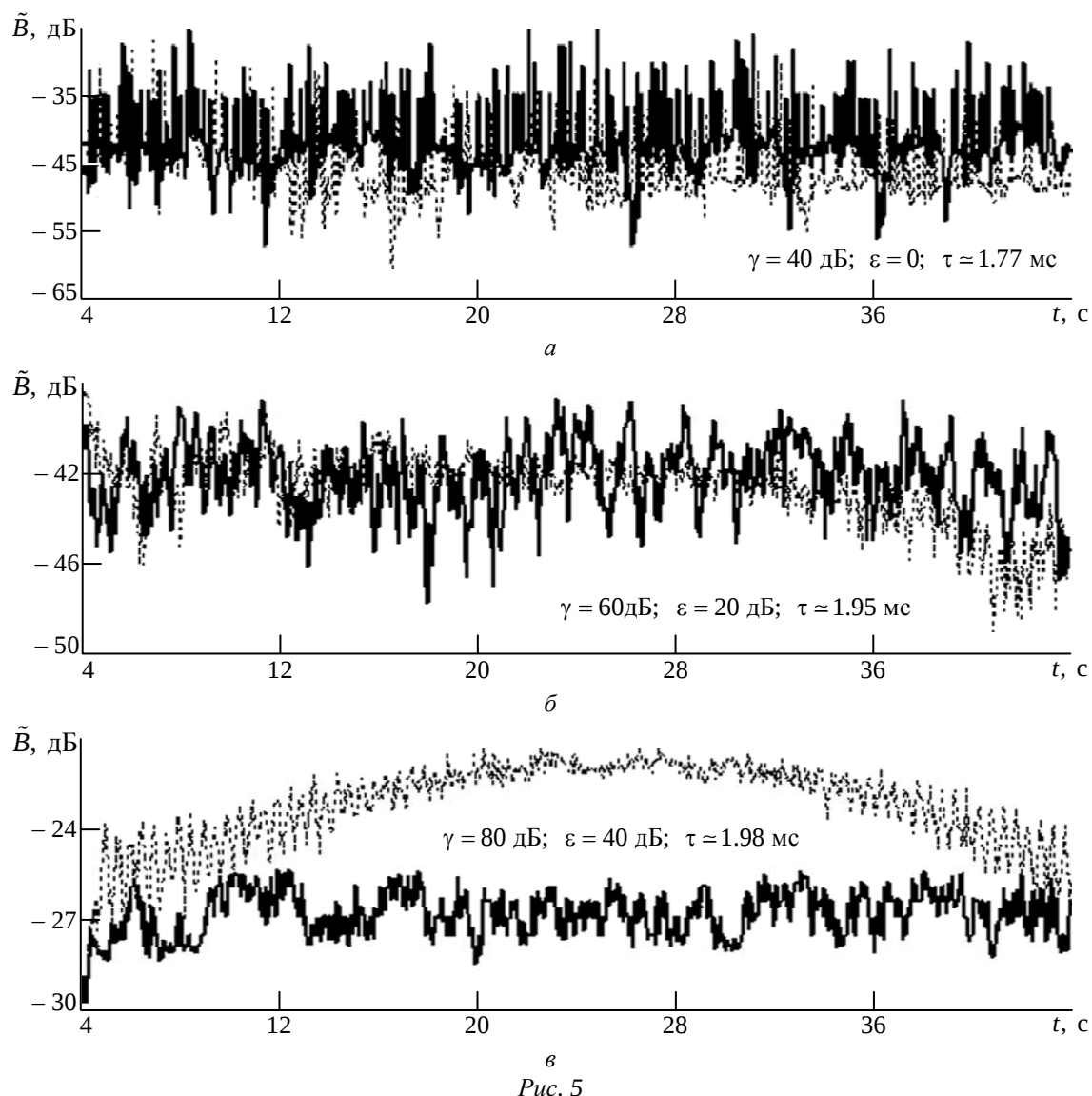
На рис. 3 и 4 представлены результаты имитационного моделирования корреляционного приемника без АКП: графики нормированной огибающей ВКФ $B(\tau)$ при $E_{\Pi} = E_c$ и $F = 0$ в диапазоне относительных задержек 1.5...2 мс (450...600 км по дальности) с шагом по задержке $\tau = T/50$ (рис. 3) и гистограмма распределения значений ВКФ w (рис. 4). Приведенные зависимости соответствуют сигналу и СП с кодовыми последовательностями, представляющими циклические сдвиги на $m = 4100$ элементов общей М-последовательности длиной $N = 2^{14} - 1 = 16\,383$ с периодом повторения $T_N = 40$ мс. Цифровая модуляция ШПС осуществлялась меандровым сообщением $D(t)$.

Анализ результатов свидетельствует о том, что максимальное значение ВКФ $B_{\max} \simeq -41$ дБ наблюдалось при $\tau \simeq 1.77$ мс, эффективное значение составило $B_{\text{э}} \simeq -49.5$ дБ, однопроцентный квантиль распределения (порог, вероятность превышения которого выбросом ВКФ равна 0.01) $B_{0.01} \simeq -43.8$ дБ.

На рис. 5 представлены результаты моделирования корреляционного приемника с АКП: временные зависимости отсчетов огибающей нормированной на E_c ВКФ $\tilde{B}(\tau) = \gamma \mu^{-1} B(\tau)$ для установившегося режима работы АКП (переходный процесс длительностью около 4 с не показан). Приведенные зависимости получены при отношениях "СП/сигнал" $\gamma = 40, 60$ и 80 дБ; отношениях "СП/шум" $\varepsilon = 0, 20$ и 40 дБ; временных сдвигах СП $\tau \simeq 1.77, 1.95$ и 1.98 мс; средней частоте $f_0 = 1.905$ МГц; частотных сдвигах СП $F = 0$ (сплошные линии) и 0.2 Гц (штриховые линии)*. Параметры ПСП полагались теми же, что и для зависимости $B(\tau)$ на рис. 3.

Величина $\tilde{B}^{-1}$ может трактоваться как отношение "сигнал/СП" q на выходе корреляционного приемника. Приняв допустимым значение $q \geq 10$ дБ, определим запас помехоустойчивости, который в худшем случае (см. рис. 5, в, где уровень ВКФ имеет значения менее -20 дБ)

* Значение $F = 0.2$ Гц является максимальным доплеровским частотным сдвигом. В этом случае приращение временного сдвига за 40 с составляет около 4 мкс.



составляет более 10 дБ. Это позволяет считать, что реальная помехоустойчивость (с учетом аппаратурной погрешности АКП) составит не менее 80 дБ (предельно допустимое значение отношения γ "СП/сигнал"), что соответствует условиям приема слабого сигнала наиболее удаленной опорной станции (ОС) (дальность 600 км) на фоне мощного мешающего сигнала близкорасположенной ОС (дальность 2 км) при одинаковой мощности передатчиков ОС.

Таким образом, предложенный автокомпенсатор помехи обеспечивает требуемый динамический диапазон сигналов, позволяя подавить мощную структурную помеху на 40 и более децибел.

Список литературы

1. Широкополосная радионавигационная система для морских потребителей / А. М. Алёшечкин, В. Н. Бондаренко, В. И. Кокорин и др. // Совр. сост. и пробл. навигации и океанографии: Тр. VI Росс. НТК НО–2007, 23–25 мая 2007 г., Санкт-Петербург / ГНИНГИ МО РФ. СПб., 2007. С. 233–238.
2. Бондаренко В. Н. Система фазовой синхронизации приемника периодического шумоподобного сигнала // Радиотехника и электроника. 2009. Т. 54, № 2. С. 1–8.
3. Бондаренко В. Н. Система кодовой синхронизации приемника периодического шумоподобного сигнала // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2008. Вып.1. С. 3–13.

V. N. Bondarenko, T. V. Krasnov

Engineering physics and radio electronics institute of Siberian federal university

Spread spectrum signal correlation receiver interference immunity with adjacent-channel interference autocompensator

Interference immunity of spread spectrum signal with minimum shift keying correlation receiver is improved with powerful adjacent-channel interference autocompensator. Proposed autocompensator provides dynamic range gain from 40 dB to 80 dB.

Spread spectrum signal, adjacent-channel interference, interference immunity, correlation receiver, interference autocompensator

Статья поступила в редакцию 20 апреля 2011 г.

УДК 778.38: 615.071

К. С. Артемов, А. С. Гвоздарев, Т. К. Артемова

Ярославский государственный университет им. П. Г. Демидова

Способ повышения качества эталонной оценки размеров объектов радиоголографии в условиях малоэлементной антенной решетки

Для систем голографического радиовидения с малоэлементными антенными решетками разработан и апробирован эталонный метод определения размеров радиоголографического объекта на основе минимизации на сетке значений размеров модуля фазы скалярного произведения полей рассеяния анализируемого и эталонных объектов. Проведено сравнение предлагаемого метода с базовым эталонным алгоритмом. Определены области изменения входного отношения "сигнал/шум", а также числа антенных элементов системы, позволяющие получить более высокое качество оценки по сравнению с базовым методом. Получены и проанализированы статистические характеристики метода для различных форм рассеивающего объекта: идеально проводящие бесконечный круговой цилиндр, круговой цилиндр конечной длины и бесконечные ленты.

Системы голографического радиовидения, эталонная оценка размеров объектов, классификация объектов, оценка минимума аргумента скалярного произведения, статистические характеристики

Большинство современных систем голографического радиовидения (СГРВ) [1], [2], предназначенных для персонального и таможенного досмотров, подповерхностного зондирования, медико-биологических систем и т. д., производят оценку размеров исследуемых объектов на основе анализа их восстановленного амплитудного изображения. При этом точность, с которой производится оценка в отсутствие шумов и помех [3], [4], ограничена их разрешающей способностью: азимутальной $\delta_a = \lambda z / A$ (λ – рабочая длина волны; z – расстояние до объекта; A – размер апертуры) и радиальной $\delta_r = c / (2\Delta f)$ (c – скорость света в вакууме; Δf – полоса перестройки частоты). При увеличении уровня шума вероятность разрешения и разрешающая способность радиоголограммы падают и точность оценки значительно снижается.

Априорная информация о форме объекта позволяет оценить его размеры с большей точностью сравнением зарегистрированного (или восстановленного по радиоголограмме) поля с некоторыми эталонными полями [5], [6].

Антенная система СГРВ может содержать различное количество элементов в зависимости от используемого диапазона частот, необходимой разрешающей способности,

требований к внутрисистемной электромагнитной совместимости, стоимости и габаритам. При этом малоэлементная антенная система дает меньший по сравнению с многоэлементной системой набор исходных данных для анализа.

Таким образом, необходима разработка эталонного метода оценки размеров радиоголографических объектов, обеспечивающего работу СГРВ при малом числе приемных элементов.

Математическая модель эталонных методов. Обозначим оцениваемый параметр объекта (диаметр, длину, высоту либо ширину) R . Пусть поле $\dot{u}(R)$, рассеянное исследуемым объектом с априорно известной формой, зарегистрировано СГРВ с апертурой из N_φ приемных элементов. Тогда радиоголограмма представляет собой массив из N_φ точек.

Представим регистрируемое поле в каждой точке $i=1, 2, \dots, N_\varphi$ как сумму поля, создаваемого "идеальным" рассеивателем $\dot{u}_{\text{об}_i}(R)$, и шума $\dot{n}_i$:

$$\dot{u}_i(R) = \dot{u}_{\text{об}_i}(R) + \dot{n}_i. \quad (1)$$

Выделим в поле "идеального" рассеивателя вещественную и мнимую части:

$$u_{\text{об}_i}(R) = a_{\text{об}_i}(R) + j b_{\text{об}_i}(R). \quad (2)$$

Выберем модель комплексного аддитивного шума: $\dot{n}_i = n_{a_i} + j n_{b_i}$, $i=1, 2, \dots, N_\varphi$, с нормальными распределениями синфазного n_{s_i} и квадратурного n_{c_i} компонентов, имеющими нулевые математические ожидания и дисперсии σ_a^2 и σ_b^2 соответственно. Тогда регистрируемое поле будет выглядеть следующим образом:

$$\dot{u}_i(R) = [a_{\text{об}_i}(R) + n_{s_i}] + j[b_{\text{об}_i}(R) + n_{c_i}] = a_i(R) + j b_i(R), \quad (3)$$

где

$$a_i(R) = a_{\text{об}_i}(R) + n_{s_i}; \quad b_i(R) = b_{\text{об}_i}(R) + n_{c_i} \quad (4)$$

и иметь нормальные законы распределения синфазного и квадратурного компонентов с математическими ожиданиями $a_{\text{об}_i}(R)$, $b_{\text{об}_i}(R)$ и дисперсиями σ_a^2 , σ_b^2 соответственно.

Для удобства дальнейшего анализа предположим, что дисперсии σ_a^2 и σ_b^2 совпадают: $\sigma_a^2 = \sigma_b^2 = \sigma^2$, и будем отсчитывать это значение относительно уровня нормированного регистрируемого сигнала, что позволяет исключить влияние амплитуды принятого сигнала. Шумы измерений в различных точках полагаем некоррелированными между собой.

Введем отношение "сигнал/шум" (ОСШ) как отношение мощности регистрируемого сигнала к дисперсии шума: $q = \|\dot{u}_{\text{об}}\|^2 / \sigma^2$. Тогда при нормировании сигнала ($\|\dot{u}_{\text{об}}\|^2 = 1$) получим $q = 1/\sigma^2$. Так как при изменении параметра объекта уровень регистрируемого полезного сигнала в общем случае изменяется, то нормировка поля позволяет избавиться от влияния параметра на входное ОСШ.

Пусть заранее была сформирована база данных полей рассеяния эталонных объектов $\dot{u}_{\text{et}_p}$, $p=1, 2, \dots, N_{\text{et}}$ (N_{et} – количество эталонных объектов). Представим эталонное поле в каждой i -й точке в виде суммы вещественной и мнимой частей:

$$\dot{u}_{et\,pi} = a_{et\,pi} + j b_{et\,pi}. \quad (5)$$

Пусть в результате действия некоторого преобразования над входными данными $L[\dot{u}_{ob}, \dot{u}_{et\,p}]$ получены величины критерия оценивания $\dot{z}_p$. Тогда в качестве оценки $\hat{R}_{ob}$ размеров R исследуемого объекта выбираются размеры эталона, удовлетворяющего решению оптимизационной задачи максимизации или минимизации $\dot{z}$ (в зависимости от выбора оператора $L[\cdot]$) относительно используемого набора эталонов.

Одной из основных задач при построении эталонного метода является задача выбора оператора $L[\cdot]$. На практике необходимо, чтобы он, с одной стороны, обеспечивал выбор эталона, максимально близкого к объекту по параметру, а с другой – учитывал возможность не только программной, но и простой технической реализации, а также факторы, приводящие к изменению стоимостных и массогабаритных параметров установки, в том числе количество регистрирующих элементов.

В базовом эталонном методе анализируется совпадение эталонного и объектного полей, что математически означает совпадение их вещественной и мнимой частей во всех точках. Это приводит к необходимости одновременного выполнения системы $2N_\phi$ условий: N_ϕ на синфазный и столько же на квадратурный компоненты объектного поля.

Авторами настоящей статьи предлагается новый метод эталонного оценивания – минимально-фазовый метод (МФМ), в котором предлагается использовать в качестве оператора $L[\cdot]$ модуль аргумента скалярного произведения:

$$|\Delta\phi_p(R)| = \left| \arg[\dot{u}_{ob}(R), \dot{u}_{et\,p}] \right|, \quad (6)$$

причем скалярное произведение понимается в смысле произведения в Гильбертовом пространстве комплекснозначных функций пространственных координат, т. е. реализуется поэлементным перемножением комплексных амплитуд вектора выборки по апертуре регистрируемого поля и комплексно-сопряженных амплитуд вектора выборки поля эталонного объекта. С физической точки зрения данный критерий классификации характеризует степень совпадения фазового набега регистрируемого (или восстановленного) поля при переходе от одной точки апертуры к другой. В базовом методе процедура оценки размера предусматривает минимизацию вектора ошибки, в МФМ – минимизацию критерия (6).

Сравнительный анализ точности оценок размеров базовым и предложенным методами. Для сравнения МФМ с базовым методом воспользуемся байесовскими оценками с использованием квадратичной функции, описывающей потери, приписываемые оценке параметра вследствие ошибочного выбора эталона. Из литературы [7] известно, что байесовская оценка равна условному среднему значению оцениваемого параметра при известных данных, а минимальное значение байесовского риска совпадает с усредненной апостериорной дисперсией, которую можно использовать в качестве критерия сравнения качества оценки различными методами.

Выберем для сравнения с объектом некоторый эталон с размерами R_p и сформируем векторы ошибок:

$$\mathbf{e}_a(R, R_j) = \begin{bmatrix} a_1(R) - a_{et1}(R_p) \\ a_2(R) - a_{et2}(R_p) \\ \dots \\ a_{N_\varphi}(R) - a_{etN_\varphi}(R_p) \end{bmatrix}; \quad \mathbf{e}_b(R, R_j) = \begin{bmatrix} b_1(R) - b_{et1}(R_p) \\ b_2(R) - b_{et2}(R_p) \\ \dots \\ b_{N_\varphi}(R) - b_{etN_\varphi}(R_p) \end{bmatrix}.$$

При этом распределения компонентов векторов ошибок будут гауссовскими с математическими ожиданиями для i -го компонента $a_{ob_i}(R) - a_{et_i}(R_p)$ и $b_{ob_i}(R) - b_{et_i}(R_p)$ и исходными дисперсиями σ_a^2 и σ_b^2 .

Для базового метода математическое ожидание и дисперсия векторов ошибки $\mathbf{e}_a(R, R_p)$ и $\mathbf{e}_b(R, R_p)$ определяются следующим образом:

$$\mu[\mathbf{e}_a(R, R_p)] = \prod_{i=1}^{N_\varphi} [a_i(R) - a_{et_i}(R_p)]; \quad \mu[\mathbf{e}_b(R, R_p)] = \prod_{i=1}^{N_\varphi} [b_i(R) - b_{et_i}(R_p)];$$

$$\sigma^2[\mathbf{e}_a(R, R_p)] = \sigma^2[\mathbf{e}_b(R, R_p)] = (\sigma^2)^{N_\varphi}. \quad (7)$$

Найдем математическое ожидание и дисперсию модуля аргумента скалярного произведения (6) для МФМ.

Перепишем $|\Delta\varphi_p(R)|$ с учетом введенных обозначений (1)–(6):

$$|\Delta\varphi_p(R)| = \left| \arctg \frac{\sum_{i=1}^{N_\varphi} f_{1pi}(R) + \sum_{i=1}^{N_\varphi} (b_{et_{pi}} n_{s_i} - a_{et_{pi}} n_{c_i})}{\sum_{i=1}^{N_\varphi} f_{2pi}(R) + \sum_{i=1}^{N_\varphi} (a_{et_{pi}} n_{s_i} + b_{et_{pi}} n_{c_i})} \right|,$$

где синфазный и квадратурный компоненты скалярного произведения в отсутствие шумов составляют $f_{1pi}(R) = b_{et_{pi}} a_{ob_i}(R) - a_{et_{pi}} b_{ob_i}(R)$ и $f_{2pi}(R) = a_{et_{pi}} a_{ob_i}(R) + b_{et_{pi}} b_{ob_i}(R)$ соответственно.

Тогда функция плотности вероятности $|\Delta\varphi_p(R)|$ определится как

$$w_{|\Delta\varphi_p(R)|}[x|(R, R_p)] = \frac{e^{-\rho_p^2/2}}{\pi/2} [1 + h_p^+(R) + h_p^-(R)], \quad (8)$$

где

$$\rho_p^2 = \rho^2(R, R_p) = q^2 \eta^2(R, R_p), \quad (9)$$

– квадрат модуля аргумента скалярного произведения в отсутствие шумов;

$$h_p^\pm(R) = p_p^\pm(R) e^{-[p_p^\pm(R)]^2/2} \operatorname{erf}[p_p^\pm(R)]. \quad (10)$$

В выражении (9)

$$\eta^2(R, R_p) = \left[\sum_{i=1}^{N_\alpha} f_{1pi}(R) \right]^2 + \left[\sum_{i=1}^{N_\alpha} f_{2pi}(R) \right]^2, \quad (11)$$

а в выражении (10) $p_p^\pm(R) = (\rho_p / \sqrt{2}) \cos[x \pm \psi_p(R)]$, где

$$\psi_p(R) = \begin{cases} \gamma_{pi}, & f_{1pi}(R) > 0 \cap f_{2pi}(R) > 0; \\ \pi - \gamma_{pi}, & f_{1pi}(R) > 0 \cap f_{2pi}(R) < 0; \\ \pi + \gamma_{pi}, & f_{1pi}(R) < 0 \cap f_{2pi}(R) < 0; \\ 2\pi - \gamma_{pi}, & f_{1pi}(R) < 0 \cap f_{2pi}(R) > 0 \end{cases} \quad (12)$$

– аргумент модуля аргумента скалярного произведения в отсутствие шумов, причем $\gamma_{ip} = \arctg([f_{1pi}(R)/f_{2pi}(R)])$ – коэффициент, отвечающий за расхождения, вносимые в разность фаз неверным выбором эталона.

Выражение (8) невозможно использовать непосредственно для получения моментных функций, так как входящие в него интегралы не могут быть вычислены аналитически. Для решения указанной проблемы получено представление (8) в виде сходящегося ряда, а на его основе – выражение для моментной функции величины $|\Delta\varphi_p(R)|$ произвольного порядка:

$$\begin{aligned} M_k[|\Delta\varphi_p(R)|] &= e^{-\rho_p^2/2} + e^{-\rho_p^2/2} \frac{1}{2} \frac{\rho_p^2}{2} \frac{1}{2(k+1)} \left(\frac{\pi}{2}\right)^k \times \\ &\times \sum_{n=-\infty}^{\infty} {}_2F_2(|n|+1/2; |n|+1; |n|+3/2; 2|n|+1; \rho_p^2/2) \times \\ &\times \frac{\sqrt{\pi}(\rho_p^2/8)^{|n|}}{\Gamma(|n|+3/2)} \sum_{\tilde{\alpha}=\tilde{\alpha}_1}^{\tilde{\alpha}_3} \varepsilon_{\tilde{\alpha}} {}_1F_2\left[\frac{k+1}{2}; \frac{k+1}{2}+1; \frac{1}{2}; -\left(\frac{\tilde{\alpha}\pi}{2}\right)^2\right], \end{aligned}$$

где

$$\varepsilon_{\tilde{\alpha}} = \begin{cases} \varepsilon_{\tilde{\alpha}_1} \\ \varepsilon_{\tilde{\alpha}_2} \\ \varepsilon_{\tilde{\alpha}_3} \end{cases} = \begin{cases} \cos[2\tilde{\alpha}_1 \psi(R, R_p)] \\ 2 \cos[2\tilde{\alpha}_2 \psi(R, R_p)] \\ \cos[2\tilde{\alpha}_3 \psi(R, R_p)] \end{cases}; \quad \tilde{\alpha} = \begin{cases} \tilde{\alpha}_1 \\ \tilde{\alpha}_2 \\ \tilde{\alpha}_3 \end{cases} = \begin{cases} |n|-1 \\ |n| \\ |n|+1 \end{cases};$$

${}_2F_2$ и ${}_1F_2$ – обобщенные гипергеометрические функции [8].

Тогда математическое ожидание $|\Delta\varphi_p(R)|$ будет определяться как $M_1[|\Delta\varphi_p(R)|]$, а дисперсия – как

$$D[|\Delta\varphi_p(R)|] = M_2[|\Delta\varphi_p(R)|] - \{M_1[|\Delta\varphi_p(R)|]\}^2. \quad (13)$$

Выражения (8) и (13) – дисперсии критерия $\dot{z}$ для базового метода и МФМ соответственно. Критерий с большей дисперсией дает большую дисперсию оценки размера при минимизации критерия по множеству эталонных объектов, поэтому для сравнения качества оценки размеров этими методами достаточно проанализировать дисперсии критериев.

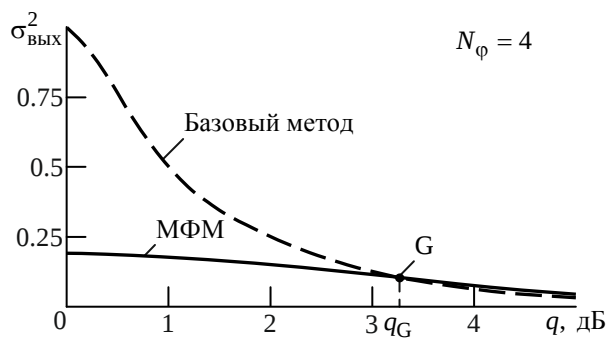


Рис. 1

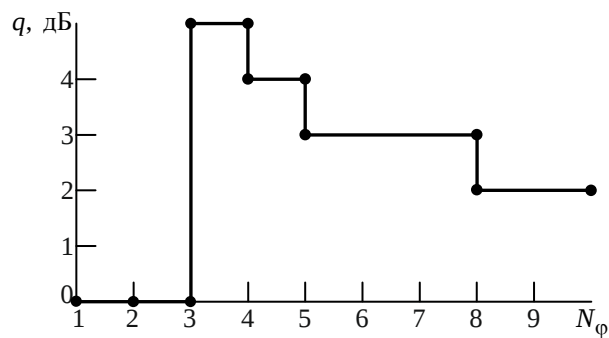


Рис. 2

Необходимо отметить, что в отличие от (7) выражение (13) учитывает не только дисперсию шума на входе системы, но и искажения, возникающие при несоответствии оцениваемого параметра объекта и эталона. Вследствие этого (13) является функцией целой совокупности объектных параметров (формы, электродинамических параметров, размеров и т. д.). Поэтому на практике возможно сравнивать значения (7) и (13) лишь для конкретных объектов. При совпадении объекта с эталоном, выбранным для сравнения, выражения (9)–(12) упрощаются: $\eta = 1$; $\psi = 0$ и $\rho = q$. При этом дисперсия (13) не зависит от количества приемных элементов и определяется лишь входным ОСШ, что позволяет сравнить ее с (7).

На рис. 1 представлена зависимость дисперсий выходных параметров (критериев классификации) от ОСШ на входе СГРВ. Штриховой линией приведена дисперсия базового метода для случая четырехэлементной антенной решетки, вычисленная в соответствии с (7), сплошной линией – дисперсия МФМ, рассчитанная с помощью (13)*. Из рисунка видно, что существует область, в которой предлагаемый метод (МФМ) обеспечивает меньшую выходную дисперсию по сравнению с базовым методом. Точка пересечения графиков G соответствует равенству дисперсий, обеспечиваемых обоими методами, при заданном количестве антенных элементов. Результаты численного моделирования показывают, что при малом числе антенных элементов (1, 2) при любом входном ОСШ предложенный метод позволяет достичь меньшей дисперсии, чем базовый метод. Для большего числа элементов (3–8) МФМ обеспечивает меньшую дисперсию в области малых значений входного ОСШ (что соответствует работе СГРВ на пределе дальности и является чрезвычайно важным случаем с практической точки зрения).

Зависимость ОСШ q_G от количества элементов антенной системы приведена на рис. 2. Ниже ломаной линии находится область, где дисперсия критерия МФМ меньше дисперсии, обеспечиваемой базовым методом, – область эффективности МФМ.

Таким образом, можно сделать вывод, что предложенный метод в ряде практически важных случаев (высокий уровень входных шумов и малое число приемных антенных элементов) позволяет обеспечить качество оценки лучше, чем базовый эталонный метод.

Анализ влияния формы объекта на точность оценки. В качестве интегральной оценки качества методов применительно к объекту той или иной формы проанализируем характеристики классификации – зависимость приведенной оценки размера $\hat{R}_{\text{об}}/\lambda$ от

* Дисперсии нормированы на их значения в отсутствие полезного сигнала.

приведенного истинного размера R_{ob}/λ – для различных ОСШ (λ – длина волны излучения). Поскольку оценка $\hat{R}_{ob}$ случайна, для сравнения использован результат статистического усреднения среднеквадратического отклонения (СКО) приведенной оценки по ансамблю реализаций $\langle \sigma_{\hat{R}_{ob}} \rangle / \lambda$ (при представлении результатов для упрощения нотации указание на статистическое усреднение опущено).

Для численной апробации предложенного метода и анализа зависимости статистических характеристик от вида объекта были выбраны объекты правильной формы, для которых существуют аналитические решения задачи рассеяния, широко описанные в литературе (см., например [9]), и которые могут быть использованы в качестве моделей реальных объектов:

- идеально проводящие бесконечные круговые цилиндры заданных радиусов;
- идеально проводящие круговые цилиндры конечной длины фиксированного радиуса;
- идеально проводящие бесконечные ленты заданных ширины.

Для апробации использовалась модель СГРВ с рабочей длиной волны $\lambda = 0.008$ м, дуговой апертурой с углом раскрытия 4° и радиусом кривизны 21.2 м, что соответствует линейному размеру 1.4 м, и с шагом по апертуре 0.2° . Расстояние между объектом и центром СГРВ равнялось 21.2 м. Теоретическая аппаратная разрешающая способность системы в такой конфигурации составляла 15λ . ОСШ изменялось в диапазоне от 10 до 50 дБ с шагом 5 дБ. При построении классификационной характеристики изменялись (в диапазоне $10...50 \lambda$ с шагом 0.5λ) следующие параметры: радиусы (для бесконечных цилиндров), длины (для ограниченных цилиндров), ширины (для бесконечных лент). Объем выборки для усреднения в каждой точке апертуры составлял 5000 отсчетов.

Поля тестовых объектов записывались в присутствии "белого" комплексного гауссовского шума с нулевым математическим ожиданием и дисперсиями синфазного и квадратурного компонентов, определенных исходя из требуемой величины ОСШ, поля эталонных объектов записывались без шума.

С использованием МФМ для тестовых объектов были получены классификационные характеристики при различном уровне шума.

Пример классификационных характеристик для задачи оценки радиуса бесконечных круговых цилиндров представлен на рис. 3. Штриховая линия соответствует абсолютно точным оценкам, т. е. соответствует "идеальному" классификатору с бесконечно малой разрешающей способностью. Ступенчатая линия 1 показывает "идеальную" оценку радиуса при работе с аппаратной азимутальной разрешающей способностью δ_a . Сплошные кривые демонстрируют работу предлагаемого метода для ОСШ 15 и 20 дБ.

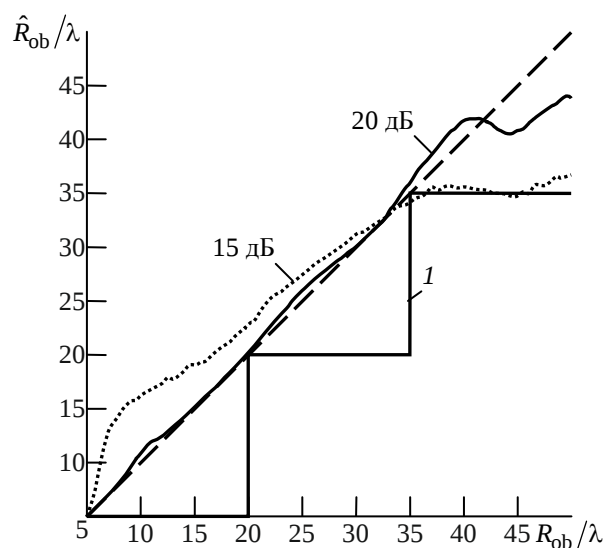


Рис. 3

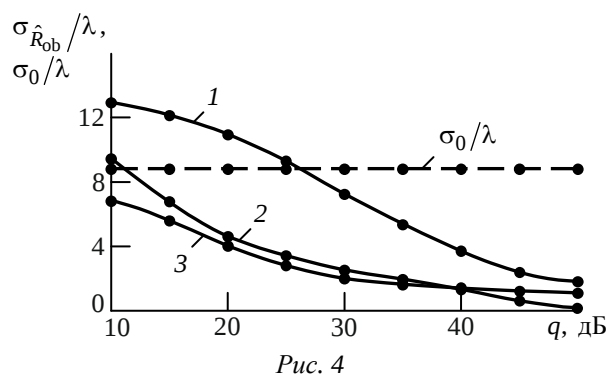


Рис. 4

— для цилиндров бесконечной длины, кривая 3 — для цилиндров с конечной длиной.

Анализ зависимостей на рис. 3 и 4 позволяет сделать заключение, что при увеличении ОСШ SCO классификационных характеристик для всех выбранных объектов стремятся к нулю. SCO оценки МФМ при малых ОСШ для некоторых объектов выше SCO классификатора, работающего в отсутствие шумов с аппаратной азимутальной разрешающей способностью. Достижение равенства SCO МФМ и последнего классификатора для разных объектов происходит при разном ОСШ: 12 дБ для бесконечных цилиндров и 25 дБ для бесконечных лент. Для цилиндров конечной длины SCO оценки МФМ при ОСШ более 10 дБ заведомо меньше σ_0/λ .

Такая зависимость SCO классификационных характеристик от формы объекта может быть объяснена поведением поля, рассеянного данными объектами. Пространственная ограниченность цилиндров конечной длины и лент порождает резонансный характер поведения поля в секторе углов наблюдения. Поэтому для описания модели эталона были использованы приближения, учитывающие эффекты вторичной дифракции на краях [9]. Причем, как указывается в [9], для цилиндров конечной длины при малом диапазоне углов наблюдения и достаточно большой длине (рассмотренный в указанной работе случай) резонансные свойства выражены достаточно слабо, а для лент сильно, поэтому SCO классификатора для лент будет хуже, чем для цилиндров конечной длины. Для бесконечных цилиндров использовалась классическая модель разложения рассеянного поля в сходящийся бесконечный ряд по цилиндрическим функциям [9]. Усечение же этого ряда на практике приводит к некоторым погрешностям, с чем и связано худшее поведение SCO классификатора по сравнению с цилиндрами конечной длины.

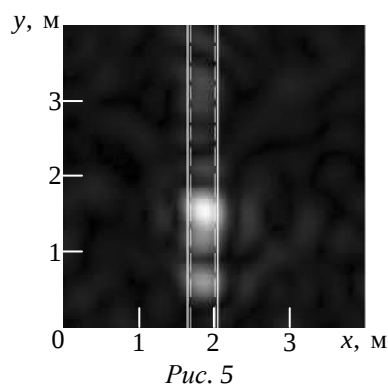


Рис. 5

Экспериментальная апробация. Для экспериментальной апробации предлагаемого метода использовалась система голографического радиовидения, разработанная коллективом авторов Ярославского государственного университета им. П. Г. Демидова [10] и представляющая собой приемопередатчик, излучающий и когерентно по квадратурной схеме принимающий квазимонохроматические сигналы, частота которых изменялась во времени дискретно в полосе перестройки 800 МГц (средняя длина волны $\lambda = 8$ мм, ко-

личество значений частоты могло изменяться и в использованном далее эксперименте составило 101), синтезированная апертура составила $A = 0.5$ м.

Зарегистрирована радиоголограмма неподвижного фольгированного кругового цилиндра диаметром 0.4 м и высотой 1.1 м, находящегося на расстоянии $z = 21.1$ м от системы. ОСШ в радиоголограмме составило 1 дБ. Требовалось оценить размеры объекта.

Восстановленное изображение приведено на рис. 5. Аппаратная азимутальная разрешающая способность $\delta = \lambda z / A$ составила 42.2λ , изображение имело низкое качество.

По восстановленному амплитудному изображению методами цифровой обработки изображений [11] получена грубая оценка радиуса цилиндра 35λ . Исходя из нее построена классификационная сетка радиусов, необходимая для работы МФМ.

Затем МФМ получена уточняющая оценка радиуса цилиндра $\hat{R}_{ob} = 16\lambda$. При истинном значении 23.5λ ошибка оценки составила 7.5λ , дисперсия оценки $36\lambda^2$, что соответствует превышению аппаратной азимутальной разрешающей способности в 6.7 раз. На рис. 5 сплошными линиями показ истинный диаметр цилиндра, штриховыми – результат оценки диаметра.

Таким образом, в ходе эксперимента получены грубое и уточненное двумерные изображения цилиндра, грубая и более точная оценки размеров цилиндра (более точная – лучше аппаратной разрешающей способности).

Предложенный МФМ метод позволяет определять размеры объекта в СГРВ на основе базы данных эталонных радиоголограмм. При работе в условиях малого входного ОСШ (от 0 до 8 дБ) и малоэлементной антенной решетки (2–4 элемента) возможно достижение качества оценки, лучшего по сравнению с базовым методом.

Численная апробация на моделях показала, что с использованием предложенного авторами метода при ОСШ выше 10 дБ и малых углах раскрыва синтезируемой апертуры (единицы градусов) размеры можно оценить в несколько раз точнее, чем это позволяет сделать разрешающая способность системы голографического радиовидения.

Предложенный метод позволяет оценить сразу несколько параметров при условии использования многомерной сетки эталонов. МФМ может применяться как по однократной радиоголограмме, так и по многочастотной.

Поскольку работа метода основана на сравнении с базой данных эталонных сигнатур, требуется предварительное создание и хранение такой базы.

Проведенные исследования на классических радиоголографических тестовых моделях и экспериментальная апробация подтвердили данные особенности метода.

Список литературы

1. Пат. RU № 2269811 С2 МПК G03H1/00 (2006.01). Устройство для получения СВЧ-голограмм и визуализации восстановленного изображения / В. В. Копейкин, П. А. Морозов, А. Н. Куляков и др. (RU). Оpubл. 10.02.2006. Бюл. № 4.
2. Pat. US 7365672 IPC G01S 13/04 (2006.01). Keller P. E., Hall T. E., McMakin D. L. (USA). Detection of a concealed object. Publ. 10/30/2003.
3. Воронин Е. Н., Воронин И. Н. Радио- и акустическая избирательная голография. М.: МАКС Пресс, 2006. 535 с.
4. Гинзбург В. М., Степанова Б. М. Голография. Методы и аппаратура. М.: Сов. радио, 1974. 376 с.
5. Bennett C., Toomey J. Target classification with multiple frequency illumination // IEEE Trans. on ant. and prop. 1981. Vol. 29, № 2. P. 352–358.

6. Anderson S. J. Target classification, recognition and identification with HF radar // Proc. of the NATO research and technology agency sensors and electronics technology panel symposium SET-080, 11–13 Oct., 2004, Oslo, Norway. RTO-MP-SET-080. P. 1–20.

7. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники: в 2 т. Т. 1. М.: Сов. радио, 1974. 552 с.

8. Справочник по специальным функциям / под ред. М. Абрамовица, И. Стиган. М.: Наука, 1979. 832 с.

9. Уфимцев П. Я. Метод краевых волн в физической теории дифракции. М.: Сов. радио, 1962. 244 с.

10. Артемов К. С., Артемова Т. К. Построение системы голографического радиовидения: вопросы быстрого действия // Физика волновых процессов. 2008. № 2. С. 71–77.

11. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2006. 1072 с.

K. S. Artyomov, A. S. Gvozdaryev, T. K. Artyomova
Yaroslavl state university n. a. P. G. Demidov

Radioholographic objects' dimensions estimation reference method for systems with the low-quantity antenna array

Objects' dimensions estimation reference method is proposed and tested for radioholographic systems with low-quantity array antenna system. It is based on reference and tested objects' scattered fields' scalar products' phase minimization. A comparison of the proposed method and base method is carried out. The possible range of the input signal-to-noise ratio and the number of antenna elements which enable the proposed method to perform higher quality estimation, comparing to the base one. Its' statistical characteristics are obtained and analyzed for various scattering objects: perfectly conducting infinite circular cylinder, circular cylinder of the finite length and infinite stripes.

Radioholographic systems, objects' dimensions reference estimation, objects classification, scalar product argument minimization, statistical characteristics

Статья поступила в редакцию 12 июля 2011 г.



Телевидение и обработка изображений

УДК 615.471.03:616-072/073

Р. Е. Быков

Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ"

А. И. Мазуров

ЗАО «НИПК "Электрон"» (Санкт-Петербург)

Квантовая эффективность систем регистрации и воспроизведения изображений

Рассмотрены различные подходы к оценке чувствительности многозвенных систем регистрации и воспроизведения изображений. Показано, что наиболее универсальной характеристикой чувствительности таких систем является обобщенная квантовая эффективность, определяемая как функция пространственных частот. На примере рентгенотелевизионных систем рассмотрены принципы построения и анализ их квантовой эффективности.

Квантовый выход, квантовая эффективность, обобщенная квантовая эффективность, чувствительность

Назначение прикладных систем воспроизведения изображений часто состоит в том, чтобы извлечь максимальное количество информации при ограниченной интенсивности физического поля, которое непосредственно формирует изображение на входе системы (телевизионные, фотографические, интроскопические и др.). В связи с этим в различных классах систем воспроизведения, объединенных научным направлением "иконика" [1], использовались различные во многом взаимно несогласованные определения чувствительности. Так, в телевидении она определяется как величина, обратная минимальному значению светового потока, при котором обеспечивается формирование выходного сигнала с заданными параметрами [2]. Фотографическая чувствительность характеризуется величиной, обратной экспозиции, необходимой для получения заданного фотографического эффекта. На практике используются различные определения, методики и единицы измерений чувствительности. Например для оценки чувствительности цифровых видеокамер используют единицы ASA (американский стандарт), чувствительность фотографических материалов в соответствии с отечественным стандартом измеряется в единицах ГОСТ, в общеевропейском стандарте для этого используются единицы ISO, в немецком – единицы DIN.

В ряде работ чувствительность систем воспроизведения изображений определяется величиной, обратной значению световой (лучистой) энергии входного сигнала изображения, при которой обеспечивается точность воспроизведения, характеризуемая заданным количеством информации о входном изображении при заданном числе элементарных объемов [3]. Этот список определений чувствительности можно продолжить.

Учитывая несоответствия и недостатки общепринятых и стандартизованных систем оценок чувствительности разных классов изображающих систем, А. Роуз (Rose) предложил для сравнения чувствительности различных систем воспроизведения изображений использовать характеристику, идентичную квантовому выходу фотопреобразователей, которая была названа квантовой эффективностью [4].

Квантовый выход. Введенная А. Роузом характеристика указывает, в какое число раз необходимо в реальной системе увеличить энергию (или число фотонов) по сравнению с идеальной, чтобы получить на выходе то же отношение "сигнал/шум". Под идеальной понимается система, не имеющая собственных шумов. В силу этого идеальная система регистрирует каждый фотон излучения, падающий на светочувствительную поверхность детектора, и единственными ограничениями, накладывающимися на качество выходного изображения, являются флуктуации в регистрируемом изображении.

А. Роуз фактически ввел новое определение квантового выхода, приравняв его к классическому определению, которое уже использовалось при оценке чувствительности фотопреобразователей с внешним и с внутренним фотоэффектами, например фотокатодов. Если обозначить классическое определение квантового выхода фотокатода η_B , то его среднее значение

$$\bar{\eta}_B = \bar{S}_\Phi / \bar{S}_\Theta, \quad (1)$$

где $\bar{S}_\Theta$ – среднее число электронов, эмитируемых фотокатодом под действием среднего числа фотонов $\bar{S}_\Phi$.

Вычислим флуктуации квантового выхода, т. е. его дисперсию $D(\eta_B)$. Квантовый выход фотопреобразователя – результат процесса, при котором фотон генерирует или не генерирует электрон, т. е. значение квантового выхода всегда меньше единицы. Статистические характеристики такого процесса описываются биномиальным распределением, для которого дисперсия квантовой эффективности определится как

$$D(\eta_B) = \Sigma (\eta_B - \bar{\eta}_B)^2 p(\eta_B) = \bar{\eta}(1 - \bar{\eta}). \quad (2)$$

Используя (2), соотношение (1) можно выразить через отношение "сигнал/шум". Так как фотоны распределены по закону Пуассона, то $D(S_\Phi) = \bar{S}_\Phi$. Тогда отношение "сигнал/шум" на входе фотокатода (в потоке фотонов) определяется как

$$\Psi_{B\Phi} = \bar{S}_\Phi / \sqrt{D(S_\Phi)} = \sqrt{\bar{S}_\Phi}. \quad (3)$$

Для вычисления флуктуаций числа эмитированных электронов используем теорему Буржесса (Burgess) [5]: $D(S_{B\Phi}) = D(S_{B\Phi})\bar{\alpha}^2 + \bar{S}_{B\Phi}D(\alpha)$, где $D(S_{B\Phi})$ и $D(S_{B\Phi})$ – дисперсии сигнала на выходе и на входе звена соответственно; $\bar{S}_{B\Phi}$ – средний сигнал на входе; $\bar{\alpha}$ – средний коэффициент преобразования сигнала в звене; $D(\alpha)$ – дисперсия коэффициента преобразования α .

Тогда дисперсия флуктуаций числа генерированных фотонов

$$D(S_\Theta) = D(S_\Phi)\bar{\eta}_B^2 + \bar{S}_\Phi D(\eta_B) = S_\Phi \bar{\eta}_B^2 + S_\Phi \bar{\eta}_B (1 - \bar{\eta}_B) = \bar{S}_\Phi \bar{\eta}_B,$$

а отношение "сигнал/шум" в потоке электронов составит

$$\Psi_{\text{вых}} = \bar{S}_3 / \sqrt{D(S_3)} = \bar{S}_\phi \bar{\eta}_B / \sqrt{\bar{S}_\phi \bar{\eta}_B} = \sqrt{\bar{S}_\phi \bar{\eta}_B}. \quad (4)$$

Из (3) и (4) следует

$$\Psi_{\text{вых}}^2 / \Psi_{\text{вх}}^2 = \bar{\eta}_B. \quad (5)$$

Таким образом, соотношение (5), определяющее квантовый выход через отношение $\Psi_{\text{вых}}^2 / \Psi_{\text{вх}}^2 = \bar{\eta}_B$, равносильно классическому определению квантового выхода по соотношению (1):

$$\bar{\eta}_B = \bar{S}_3 / \bar{S}_\phi = \Psi_{\text{вых}}^2 / \Psi_{\text{вх}}^2. \quad (6)$$

Следовательно, квантовый выход фотопреобразователя можно описывать двумя способами, но соотношение (6) в отличие от (1) имеет универсальный характер, что впервые было отмечено А. Роузом.

Квантовая эффективность. Оценка чувствительности по соотношению (6) может применяться к многозвенным фотопреобразователям (приемникам) изображений без выделения источников потери чувствительности. В этом случае приемник входного изображения может рассматриваться как "черный ящик" и принципиально важным является коэффициент использования фотонов или других носителей информации, формирующих входное изображение. Одним из главных и наиболее ценных свойств соотношения (6) является применимость этого параметра к любому приемнику изображений, так как оно не предъявляет какие-либо особые требования к физическому принципу работы приемника. Для его вычисления необходимо знать флуктуации потока излучения на входе приемника и измеренное отношение "сигнал/шум" на выходе.

Чтобы отличить величину $\Psi_{\text{вых}}^2 / \Psi_{\text{вх}}^2$ от квантового выхода, Р. Джонс (Jones) назвал ее квантовой эффективностью детектирования (detective quantum efficiency – DQE) [6]. Соотношение (6) стало широко использоваться в системах воспроизведения изображений различного назначения. Чтобы отличить квантовую эффективность от квантового выхода, используется обозначение η : $\eta = \Psi_{\text{вых}}^2 / \Psi_{\text{вх}}^2$.

Для вычисления квантовой эффективности многозвенный приемник можно рассматривать как однозвенный или, если известна структура приемника, можно анализировать прохождение сигнала и шума через все n каскадов. Это следует из соотношения

$$\eta = (\Psi_1^2 / \Psi_{\text{вх}}^2) (\Psi_2^2 / \Psi_1^2) (\Psi_3^2 / \Psi_2^2) \dots (\Psi_{\text{вых}}^2 / \Psi_n^2) = \Psi_{\text{вых}}^2 / \Psi_{\text{вх}}^2 = \eta_1 \eta_2 \eta_3 \dots \eta_n.$$

Анализ прохождения сигнала и шума через все каскады позволяет выявить наиболее узкое звено системы. Такой анализ использовался многими авторами (см., например, [7], [8]).

Выходной сигнал многих систем воспроизведения изображений не состоит из счетного числа событий, поэтому формула (1) к таким системам не применима. При оценке чувствительности эту проблему можно преодолеть, определив отношение "сигнал/шум" на входе и на выходе системы. Квантовая эффективность позволяет дать оценку потенциальных возможностей повышения чувствительности системы по сравнению с достигнутым уровнем.

Квантовая эффективность как функция пространственной частоты. Проведенное рассмотрение относится к квантовой эффективности вблизи нулевой пространственной частоты, т. е. для относительно большой площади детали изображения, когда влиянием контрастно-частотной характеристики (КЧХ) приемника $A(\nu)$ (ν – пространственная частота) можно пренебречь. Такая оценка чувствительности приемника является неполной, поскольку не учитывает уменьшение чувствительности на высоких пространственных частотах из-за подавления сигнала на этих частотах звеньями приемника.

Поэтому наряду с параметром η необходимо использовать характеристику $\eta(\nu)$ как функцию пространственной частоты ν . В общем случае эта функция имеет вид

$$\eta(\nu) = \Psi_{\text{ВЫХ}}^2(\nu) / \Psi_{\text{ВХ}}^2(\nu).$$

Ее связь с квантовой эффективностью η на низких пространственных частотах, где $A(\nu) = 1$, была исследована в работе Р. Шоу (Shaw) [9]:

$$\eta(\nu) = \eta A^2(\nu) / \text{Ш}(\nu). \quad (7)$$

Здесь $\text{Ш}(\nu)$ – спектральная плотность мощности шумов, нормированная так, что на практически нулевой пространственной частоте $\text{Ш}(0) = 1$.

Эта характеристика приемника является интегральной, так как кроме снижения отношения "сигнал/шум" в приемнике η учитывает КЧХ и спектральную плотность мощности шумов $\text{Ш}(\nu)$.

Обобщенная квантовая эффективность. На отношение "сигнал/шум" на выходе систем регистрации и воспроизведения изображений, а следовательно, на квантовую эффективность системы, влияют не только ее внутренние параметры, но и внешние элементы, с которыми она взаимодействует, например при цифровой обработке сигналов изображения малоконтрастных объектов, при улучшении визуального качества изображения регулированием параметра квантования [10] и в других случаях.

Перечисленные оценки чувствительности характеризуют систему не в полной мере. Представляет интерес реальная чувствительность системы в условиях ее работы. Для этого используют понятие обобщенной квантовой эффективности η_0 , которая учитывает все шумы системы на выходе устройства регистрации и воспроизведения независимо от места их возникновения. При этом входное отношение "сигнал/шум" вычисляют с учетом только квантовых шумов, которые связаны с полезным сигналом, а КЧХ в соотношении (7) рассчитывается с учетом всех параметров системы, которые влияют на спектр пространственных частот выходного изображения:

$$\eta_0(\nu) = \eta_0 A_0^2(\nu) / \text{Ш}_0(\nu). \quad (8)$$

Такой подход используют в рентгенотелевизионных системах (РТС), в телевизионной астрономии и в системах обнаружения слабых источников света [11], [12].

Рассмотренный подход к описанию характеристик чувствительности: квантовый выход $\eta_{\text{в}}$, квантовая эффективность η и $\eta(\nu)$, обобщенная квантовая эффективность $\eta_0(\nu)$, наглядно иллюстрируется при анализе РТС.

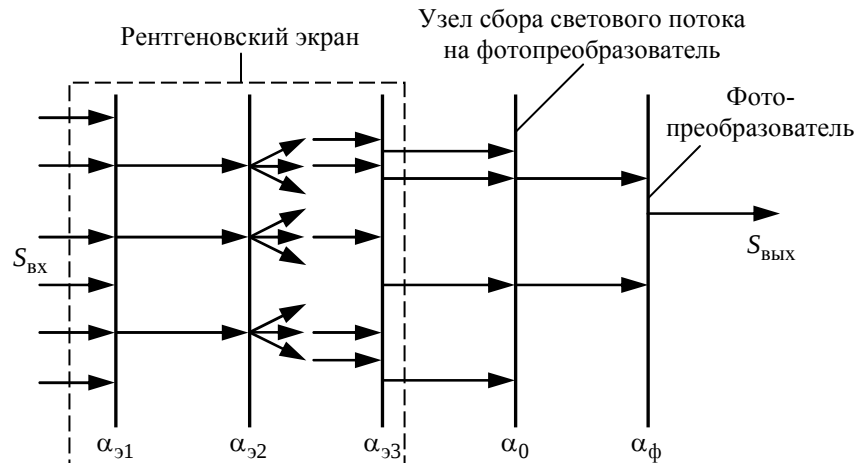


Рис. 1

Рассмотрим практическое применение исследованных оценок чувствительности на примере цифровых РТС, построенных на детекторах непрямого преобразования: плоско-панельных и типа "экран–объектив–ПЗС-матрица".

Анализ показывает, что прохождение сигнала и шума в этих системах идентично (рис. 1). В каждой из них рентгеновские фотоны поглощаются во флюоресцирующем экране (коэффициент поглощения $\alpha_{э1}$) и преобразуются в световые фотоны ($\alpha_{э2}$), выходящие в сторону фотопреобразователя ($\alpha_{э3}$); световой поток собирается на фотопреобразователе (α_0), где преобразуется в электроны ($\alpha_{ф}$), которые после накопления их за время экспозиции в емкости фотопреобразователя и считывания преобразуются в электрический сигнал изображения. Под сигналом будем понимать разность $\Delta \bar{S}$ между средними значениями количеств частиц $\bar{S}_д$ (рентгеновских, световых фотонов или электронов), переносящих информацию, приходящихся на тестовый элемент (деталь) и на окружающие его элементарные площадки фона $\bar{S}_ф$ того же размера, а под уровнем шума – среднеквадратическое отклонение $\sigma(\Delta S)$ [4]. Для РТС с указанными детекторами сигналы на выходе фотоприемников

$$\Delta \bar{S}_{вых} = \Delta \bar{S}_{вх} \bar{\alpha}_{э1} \bar{\alpha}_{э2} \bar{\alpha}_{э3} \bar{\alpha}_0 \bar{\alpha}_{ф} = \Delta \bar{S}_{вх} \bar{\alpha}_{\Sigma}, \quad (9)$$

где $\Delta \bar{S}_{вых}$ и $\Delta \bar{S}_{вх}$ – сигналы на входе и на выходе соответственно; $\bar{\alpha}_{\Sigma}$ – среднее значение суммарного коэффициента преобразования сигнала.

Дисперсии выходных сигналов определяются как

$$D(\Delta S) = 2 \left\{ \bar{S}_{вх} (1 + \delta) \bar{\alpha}_{\Sigma}^2 \left[1 + \frac{1 - \bar{\alpha}_{э1}}{\bar{\alpha}_{э1}} + \frac{1}{\bar{\alpha}_{э1} \bar{\alpha}_{э2}} + \frac{1 - \bar{\alpha}_{э3} \bar{\alpha}_0 \bar{\alpha}_{ф}}{\bar{\alpha}_{\Sigma}} \right] + D(S_a) \right\}, \quad (10)$$

где $\delta = \bar{S}_р / \bar{S}_ф$ – отношение сигнала рассеянного рентгеновского излучения к сигналу фона; $D(S_a)$ – дисперсия аддитивного шума на выходе фотопреобразователей.

Используя (8)–(10), получим для РТС с указанными детекторами соотношение для обобщенной квантовой эффективности как функции пространственных частот:

$$\eta_0(v) = \frac{A^2(v)}{\left\{ (1+\delta) \left[1 + \frac{1-\bar{\alpha}_{\Sigma 1}}{\bar{\alpha}_{\Sigma 1}} + \frac{1}{\bar{\alpha}_{\Sigma 1} \bar{\alpha}_{\Sigma 2}} + \frac{1-\bar{\alpha}_{\Sigma 3} \bar{\alpha}_0 \bar{\alpha}_\Phi}{\bar{\alpha}_\Sigma} \right] + \frac{D(S_a)}{\bar{S}_\Phi \bar{\alpha}_\Sigma^2} \right\} \Pi(v)}. \quad (11)$$

Анализ полученного соотношения показывает, что максимальную квантовую эффективность будет иметь квазиидеальная РТС, у которой единственным ограничением чувствительности являются флуктуации рентгеновских фотонов, эффективно поглощенных экраном. В этом случае в соответствии с (11) чувствительность определяется коэффициентом $\bar{\alpha}_{\Sigma 1}$, что для РТС эквивалентно квантовому выходу фотопреобразователя $\eta_B = \bar{\alpha}_{\Sigma 1}$.

Для приближения квазиидеальной РТС к идеальной коэффициент $\bar{\alpha}_{\Sigma 1}$ должен стремиться к единице. Из (11) следует, что чувствительность детекторов непрямого преобразования РТС на низких пространственных частотах определяется соотношением

$$\eta = \frac{1}{1 + (1 - \bar{\alpha}_{\Sigma 1})/\bar{\alpha}_{\Sigma 1} + 1/(\bar{\alpha}_{\Sigma 1} \bar{\alpha}_{\Sigma 2}) + (1 - \bar{\alpha}_{\Sigma 3} \bar{\alpha}_0 \bar{\alpha}_\Phi)/\bar{\alpha}_\Sigma + D(S_a)/(\bar{S}_{\text{вх}} \bar{\alpha}_\Sigma^2)}.$$

Типичные значения коэффициентов преобразования звеньев детекторов составляют $\bar{\alpha}_{\Sigma 1} = 0.5$, $\bar{\alpha}_{\Sigma 2} = 3000$, $\bar{\alpha}_{\Sigma 3} = 0.5$, $\bar{\alpha}_0 = 0.0025$ (для детектора на основе ПЗС-матрицы), $\bar{\alpha}_0 = 0.5$ (для плоскостанельного детектора), $\bar{\alpha}_\Phi = 0.5$ [12]. При этом в плоскостанельных детекторах слагаемые $1/(\bar{\alpha}_{\Sigma 1} \bar{\alpha}_{\Sigma 2})$ и $(1 - \bar{\alpha}_{\Sigma 3} \bar{\alpha}_0 \bar{\alpha}_\Phi)/\bar{\alpha}_\Sigma$ существенно меньше единицы, поэтому их влиянием на η можно пренебречь. В детекторах на основе ПЗС-матрицы можно пренебречь только слагаемым $1/(\bar{\alpha}_{\Sigma 1} \bar{\alpha}_{\Sigma 2})$. Следовательно, для плоскостанельного детектора

$$\eta_{\text{П}} = \frac{1}{1 + (1 - \bar{\alpha}_{\Sigma 1})/\bar{\alpha}_{\Sigma 1} + D(S_a)/(\bar{S}_{\text{вх}} \bar{\alpha}_\Sigma^2)},$$

а для детектора на основе ПЗС-матрицы

$$\eta_{\text{М}} = \frac{1}{1 + (1 - \bar{\alpha}_{\Sigma 1})/\bar{\alpha}_{\Sigma 1} + (1 - \bar{\alpha}_{\Sigma 3} \bar{\alpha}_0 \bar{\alpha}_\Phi)/\bar{\alpha}_\Sigma + D(S_a)/(\bar{S}_{\text{вх}} \bar{\alpha}_\Sigma^2)}.$$

Зависимости квантовой эффективности детекторов от дозы облучения, приходящейся на один снимок (кадр), представлены на рис. 2. Из них следует, что плоскостанельные детекторы (кривая 1) существенно превосходят по квантовой эффективности детекторы на ПЗС-матрицах (кривая 2).

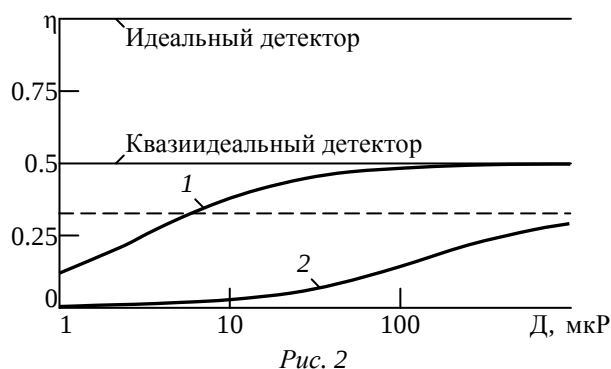


Рис. 2

Как следует из (11), одной из основных причин, снижающих обобщенную квантовую эффективность, является влияние рассеянного излучения. Рассеянное излучение на входе детектора в значительной степени зависит от свойств исследуемого объекта. Так, в медицинской рентгенодиагностике в зависимости от телосложения пациента и

просвечиваемого органа рассеянное излучение на входе системы может превышать излучение, формирующее изображение, в десять и более раз. Поэтому проблему борьбы с рассеянным излучением трудно переоценить.

Другим фактором, снижающим обобщенную квантовую эффективность как функцию пространственных частот, является большой размер фокусного пятна рентгеновской трубки. КЧХ $A(\nu)$ можно представить в виде произведения $A(\nu) = A_1(\nu)A_2(\nu)$, где $A_1(\nu)$ – КЧХ детектора, а $A_2(\nu)$ – КЧХ узла формирования рентгеновского изображения, которая при нормальном распределении интенсивности рентгеновского излучения по фокусному пятну рентгеновской трубки определяется как

$$A_2(\nu) = \exp[-2(n\sigma\nu)^2], \quad (12)$$

где $\sigma = mf/6$ – среднеквадратическое отклонение нормального распределения интенсивности точечной детали в плоскости детектора, причем m – увеличение изображения фокуса во входной плоскости детектора; f – размер фокусного пятна рентгеновской трубки.

Используя (12), можно показать, что при фокусном пятне трубки $f = 2 \times 2 \text{ мм}^2$ и более и $m = 0.4$ пространственные частоты более 4 мм^{-1} полностью подавляются.

В результате проведенного рассмотрения могут быть сделаны следующие выводы.

Рассмотренные характеристики – квантовый выход η_B , квантовая эффективность η и обобщенная квантовая эффективность η_0 – определяют квантовую чувствительность систем регистрации и воспроизведения изображений, при этом $\eta_B > \eta > \eta_0$.

Квантовый выход η_B определяет чувствительность квазиидеального детектора. Он учитывает только процессы в первом каскаде детектора и свидетельствует о том, сколько входных фотонов эффективно воздействовало на детектор.

Квантовая эффективность η учитывает все источники шумов детектора независимо от места их возникновения: квантовые шумы входного изображения, флуктуации коэффициентов преобразования звеньев детектора и аддитивные шумы. Квантовая эффективность детектора $\eta(\nu)$ учитывает КЧХ и распределение шумов по спектру пространственных частот.

Обобщенная квантовая эффективность $\eta_0(\nu)$ как функция пространственных частот позволяет оценить не только вклад всех звеньев системы воспроизведения изображений, но и внешних элементов, с которыми она взаимодействует.

Список литературы

1. Мирошников М. М. Теоретические основы оптико-электронных приборов. Л.: Машиностроение, 1983. 696 с.
2. Рыфтин Я. А. Телевизионная система. Теория. М.: Сов. радио, 1967. 271 с.
3. Гуревич С. Б. Эффективность и чувствительность телевизионных систем. М.-Л.: Энергия, 1964. 344 с.
4. Rose A. Television pickup tubes and the problem of vision // Adv. electron. and electron phys. 1948. Vol. 1. P. 131–166.
5. Вандер Зил А. Шумы при измерениях. М.: Мир, 1979. 292 с.
6. Jones R. S. Quantum efficiency of detectors for visible and infrared radiation // Adv. electron. and electron phys. 1959. Vol. 11. P. 183–187.
7. Роуз А. Зрение человека и электронное зрение. М.: Мир, 1977. 216 с.

8. Джеймс Т. Х. Теория фотографического процесса. Л.: Химия, 1980. 672 с.
9. Shaw R. The equivalent quantum efficiency of the photo-graphic process // J. fotogr. science. 1963. Vol. 1. P. 199–204.
10. Малахов К. А. Улучшение визуального качества изображения путем регулирования параметра квантования для стандартных кодеров сжатия // Изв. СПб ГЭТУ "ЛЭТИ". 2010. Вып. 7. С. 8–13.
11. Телевизионная астрономия / под ред. В. Б. Никонова. М.: Наука, 1983. 272 с.
12. Мазуров А. И. Обобщенная квантовая эффективность цифровых рентгеновских аппаратов // Медицинская техника. 2008. № 5. С. 15–19.

R. E. Bykov

Saint-Petersburg state electrotechnical university "LETI"

A. I. Mazurov

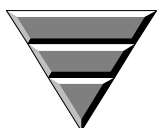
Closed JSC «SRIC "Electron"», Saint-Petersburg

Detective quantum efficiency of imaging systems

We have analyzed different approaches to sensitivity assessment of multilink imaging systems. It was shown that the most universal sensitivity feature of such systems is generalized detective quantum efficiency as a function of spatial frequency. An X-ray imaging system was used as an example to show its design principles and detective quantum efficiency analyzing.

Quantum output, quantum efficiency, generalized detective quantum efficiency, sensitivity

Статья поступила в редакцию 25 октября 2011 г.



УДК 621.373.52

М. П. Савченко

Балтийская государственная академия рыбопромыслового флота

О. В. Старовойтова

Балтийский федеральный университет им. И. Канта

Влияние параметров биполярного транзистора на характеристики перестраиваемого автогенератора

Исследовано влияние разброса значений статического коэффициента усиления по току, сопротивления базы и паразитной индуктивности вывода эмиттера биполярного транзистора на пределы перестройки частоты, амплитуду колебаний и отношение "шум/сигнал" автогенератора. Показано, что при выборе транзисторов для построения диапазонных малошумящих автогенераторов предпочтение следует отдавать транзисторам с меньшими сопротивлением базы и паразитной индуктивностью вывода эмиттера, обладающими необходимой граничной частотой по току и обеспечивающими более высокую граничную частоту по крутизне.

Транзисторный автогенератор, флуктуации, биполярный транзистор, отношение "шум/сигнал"

Исследование выполнено численным экспериментом на ЭВМ с использованием модели автогенератора (АГ) [1].

Эквивалентная высокочастотная схема АГ при частичном включении транзистора в контур изображена на рис. 1, где $\dot{Y}_a$ – комплексная проводимость нелинейного транзисторно-емкостного активного (ТЕА) двухполюсника [2], состоящего из биполярного транзистора (БТ) и конденсаторов обратной связи между коллектором и эмиттером и между эмиттером и базой; $\dot{I}_{aш}$ – приведенный к зажимам "коллектор (точка 1) – база (точка 2)" эквивалентный источник шума ТЕА [3].

Полная колебательная система (ПКС) включает в себя высокодобротный параллельный контур, образованный индуктивностью L и перестраиваемой емкостью C_y , и паразитные параметры: сопротивление потерь в контуре R_Q , паразитную емкость $C_{п}$, разделительную емкость C_p и емкость C_c , включающую в себя пассивную составляющую ем-

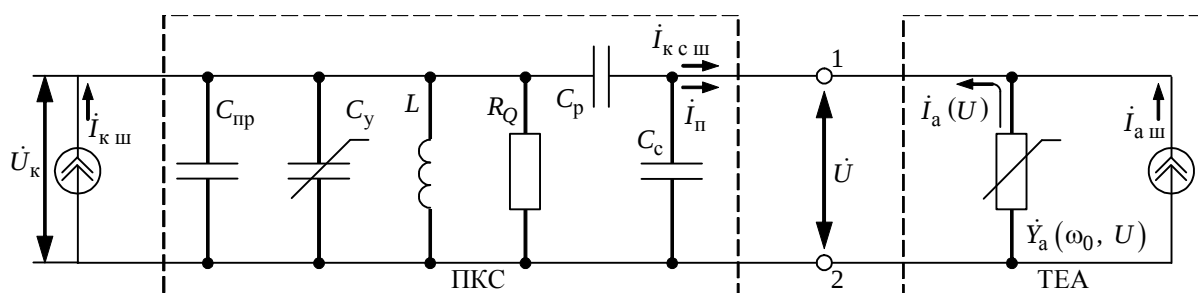


Рис. 1

кости коллектора $C_{кп}$ и последовательно соединенные емкости обратной связи между коллектором и эмиттером и между эмиттером и базой БТ. Шумы ПУС учитываются эквивалентным источником шумового тока $\dot{I}_{кш}$, этот ток, пересчитанный к точкам 1–2 соединения БТ и ПКС, обозначен как $\dot{I}_{кш}$. Сопротивление потерь определяется как $R_Q = \rho Q_k$, где $\rho = \omega_0 L$ ($\omega_0 = 1/\sqrt{LC_{полн}}$ – собственная частота ПКС; $C_{полн}$ – полная емкость ПКС); Q_k – добротность ПКС. Проводимость ПКС в точках 1–2 вблизи резонансной частоты ω_0 обозначена как $\dot{Y}_k(j\Delta\omega)$.

В модели АГ используется кусочно-линейная аппроксимация ВАХ транзистора. При гармоническом анализе токов и напряжений коэффициенты аппроксимации являются функциями угла отсечки θ . Поскольку угол отсечки и амплитуда воздействующего напряжения связаны однозначно, можно перейти от зависимости $\dot{Y}_a$ от собственной частоты ω_0 и от воздействующего напряжения U : $\dot{Y}_a(\omega_0, U)$ к зависимости от указанной частоты и угла отсечки θ : $\dot{Y}_a(\omega_0, \theta)$ с учетом зависимости $U(\theta)$.

Шумовые токи представлены суммой составляющих, синфазных с первой гармоникой тока активного элемента $\dot{I}_{a0}$ в стационарном режиме (отмечены индексами "||") и квадратурных к ней (индексы " $\perp$ "): $\dot{I}_{аш} = (I_{a||} + jI_{a\perp}) \exp(j\varphi_{a0})$; $\dot{I}_{кш} = (I_{к||} + jI_{к\perp}) \exp(j\varphi_{a0})$, причем $I_{a||}$, $I_{a\perp}$, $I_{к||}$ и $I_{к\perp}$ являются стационарными случайными процессами с спектральными плотностями $S_{a||}$, $S_{a\perp}$, $S_{к||}$ и $S_{к\perp}$ соответственно; φ_{a0} – фаза тока $\dot{I}_{a0}$.

Комплексные проводимости также представлены в виде суммы вещественной и мнимой составляющих [1]: $\dot{Y}_п(j\Delta\omega) = G_п(\Delta\omega) + jB_п(\Delta\omega)$; $\dot{Y}_a(\omega_0, \theta) = G_a(\omega_0, \theta) + jB_a(\omega_0, \theta)$.

Стационарный режим колебаний в АГ существует при выполнении баланса амплитуд и фаз, когда вещественные и мнимые составляющие ТЕА и ПКС компенсируют друг друга:

$$G_п(\Delta\omega) + G_a = 0; \quad B_п(\Delta\omega) + B_a = 0. \quad (1)$$

Исследование проводилось методом годографов, в котором на комплексной плоскости строились линии $\dot{Y}_a(\omega_0, \theta)$ и $-\dot{Y}_п(j\Delta\omega)$. Точка пересечения годографов, в которой $-G_п = G_a$; $-B_п = B_a$ и есть решение уравнений (1).

Энергетические спектры относительных амплитудных $S_m(\Omega)$ и фазовых $S_\varphi(\Omega)$ флуктуаций напряжения АГ определяются соотношениями [1]:

$$S_m(\Omega) = D_{||}(S_{a||} + S_{к||\mu}) + D_{\perp}(S_{a\perp} + S_{к\perp\mu}) - 2D_{||,\perp}S_{a||,\perp}; \quad (2)$$

$$S_\varphi(\Omega) = \left[H_{||} / (\Omega^2 T_Q^2) \right] (S_{a||} + S_{к||\mu}) + \left[H_{\perp} / (\Omega^2 T_Q^2) \right] (S_{a\perp} + S_{к\perp\mu}) - \left[2H_{||,\perp} / (\Omega^2 T_Q^2) \right] S_{a||,\perp}, \quad (3)$$

где Ω – смещение частоты анализа флуктуаций относительно частоты колебаний; $S_{к||\mu} = S_{к||} / I_{a0}^2$; $S_{к\perp\mu} = S_{к\perp} / I_{a0}^2$; $S_{a||,\perp}$ – взаимный спектр относительных синфаз-

ной и квадратурной составляющих приведенного шумового тока ТЕА-двухполосника; $T_Q = 2Q_K/\omega_0$ – постоянная времени ПКС; коэффициенты $D_{||}$, $D_{\perp}$, $D_{||,\perp}$ учитывают вклад в спектр относительных амплитудных флуктуаций спектров относительных флуктуаций синфазной и квадратурной составляющих и взаимного спектра относительных флуктуаций соответственно; коэффициенты $H_{||}$, $H_{\perp}$, $H_{||,\perp}$ учитывают аналогичные вклады в спектр относительных фазовых флуктуаций. Указанные коэффициенты определены в [1].

Отношение "шум/сигнал" (ш/с) ψ при отстройках Ω от ω_0 , существенно меньших полосы пропускания контура, когда $S_m(\Omega) \ll S_\varphi(\Omega)$, определяется выражением [4]: $\psi \approx 0.5S_\varphi(\Omega)$.

Влияние разброса значений коэффициента усиления по току β_0 . В табл. 1 приведены параметры некоторых СВЧ-транзисторов. Здесь обозначено: f_T – граничная частота; C_K – емкость коллектора; τ_K – постоянная времени коллектора; C_{Ka} – активный компонент емкости коллектора C_K . Из

Таблица 1

Параметр	Транзистор			
	2Т371А			2Т640А-2
	min	тип.	max	тип.
β_0	30	80	240	90
f_T , ГГц	4.2			3
C_K , пФ	0.72			0.9
τ_K , пс	7.6			0.6
$K_C = C_{Kп}/C_{Ka}$	1			2
L_Σ , нГн	6.0			0.5

табл. 1 в частности следует, что коэффициенты усиления по току β_0 могут иметь существенный разброс, поэтому необходимо выявить влияние данного параметра на условия генерации.

На рис. 2 представлены графические решения уравнений АГ на транзисторе 2Т371А при токе эмиттера $I_{э0} = 7$ мА для $\beta_0 = 40, 80$ и 160 . Сплошной линией построен годограф ПКС, общий для всех случаев, поскольку β_0 не влияет на колебательную систему. Штриховыми линиями даны годографы ТЕА-двухполосника. Стрелка на годографе ПКС указывает направление роста частоты $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$, а стрелка у годографов ТЕА – движение по годографам с ростом амплитуды U . Маркеры на годографах указывают углы отсечки θ . Годографы ТЕА начинаются в точке с $U = 0$, т. е. $\theta = 180^\circ$ и при уменьшении угла отсеч-

Таблица 2

Параметр	β_0		
	40	80	160
	Значение		
$\theta_0, \dots^\circ$	79.163	78.860	78.710
$\gamma, \dots^\circ$	77.468	75.770	74.920
Δf_0 , кГц	-182.611	-182.611	-187.879
$U_{эф}$, В	1.441	1.441	1.445
ψ , дБ	-149.032	-149.032	-149.034
$f_{кол}$, МГц	118.105	118.105	118.099

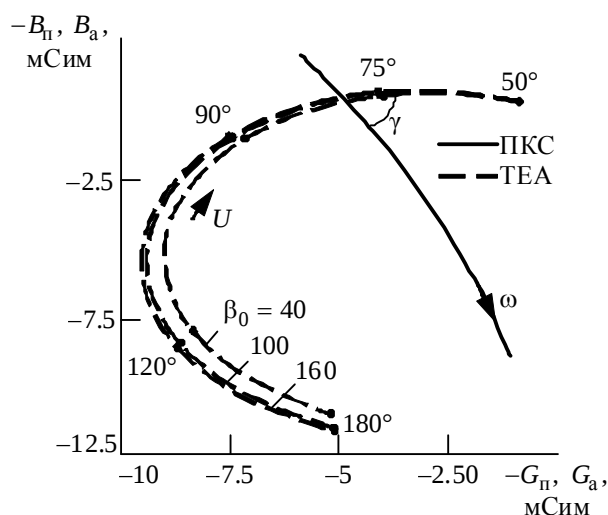


Рис. 2

ки стремятся в начало координат, что соответствует увеличению амплитуды. Из рис. 2 следует, что при $\theta < 90^\circ$ годографы ТЕА двухполюсника практически сливаются. В точках пересечения годографов угол γ , отсчитываемый по часовой стрелке от вектора U , касательного к годографу ТЕА, до вектора ω , касательного к годографу ПКС, удовлетворяет условиям устойчивости стационарного режима [1]:

$$0^\circ < \gamma < 180^\circ; \partial(-G_a)/\partial U < 0; \partial(-B_n)/\partial \omega < 0. \quad (4)$$

Точки стационарного режима для всех значений β_0 практически совпадают, следовательно, параметры АГ должны быть близкими. Это подтверждается результатами расчета, приведенными в табл. 2, где θ_0 – значение угла отсечки в стационарном режиме; $\Delta f_0 = \Delta \omega / 2\pi$ – поправка на частоту колебаний в стационарном режиме; $U_{эф}$ – эффективное значение амплитуды колебаний между точками 1 и 2 (см. рис. 1); $f_{кол} = \omega / 2\pi$ – частота колебаний АГ.

Таким образом, можно считать, что разброс значений статического коэффициента усиления по току β_0 в рассмотренной схеме при выбранных режимах работы АГ слабо влияет на амплитуду, частоту и отношение "шум/сигнал" АГ.

Влияние индуктивности вывода эмиттера. В настоящем исследовании для БТ 2Т371А значения L_3 варьировались от 2 до 8 нГн. Остальные параметры элементов схемы и ток транзистора $I_{30} = 7$ мА не менялись. На рис. 3 приведены графические решения уравнений АГ на транзисторе 2Т371А при $L_3 = 2, 4, 6$ и 8 нГн. Поскольку параметры ПКС не изменялись, годограф ПКС единственный. У годографов ТЕА в точках стационарного режима углы отсечки существенно различаются, следовательно, и параметры генератора в этих точках разные.

Значения основных параметров генератора приведены в табл. 3. Как из нее следует, изменение L_3 от 2 до 8 нГн влечет за собой снижение амплитуды колебаний с 1.69 до 1.33 В, т. е. более чем на 20 %. Отношение "шум/сигнал" при этом ухудшается почти на 9дБ: с –154 до –145 дБ. Частота колебаний АГ изменяется всего лишь на 0.1 %, что позволяет считать ее постоянной. Можно заключить, что разброс значений индуктивности эмиттера транзистора существенно влияет на отношение "шум/сигнал" и на амплитуду АГ.

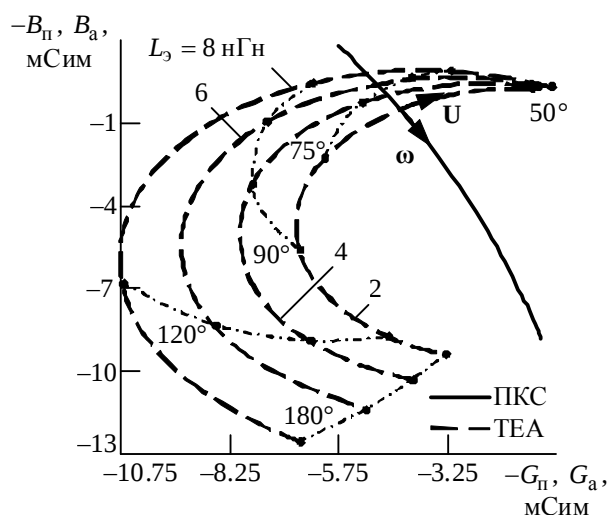


Рис. 3

Таблица 3

Параметр	L_3 , нГн			
	2	4	6	8
θ_0 , ...°	64.59	72.29	78.86	84.75
γ , ...°	86.85	83.27	75.78	69.46
Δf_0 , кГц	–60.47	–129.27	–182.61	–229.56
$U_{эф}$, В	1.69	1.56	1.44	1.33
ψ , дБ	–153.88	–151.47	–149.03	–145.22
$f_{кол}$, МГц	118.23	118.16	118.11	118.06

Кроме того, величина L_3 заметно влияет на режим АГ. Из рис. 3 следует, что уменьшение L_3 приводит к скручиванию годографов ТЕА и уменьшению модуля активной составляющей проводимости G_a . Начальная точка годографа ($\theta = 180^\circ$) смещается вправо, и при некоторых значениях параметров ПКС, например при малой добротности контура и низкой частоте (когда линия ПКС сместится влево), может появиться двойное пересечение годографов (рис. 4, построенный для $Q = 57$, $C_y = 12$ пФ, $f = 95.25$ МГц). При этом в точке

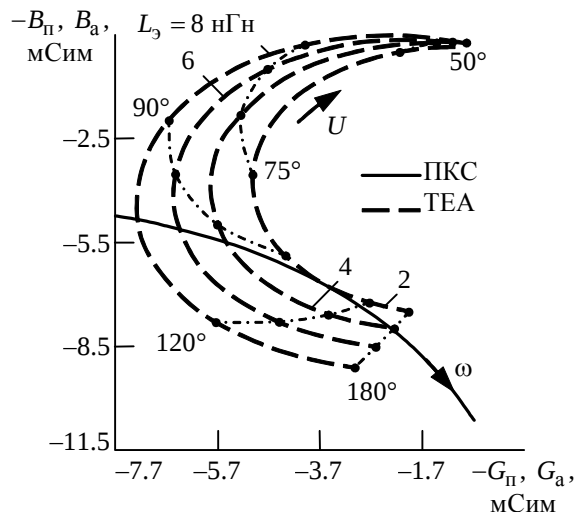


Рис. 4

с большим значением угла отсечки не выполняется условие (4), т. е. эта точка является неустойчивой. В данном случае в АГ будет наблюдаться жесткий режим самовозбуждения. Так, на рис. 4 при значениях $L_3 = 8$ и 6 нГн режим самовозбуждения АГ мягкий, при $L_3 = 4$ нГн он жесткий, а при $L_3 = 2$ нГн АГ не возбуждается. Встречное движение годографов – ТЕА вправо при уменьшении L_3 , а ПКС влево при уменьшении частоты колебаний, – может привести к тому, что в перестраиваемом АГ на транзисторе с малыми значениями L_3 нижняя граница перестройки будет более высокой, чем в АГ на транзисторе с большим значением L_3 , т. е. к сужению возможных пределов перестройки.

Обсуждение результатов исследования. Проведенные исследования показали, что паразитная индуктивность эмиттера существенным образом влияет на амплитуду и отношение "шум/сигнал" АГ. Выясним механизм влияния L_3 на эти свойства.

Собственные шумы БТ в модели АГ описываются приведенным к входу транзистора полным шумовым напряжением с спектральной плотностью $S_{u\text{ ш}}(\Omega)$ [2], [4]:

$$S_{u\text{ ш}}(\Omega) = S_{u\text{ т}}(\Omega) + S_{u\text{ р}}(\Omega) + S_{u\text{ д}}(\Omega) + S_{u\text{ н}}(\Omega), \quad (5)$$

где $S_{u\text{ т}}(\Omega)$, $S_{u\text{ р}}(\Omega)$, $S_{u\text{ д}}(\Omega)$, $S_{u\text{ н}}(\Omega)$ – спектральные плотности теплового шума сопротивления базы, рекомбинационной составляющей, дробового и наведенного шумов соответственно. Расчет этих параметров выполняется по известным соотношениям [4]. Первое слагаемое в (5) определяется как

$$S_{u\text{ т}}(\Omega) = 4kTr'_0, \quad (6)$$

где k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура; r'_0 – сопротивление базы биполярного транзистора:

$$r'_0 = \tau_k / C_{ka} = \tau_k (1 + K_C) / C_k. \quad (7)$$

Необходимые для расчета r'_0 параметры приведены в табл. 1. Подставив их в (7), получим для БТ 2Т371А $r'_0 = 21.1$ Ом. Это значение полагалось неизменным и по (6) давало постоянное значение $S_{u\text{ т}} = 33 \cdot 10^{-20}$ В²/Гц для $T = 300$ К.

Второе слагаемое в (5) определяется выражением [4]:

$$S_{u\text{ п}}(\Omega) = \left[(r'_0)^2 + (\omega L_3)^2 \right] 2eI_{\text{б0}}, \quad (8)$$

где e – заряд электрона; $I_{\text{б0}}$ – постоянная составляющая тока базы. При $I_{\text{э0}} = 7$ мА и $\beta_0 = 80$ $I_{\text{б0}}$ не превышал 100 мкА. Дальнейший оценочный расчет проведен для этого значения $I_{\text{б0}}$.

Сумма спектральных плотностей дробового и наведенного шумов описывается соотношением [6]

$$S_{u\text{ д}}(\Omega) + S_{u\text{ н}}(\Omega) = 2eI_{\text{к0}}/S^2, \quad (9)$$

где $I_{\text{к0}}$ – постоянная составляющая тока коллектора; S – крутизна характеристики тока коллектора на частоте генерации, определяемая следующим образом:

$$S = S_0 / \sqrt{1 + (\omega/\omega_S)^2}, \quad (10)$$

где $S_0 = (I_{\text{к0}}/\varphi_T) [r_\beta / (r_\beta + r'_0)]$ – крутизна статической характеристики тока коллектора; ω_S – граничная частота БТ по крутизне, причем $r_\beta = \beta_0 \varphi_T / I_{\text{к0}}$; $\varphi_T = kT/e$ – тепловой потенциал.

В свою очередь, ω_S определяется [2], [4] как

$$\omega_S = \omega_\beta \left[(r_\beta + r'_0) / (\omega_T L_3 + r'_0) \right], \quad (11)$$

где $\omega_\beta = \omega_T / \beta_0$ – граничная частота БТ в схеме включения по схеме с общим эмиттером.

Результаты расчета характеристик (5), (6), (8)–(11) для БТ 2Т371А с параметрами $r'_0 = 21.1$ Ом; $\beta_0 = 80$; $I_{\text{э0}} = 7$ мА; $f_{\text{кол}} = 118$ МГц; $T = 300$ К приведены в табл. 4. Из нее следует, что вклад составляющей $S_{u\text{ п}}$ в полную характеристику $S_{u\text{ ш}}$ ничтожно мал по сравнению с другими составляющими, поэтому в оценочных расчетах ее можно не учитывать. С увеличением паразитной индуктивности L_3 крутизна S характеристики тока коллектора на частоте генерации уменьшается, следовательно, уменьшается амплитуда первой гармоники тока, т. е. амплитуда колебаний АГ. С уменьшением S возрастает вклад дробового и наведенного шумов (9). Если принять, что шумы АГ пропорциональны $S_{u\text{ ш}}$, а мощность сигнала пропорциональна квадрату амплитуды колебаний, т. е. S^2 , то по данным табл. 4 отношение

Таблица 4

Параметр	L_3 , нГн			
	2	4	6	8
	Значение			
$S_{u\text{ т}} \cdot 10^{20}$, В ² /Гц	33	33	33	33
$S_{u\text{ п}} \cdot 10^{20}$, В ² /Гц	1.43	1.45	1.49	1.54
$\omega_S \cdot 10^{-9}$, рад/с	0.558	0.445	0.360	0.305
S , А/В	0.152	0.130	0.110	0.096
$(S_{u\text{ д}} + S_{u\text{ н}}) \cdot 10^{20}$, В ² /Гц	9.70	13.25	18.51	24.31
$S_{u\text{ ш}} \cdot 10^{20}$, В ² /Гц	44.1	47.7	53.0	58.9

"шум/сигнал" при изменении L_3 от 2 до 8 нГн должно снизиться на 5.2 дБ. В эксперименте (см. табл. 3) снижение составило 8.7 дБ. Таким образом, даже грубая оценка результатов исследования (без учета преобразований шумов транзистора $S_{u\text{ ш}}$ в шумы $\dot{I}_{a\text{ ш}}$ активного двухполюсника и шумов $\dot{I}_{a\text{ ш}}$ в шумы АГ (2), (3)) позволяет качественно верно судить о влиянии L_3 на амплитуду и отношение "шум/сигнал" АГ.

Из проведенного численного эксперимента следует, что паразитная индуктивность эмиттера L_3 , понижая граничную частоту БТ ω_S , снижает крутизну характеристики тока коллектора S , что уменьшает амплитуду колебаний АГ и увеличивает вклад дробового и наведенного шумов, ухудшая отношение "шум/сигнал" АГ.

Выражения (5)–(11) позволяют понять, почему в проведенном эксперименте (см. табл. 2) один из основных параметров БТ β_0 на свойства АГ не влияет. Действительно, у современных БТ значения β_0 лежат в интервале от нескольких десятков до нескольких сотен. Для маломощных транзисторов, к которым относится 2Т371А, даже при максимальных токах выполняется соотношение $r_\beta \gg r'_6$. В силу этого, $S_0 = I_{k0}/\varphi_T$, а выражение (11) преобразуется к виду $\omega_S = \omega_T \left[(\varphi_T/I_{k0}) / (\omega_T L_3 + r'_6) \right]$, в котором зависимость от β_0 отсутствует. Следовательно, ω_S и крутизна S (10) не зависят от β_0 , поэтому от него не зависят амплитуда колебаний АГ и отношение "шум/сигнал".

Сравнение характеристик АГ на транзисторах разных типов. Заменим в схеме АГ транзистор малой мощности 2Т371А на транзистор средней мощности 2Т640А-2, сохранив остальные элементы схемы, а также постоянный ток эмиттера I_{30} и напряжение источников питания прежними. Сравним характеристики этих генераторов.

Из табл. 1 видно, что у транзисторов 2Т640А-2 и 2Т371А коэффициенты усиления по току β_0 близки, граничная частота f_T у 2Т640А-2 в 1.5 раза ниже, а емкость коллектора на четверть выше. Зато L_3 меньше в 12 раз, а постоянная времени τ_k меньше почти в 13 раз. Из (7) найдем, что сопротивление базы r'_6 у БТ 2Т640А-2 в 10 раз меньше, чем у 2Т371А, и, следовательно, тепловые шумы (6) также в 10 раз меньше.

Спектральная характеристика (8) для транзистора 2Т640А-2 при 10-кратном уменьшении r'_6 , 12-кратном уменьшении L_3 и близких значениях тока I_{30} снизится более чем в 100 раз по сравнению с 2Т371А.

Несмотря на меньшую граничную частоту $\omega_T = 2\pi f_T$ транзистор 2Т640А-2 обладает при равных токах почти в 10 раз более высокой граничной частотой по крутизне ω_S (11). Поэтому на одинаковых рабочих частотах 2Т640А-2 обладает в несколько раз большей крутизной характеристики тока коллектора S (10). По указанной причине спектральные характеристики дробового и наведенного шумов (9) у транзистора 2Т640А-2 будут в несколько десятков раз меньше.

Расчеты показывают, что при выбранных условиях сравнения спектральная характеристика (5) для 2Т640А-2 на малых токах в 10 с лишним раз меньше, чем для 2Т371А, и с ростом тока это различие увеличивается. Следует ожидать, что простая замена транзистора 2Т371А на 2Т640А-2 может снизить шумы АГ на 10 дБ и более.

На рис. 5 и 6 приведены графические решения уравнений генераторов (1) на транзисторах 2Т371А и 2Т640А-2 соответственно. Годографы проводимости ТЕА-двухполюсника построены для токов эмиттера $I_{30} = 3, 7, 11$ и 15 мА. Проводимость ПКС с изменением тока практически не изменяется. Значения добротности контуров в обоих случаях

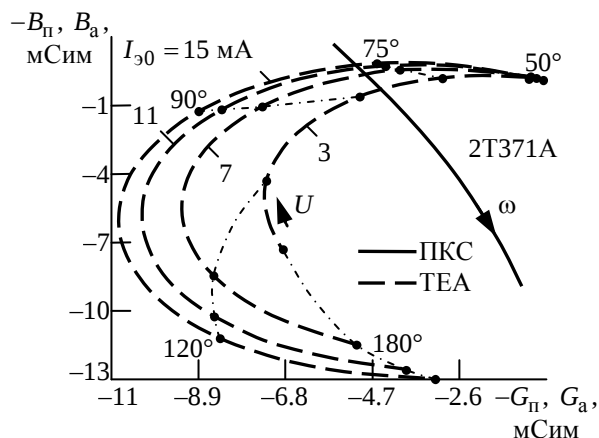


Рис. 5

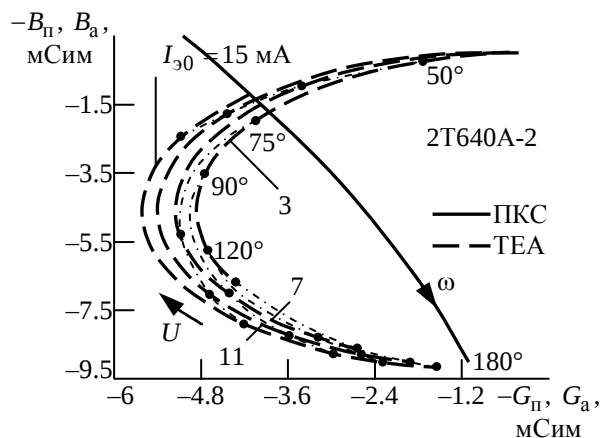


Рис. 6

близки: 113.00 и 113.01. Различия в параметрах ПКС в одном и в другом случаях незначительны – в основном за счет разницы в значениях $C_{кп}$.

Основные параметры генераторов в точках стационарного режима приведены в табл. 5. Из нее следует, что частоты колебаний в обоих АГ слабо зависят от тока транзисторов, причем ее значения в АГ с 2Т640А-2 всего на 0.2 % выше, чем в АГ с 2Т371А. В дальнейшем их можно считать равными.

Амплитуда колебаний $U_{эф}$ в АГ на транзисторе 2Т640А-2 больше, чем в АГ на 2Т371А, и при увеличении тока эмиттера в обоих АГ растет линейно (на выбранном интервале значений $I_{э0}$) с крутизной 0.2 В/мА для 2Т371А и 0.28 В/мА для 2Т640А-2. Углы отсечки θ_0 , наоборот, уменьшаются, причем для 2Т640А-2 более резко.

Отношение "шум/сигнал" при увеличении тока эмиттера монотонно убывает в обоих АГ. Из табл. 5 следует, что замена транзистора 2Т371А на 2Т640А-2 позволяет выиграть в этом отношении от 10 дБ при $I_{э0} = 3$ мА до 21 дБ при токе 15 мА, что соответствует оценочным расчетам, сделанным ранее.

Угол пересечения годографов γ в стационарном режиме изменяется в АГ на 2Т371А от оптимального значения $\gamma_{opt} = 90^\circ$ в сторону уменьшения. Это приводит к росту проекции вектора $\mathbf{U}$ на вектор $\boldsymbol{\omega}$ (см. рис. 3), т. е. к увеличению преобразования амплитудных флуктуаций в фазовые. В генераторе на 2Т640А-2 наблюдается обратная картина: угол γ приближается к 90° и амплитудно-фазовое преобразование уменьшается, что дополнительно увеличивает выигрыш в отношении "шум/сигнал".

Таблица 5

$I_{э0}$, мА	Транзистор											
	2Т371А	2Т640А-2	2Т371А	2Т640А-2	2Т371А	2Т640А-2	2Т371А	2Т640А-2	2Т371А	2Т640А-2	2Т371А	2Т640А-2
	Значение											
	$\theta_0, \dots^\circ$		$\Delta f_0, \text{кГц}$		$U_{эф}, \text{В}$		$\psi, \text{дБ}$		$f_{кол}, \text{МГц}$		$\gamma, \dots^\circ$	
3	85.96	72.36	-97.07	100.00	0.641	0.72	-142.36	-151.38	118.22	118.37	88.43	65.47
5	80.66	59.90	-152.42	83.81	1.05	1.26	-146.69	-159.85	118.14	118.36	80.23	67.36
7	78.86	53.79	-182.61	69.11	1.44	1.82	-149.03	-164.98	118.11	118.34	75.77	69.13
9	78.00	50.12	-201.51	56.04	1.83	2.38	-150.56	-168.41	118.09	118.33	73.02	70.77
11	77.51	47.71	-214.44	44.58	2.22	2.94	-151.57	-170.80	118.07	118.32	71.16	72.27
13	77.20	46.02	-223.84	34.59	2.62	3.51	-152.16	-172.52	118.06	118.31	69.83	73.63

Перестройка генераторов по частоте при токе эмиттера транзисторов 7 мА осуществляется в пределах 163...80 МГц в АГ на транзисторе 2Т371А и 163...93 МГц в АГ на 2Т640А-2. Нижние пределы перестройки ограничены появлением жесткого режима возбуждения, что соответствует сделанному ранее заключению о возможности такого режима при малых значениях этой индуктивности.

Таким образом, заменой в схеме АГ БТ 2Т371А на транзистор 2Т640А-2 без изменения параметров остальных компонентов схемы и потребляемого тока можно выиграть в отношении "шум/сигнал" не менее 10дБ, при этом амплитуда колебаний вырастет, однако пределы перестройки частоты сократятся.

Исследование влияния параметров БТ на характеристики автогенератора показали:

- что разброс значений статического коэффициента усиления по току β_0 при токах транзистора, для которых $r_\beta \gg r'_b$, практически не влияет на амплитуду, частоту и отношения "шум/сигнал" АГ;
- уменьшение индуктивности вывода эмиттера L_3 приводит, с одной стороны, к росту амплитуды и снижению шумов, с другой – к появлению жесткого режима самовозбуждения в нижней области частот и, как следствие, к сужению возможных пределов перестройки;
- наибольший вклад в шумы БТ дают тепловые шумы сопротивления базы, снижающиеся с уменьшением r'_b , а также дробовой и наведенный шумы, влияние которых снижается с увеличением крутизны характеристики тока коллектора на рабочей частоте;
- при выборе БТ для построения малошумящих АГ предпочтение следует отдавать транзисторам с меньшими r'_b и L_3 , которые в комбинации с ω_T обеспечивают при заданном токе более высокое значение ω_S .

Список литературы

1. Савченко М. П. Стационарный режим и флуктуации в автогенераторе на транзисторно-емкостном двухполоснике с отрицательным сопротивлением // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2009. Вып. 5. С. 21–31.
2. Савченко М. П. Активный нелинейный двухполосник с отрицательным сопротивлением на основе биполярного транзистора // Радиотехника. 2008. № 2. С. 74–84.
3. Савченко М. П. Шумовые характеристики двухполосника с отрицательным сопротивлением на основе биполярного транзистора // Радиотехника. 2009. № 4. С. 34–40.
4. Жалуд В., Кулешов В. Н. Шумы в полупроводниковых устройствах / под ред. А. К. Нарышкина. М.: Сов. радио, 1977. 416 с.

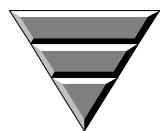
M. P. Savchenko
Baltic fishing fleet state academy
O. V. Starovoitova
Baltic federal university n. a. I. Kant

Influence of bipolar transistor parameters on variable oscillator characteristics

Influence of dispersion of values of static current gain, base resistance and emitter output stray inductance of the bipolar transistor on limits of frequency tuning, oscillation amplitude and noise/signal ratio of the self-excited oscillator is researched. It is shown that at a choice of transistors for creation of band low noise self-excited oscillators it is necessary to give preference to transistors with smaller base resistance and stray inductance of the emitter output, possessing in necessary boundary current frequency and providing higher boundary steepness frequency.

Transistor oscillator, fluctuation, bipolar transistor, noise/signal ratio

Статья поступила в редакцию 25 мая 2011 г.



УДК 621.396.62

С. П. Калениченко, В. А. Сокольников

Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ"

Радиолокационные сигналы для квазинепрерывной РЛС повышенной скрытности

Исследованы два варианта построения сигналов для РЛС повышенной скрытности. Сигналы основаны на применении массивов Костаса и полосового шума. Показано, что центральный пик функции неопределенности имеет много выбросов, которые могут не играть существенной роли при обнаружении сложной цели, состоящей из многих блестящих точек.

Сложный квазинепрерывный сигнал, массив Костаса, функция неопределенности, фазовая модуляция, дискретно-частотно-манипулированный сигнал

Рассмотрим широкополосные квазинепрерывные сигналы, основанные на использовании дискретной частотной модуляции и полосового шума [1], [2]. В [2] рассмотрены скрытные сигналы подобного типа, представляющие собой полосы псевдослучайного шума, которые обрабатывались когерентно в одноканальном корреляторе (за время накопления обрабатывались сигналы от одного элемента дистанции). Функция неопределенности таких сигналов имела многопиковый характер, сосредоточенный вокруг центра координат, что практически не влияло на обнаружение сложной цели. Для сжатия сигнала необходима гетеродинная схема, однако на момент исследований она оказалась сложной для внедрения.

Также предложен сигнал, основанный на применении массивов Костаса [3], [4] и других видов модуляции, обеспечивающий скрытность РЛС и отличающийся возможностью простой цифровой обработки.

Для обеспечения квазинепрерывного режима (работа РЛС на одну антенну) используем квазипериодическую нерегулярную импульсную последовательность (НИП). Импульсы этой последовательности будем модулировать по частоте по закону массива Костаса. При большой базе сигнала количество периодов НИП будет велико. Расчет функций неопределенности будем вести по формулам из [1], [2]. Для получения скрытности увеличим частотный разнос между дискретами массива Костаса по сравнению с предложенным ранее в [5].

В работах [1], [2] показано, что анализ и синтез комплексного квазинепрерывного зондирующего сигнала $u_{01}(t) = u_0(t)u_1(t)$ с учетом квазинепрерывного режима работы одноантенного радара следует выполнять по взаимной функции неопределенности (ФН) вида

$$\chi_{012}(\tau, \tau_{\text{пр}}, F) = \int_{-\infty}^{\infty} u_{01}(t)u_2(t + \tau_{\text{пр}})u_{01}^*(t + \tau)\exp(-j2\pi Ft)dt, \quad (1)$$

где $u_0(t)$ – модулирующая сигнальная функция, в качестве которой можно использовать любой сложный сигнал с большой базой, например с угловой (частотной, фазовой) моду-

ляцией/манипуляцией или с их комбинацией; $u_1(t) = \{1, 0\}$ и $u_2(t) = \{0, 1\}$ – коммутирующие последовательности (амплитудные коды) передатчика и приемника соответственно; τ – задержка сигнала; $\tau_{\text{пр}}$ – задержка $u_2(t)$ относительно $u_1(t)$; F – доплеровский сдвиг частоты принимаемого сигнала; "*" – знак комплексного сопряжения. Коммутирующие последовательности выбираются из условия ортогональности на интервале времени T передачи и приема сигнала в радиолокационном канале: $\int_0^T u_1(t)u_2(t)dt = 0$, что обеспечива-

ет идеальную развязку между приемником и передатчиком, при которой шумы передатчика не проникают на вход приемника.

Из соотношения (1) следует выражение для ФН сложного сигнала $u_0(t)$:

$$\chi(\tau, F) = \int_{-\infty}^{+\infty} u_0(t)u_0^*(t+\tau)\exp(-j2\pi Ft)dt, \quad (2)$$

если $u_1(t) = u_2(t) = 1$. Кроме того, если предположить, что $u_0(t) = 1$ (модуляция отсутствует, т. е. в передатчике используется немодулируемый импульс большой длительности), получим соотношение для взаимной ФН сигналов, коммутирующих приемник и передатчик:

$$\chi_{12}(\tau_{\text{пр}}, F) = \int_{-\infty}^{\infty} u_1(t)u_2^*(t+\tau_{\text{пр}})\exp(-j2\pi Ft)dt, \quad (3)$$

а при $F = 0$ получим взаимнокорреляционную функцию коммутирующих сигналов:

$$R(\tau) = \int_0^{T+\tau_{\text{max}}} u(t)u(t+\tau)dt, \quad (4)$$

где τ_{max} – максимально возможная задержка сигнала. Соотношения (1)–(4) использованы при синтезе квазинепрерывных сигналов и сопряженных фильтров для радара с одной антенной.

Дискретные кодирующие последовательности (ДКП) с линейным законом изменения скачков по частоте давно известны, но мало использовались из-за отсутствия недорогих технологий формирования и обработки. Особый интерес представляют сложные дискретные частотно-манипулированные (ДЧМ) сигналы на основе массивов Костаса (МК) [4], представляющих собой особый класс перестановочных квадратных матриц с размерами $n \times n$, при использовании которых возможно эффективное подавление пассивных помех.

Пример матрицы МК с размерами 7×7 приведен на рис. 1, где по горизонтали отложены временные, а по вертикали – частотные дискретные отсчеты, причем размер дискрета по временной оси равен длительности элементарного радиоимпульса τ_1 , а по оси частот составляет $\Delta f = 1/t_1$. Основное свойство МК – наличие в каждой строке и в каждом столбце квадратной матрицы только одной используемой позиции,

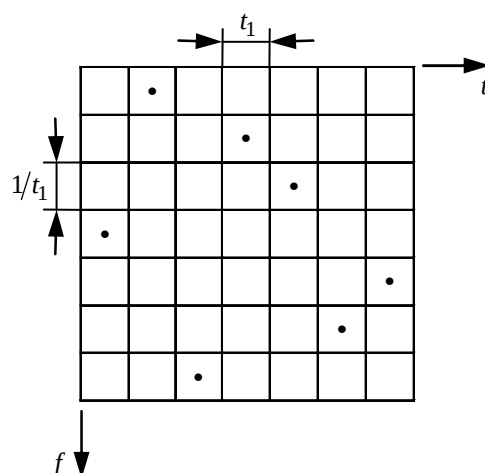


Рис. 1

определяющей времячастотные параметры импульса (отмечены на рис. 1 точками), причем все векторы расстояний между этими позициями различны. Кодовые последовательности МК принято записывать строкой, в которой перечисляются номера используемых временных позиций в последовательности столбцов матрицы. Считая началом отсчета левый верхний угол матрицы, для рис. 1 получим описание в виде $M = [4, 7, 1, 6, 5, 2, 3]$. Поскольку описание содержит семь элементов, такой МК обозначается как МК-7.

Если порядок частот ДЧМ-сигнала выбран в соответствии с некоторым МК, то его ФН имеет кнопочную форму и оптимальна в смысле минимума боковых лепестков, окружающих центральный пик. Показано [3], [4], что уровень боковых лепестков автокорреляционной функции (АКФ) на всем промежутке задержек, кроме элемента задержки, смежного с главным пиком ФН, не превышает $2/N$, где N – число радиоимпульсов в ДЧМ-сигнале. Непрерывная огибающая комплексного ДЧМ-сигнала на основе МК описывается как

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N\tau_1}} \sum_{l=1}^{N-1} s_l(t - l\tau_1), \quad (5)$$

$$\text{где } s_l(t) = \begin{cases} \exp(j2\pi f_l t), & 0 \leq t \leq \tau_1; \\ 0, & t < 0, t > \tau_1. \end{cases}$$

ФН ДЧМ-Сигнала, обладающего центральной симметрией, описывается выражением

$$\chi(\tau, \nu) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \exp[j2\pi(m-1)t_1] \left\{ \Phi_{mm}(\tau, \nu) + \sum_{\substack{n=1 \\ m \neq n}}^M \Phi_{mn}[\tau - (m-n)t_1, \nu] \right\}, \quad (6)$$

где τ, ν – задержка отраженного сигнала и доплеровский сдвиг частоты, обусловленный скоростью цели, соответственно; M – размер МК;

$$\Phi_{mn}(\tau, \nu) = (1 - |\tau|/t_1)(\sin \alpha / \alpha) \exp(-j\beta - j2\pi f_n \tau), \quad |\tau| \leq t_1,$$

причем $\alpha = \pi(f_m - f_n - \nu)(t_1 - |\tau|)$; $\beta = \pi(f_m - f_n - \nu)(t_1 + \tau)$, а f_m, f_n – средние частоты радиоимпульсов длительностью $T_{МК} = Mt_1$, соответствующих закону кодирования ДЧМ-сигнала. Частотный разнос между средними частотами импульсов $|f_n - f_m|$ изменяется от $1/t_1$ до M/t_1 по закону $a = \{a_1, a_2, \dots, a_M\}$ дискретной последовательности комплексной огибающей МК, причем $f_m = a_m/t_1$.

Найдены МК с числом импульсов несколько сотен. В работе [3] приведена кривая распределения количества МК в зависимости от M . Эта зависимость приближается к колокольной кривой, максимум которой приходится на $M = 18$, где количество МК составляет $2.8 \cdot 10^4$, что является достаточно большим множеством для формирования модулирующих функций. Исследованы корреляционные свойства ДЧМ-сигналов с точки зрения расширения возможностей ДЧМ на основе МК при формировании сложных сигналов с широкополосным спектром, предназначенных для использования в радиолокационных станциях с низкой вероятностью перехвата излучения, что повышает скрытность РЛС. Предложено несколько модификаций ДЧМ на базе МК.

Отметим недостатки ДЧМ-сигналов на основе МК с точки зрения применения для обзорных наземных и морских РЛС.

1. При 10...30 импульсах в МК уровень боковых лепестков (БЛ) ФН составляет 20...30 дБ, что недостаточно для подавления пассивной помехи. МК с таким числом элементов целесообразно использовать для формирования сигнала, состоящего из нескольких пачек, что ослабляет уровень БЛ ФН.

2. Сложномодулированный импульс на основе МК имеет непрерывную огибающую, что не позволяет применить его для РЛС с малой мертвой зоной по дальности и в квазинепрерывных РЛС.

Авторами настоящей статьи проведена модификация ДЧМ-сигнала на основе МК, касающаяся следующих изменений формы и параметров исходного сигнала (5):

- использования нерегулярной импульсной последовательности (НИП) [5] для преобразования непрерывного ДЧМ-сигнала в квазинепрерывный с сохранением полосы занимаемых частот;
- преобразования спектра ДЧМ-сигнала с увеличением частотного разноса между средними частотами ДЧМ-импульсов в r раз;
- использования полосового шумового сигнала с узкой полосой, равной Δf ;
- формирования непрерывного и квазинепрерывного ДЧМ-сигналов из сглаженных по амплитуде элементарных импульсов МК длительностью t_1 .

При синтезе сигналов с комбинированной модуляцией (КМ) МК использован как базовый алгоритм формирования ДЧМ-сигнала. Каждый пакет импульсов МК модулирован по сложному закону. Для обнаружения и измерения параметров цели используется несколько пакетов сложномодулированных импульсов, достаточных по энергетическим характеристикам для решения задачи. Для уменьшения БЛ по скорости применялась весовая обработка всех пакетов по Хэммингу.

Далее приводится пример формирования шумового ДЧМ-сигнала на основе МК. Исследования ФН МК по формулам (5), (6) и последующая модификация ДЧМ-сигналов позволили улучшить их корреляционные свойства в описанных далее направлениях.

Рассмотрим пример формирования модифицированного ДЧМ-сигнала на основе МК. Непрерывный сигнал (5) можно преобразовать в квазинепрерывный, используя НИП со свойством "не более одного совпадения" [4]. Для этого нужно использовать НИП с числом кодирующих импульсов $N_0 = M$, размещенных на N_{IPS} позициях (N_{IPS} – количество тактов в НИП). Приведенные далее результаты получены для МК с числом импульсов $M = 10$ и НИП с $N_0 = 10$ и $N_{IPS} = 56$ вида

$$d \in \{11000010001000000000000100100000001000000100000000000101\}.$$

Пик-фактор сигнала $Q = N/N_0 = 5.6$, $t_1 = 10^{-6}$ мкс. Рассчитаны основные параметры такого сигнала: спектры, ФН, сечения вдоль оси задержек (АКФ) и оси частот (квадрат модуля спектра). Результаты расчетов показали, что за счет связанного с применением НИП роста скважности пачки импульсов МК подавление БЛ ФН улучшается на 8 дБ (по максимальным значениям выбросов БЛ) по сравнению с ФН МК с $M = 10$. При этом появляется возможность работы в квазинепрерывном режиме с минимальными мертвой зоной и потерями энергии принимаемых от целей сигналов в ближней зоне дальности практически без ухудшения подавления БЛ.

Следующим рассмотренным методом улучшения показателей помехозащищенности РЛС является служит увеличение частотного разноса между средними частотами ДЧМ-импульсов.

При увеличении частотного разнеса $\Delta f_{nm} = |f_n - f_m|$ между импульсами спектр ДЧМ-сигнала представляет собой спектральные полосы, разделенные областями с низкой спектральной плотностью, благодаря чему частичные объемы тела неопределенности сигнала в частотной области, прилегающие к оси задержек, резко уменьшаются, образуя зону с пониженными уровнями БЛ по задержкам и по доплеровской частоте. Равномерное увеличение Δf_{nm} приводит к увеличению ширины спектра и базы сигнала и к уменьшению боковых выбросов ФН на всей плоскости неопределенности. В результате повышаются скрытность и помехоустойчивость за счет снижения максимального уровня БЛ ФН как во временной, так и в частотной областях.

Для МК-10 производилось увеличение указанного интервала в $r = 4, 16$ и 32 раза. При увеличении разнеса между соседними частотами в r раз во столько же раз возрастала ширина спектра сигнала, а уровень БЛ уменьшался на $12, 24$ и 30 дБ соответственно. Таким образом, увеличив спектр сигнала на основе МК в 32 раза, уровень БЛ АКФ удалось понизить до 60 дБ.

Особенность ФН ДЧМ-сигнала на основе МК с расширенным спектром – расщепление главного лепестка ФН на отдельные пики неоднозначностей в пределах области высокой корреляции, определяемой шириной импульса t_1 . Количество этих пиков и их разнос по задержкам зависят от величины скачка по частоте от импульса к импульсу. Размеры каждого пика определяют "сверхразрешение" сигнала по дальности (задержке). Это создает некоторые трудности при обработке сигнала, так как требует дополнительной фильтрации сглаживающим фильтром, который позволяет исключить эффект "дробления" отклика согласованного фильтра в области высокой корреляции ФН-сигнала при наблюдении точечной цели, но дает возможность иметь заданное разрешение сигнала, определяемое длительностью элементарного символа.

Исследован сигнал (5) с огибающей элементарных импульсов гауссовской формы. Показано, что применение такой модификации недостаточно эффективно, так как уровень боковых выбросов ФН модифицированного сигнала улучшается незначительно, а пик-фактор увеличивается, что требует увеличения мощности передатчика и использования линейного режима его работы.

Модификация сложного сигнала с массивами Костаса. Цель модификации – устранение многопиковой структуры центрального пика ФН сложного сигнала на основе дискретной манипуляции МК и более эффективное подавление боковых выбросов ФН. Эффективное подавление лепестков тела неопределенности (ТН) сигнала на основе МК можно достичь разнесением сетки частот, занимаемой массивом на частотно-временной плоскости. Однако недостатком такого изменения параметров сигнала является появление неоднозначностей по дальности и по скорости внутри элемента разрешения, который определен как $\Delta R = c\tau_0/2$ (считая $t_1 = \tau_0$) (c – скорость света). Устранить эти неоднозначности можно в структуре квазинепрерывного сигнала, состоящего из периодически повторяемой последовательности ДЧМ-импульсов, каждый из которых является ДЧМ-сигналом, на основе манипуляции модифицированным МК и разнеса частоты в каждом МК. Сигнал на основе ДЧМ по закону МК с числом частот M , размещенных на M позициях, включает N периодических ДЧМ-пачек, следующих с периодом повторения T и скважностью $Q = 5$.

Общая ширина спектра сигнала $\Delta f = rM\Delta F$, $r \geq 1$, зависит от длительности импульса τ_0 (кванта) и равна $\Delta f = 2/\tau_0$ при $r = 1$ и $\Delta f \cong 16/\tau_0$ при $r = 8$, т. е. ширина спектра зави-

сит от значения скачка частоты смежных импульсов $\Delta F = F_i - F_{i+1}$, $i = 0, 1, 2, \dots, M$, и числа M . При $r > 1$ этот коэффициент определяет количество пиков неоднозначности ФН и АКФ внутри элемента разрешения по дальности и по скорости. Для АКФ число пиков равно $n = 2r - 1$. Например при $r = 8$, число пиков неоднозначности АКФ равно 15.

Для устранения неоднозначностей внутри центрального пика ТН следует изменять коэффициент r так, чтобы пики неоднозначности сливались, образуя сплошной объем. Ширину спектра и количество пиков неоднозначностей от импульса к импульсу можно менять, изменяя коэффициент r от пачки к пачке в периодически повторяемом сложном сигнале из N пачек следующим образом:

- r возрастает;
- r уменьшается;
- пачки с разными ДЧМ следуют случайно;
- массивы с разными r в пачке циклически перестановлены.

Далее помещены рисунки, поясняющие работу алгоритма и доказывающие его эффективность. Следует отметить, что ширина центрального пика (разрешение) по дальности, как и прежде, определяется длительностью кванта МК: $\Delta R = ct_1/2$. В расчетах принято $t_1 = 1$ мкс, что дает разрешение по дальности 150 м. Применена МК-модифицированная последовательность импульсов с $M = 5$: $f = [2, 1, 5, 3, 4]$.

Синтез сигнала может идти по пути поиска вариации (увеличения/уменьшения) коэффициента r , обеспечивающего подавление БЛ ТН вне центрального пика. Авторами статьи разработана программа минимизации БЛ по критерию $\text{АКФ} \Rightarrow \min \max(\gamma)$, где $\max(\gamma)$ – максимальный выброс БЛ АКФ при $|\tau| \geq 2t_1$. В результате когерентной обработки парциальные ФН складываются с учетом фазы, что дает возможность устранить пики неоднозначности и обуздать центральный пик. Показано, что уровень выходного сигнала согласованного фильтра в пределах пика может быть большим. При некогерентной обработке вычисляются модули АКФ каждой пачки, которые затем суммируются. Чтобы не ухудшать обнаружение, следует суммировать результаты когерентной обработки пачки из K импульсов с разными параметрами ($\Delta f = rM\Delta F$).

Исходными данными разработанной программы служат количество пакетов (МК) в сигнале, разделенных паузой во времени, длительность кванта, разнос частот импульсов МК, количество импульсов в одном массиве и скважность. Сигнал представляет собой регулярную импульсную последовательность (РИП), ограниченную во времени, в которой несколько раз повторяются сплошные или разреженные с помощью НИП пачки массивов. Общая длительность сигнала, состоящего из L пачек немодулированных МК-импульсов, равна $T_c = LMt_1 + LT_{\Pi}$, где T_{Π} – длительность паузы между пакетами. Для сигнала с модуляцией по НИП каждой пачки МК длительность $T_c = LN_{\Pi}st_1 + LT_{\Pi}$.

Расчет производился для сечений ТН сигнала по оси задержек при заданном доплеровском сдвиге частоты, а также для сечений ТН по оси частот при заданных задержках по времени. Для подавления пиков неоднозначностей, кратных периоду повторения РИП,

использована временная весовая обработка с длительностью T_c , подавляющая БЛ в доплеровской области до уровня менее -40 дБ.

Результаты вычислений параметров ФН ДЧМ-сигнала на основе РИП и МК при линейном изменении скачка по частоте от периода к периоду. На рис. 2–5 показана трансформация центрального пика ФН (АКФ) $\chi(\tau, 0)$ при увеличении разноса между частотами МК. На указанных рисунках приведены примеры расчетов сечений ФН ДЧМ-сигнала на основе периодически следующих пакетов ДЧМ МК с изменением частоты. Скачки по частоте возрастают от импульса к импульсу внутри пакета по линейному закону (линейное нарастание разноса частоты). Подавление БЛ ФН в частотном сечении более 40 дБ обеспечивается весовая обработка по Хэммингу. Для повышения разрешения по частоте можно увеличить длительность сигнала, в результате чего межпиковые провалы ТН расширятся. Особенностью указанной структуры сигнала является наличие постоянной зоны неоднозначности (основной пик неоднозначности), ширина которой определяется длительностью кванта МК, равной 1 мкс. При увеличении r возникают субпики неоднозначности, расположенные внутри этой зоны, количество которых возрастает с ростом r . Ширина каждого субпика и их количество в зоне высокой корреляции ($|\tau| < 1$ мкс) определяются шириной спектра всего сигнала. При работе по сложной цели расстояние между ними мало и соизмеримо с расстоянием между пиками АКФ, поэтому индикация такой цели дает одну сплошную отметку. Боковые лепестки АКФ вне интервала $\pm t_1$ могут быть существенно уменьшены.

Примеры на рис. 2–5 приведены для малого числа импульсов МК, но даже при этом уровень БЛ по дальности при разноразности частот с коэффициентом $r = 8$ позволяет подавить максимальные боковые выбросы АКФ МК до уровня -35 дБ.

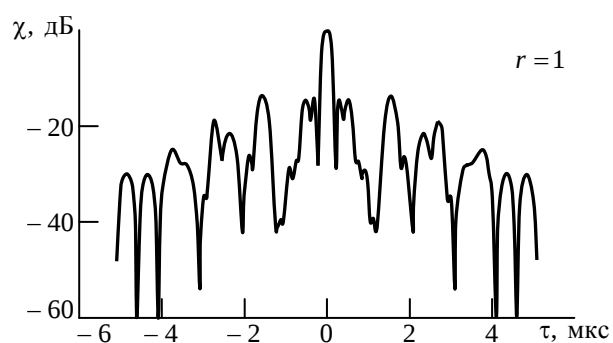


Рис. 2

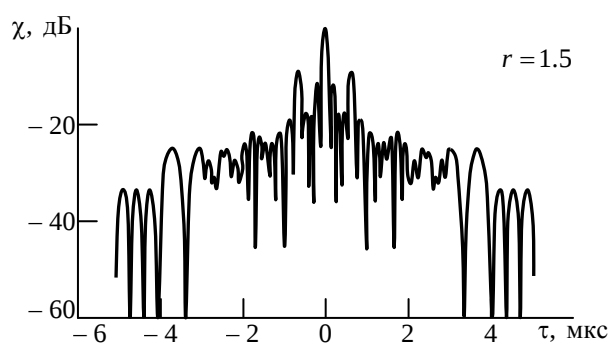


Рис. 3

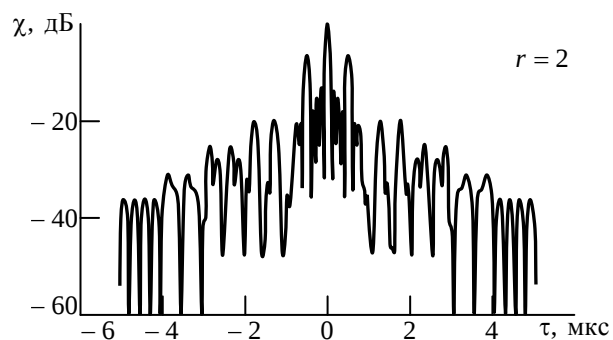


Рис. 4

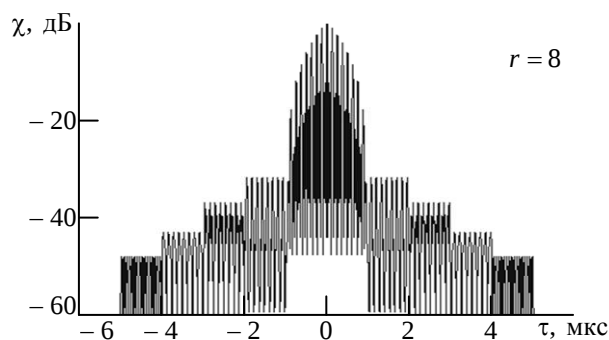


Рис. 5

При малых изменениях величины скачка по частоте уровень БЛ ФН по частоте почти не изменяется. Используя больший разнос частот и расширив спектр сигнала (например, до $r = 16$ или 32), можно еще более сблизить центральные пики неоднозначности внутри кванта МК, что приведет к однозначности обнаружения цели, состоящей из множества блестящих точек, и больше подавить боковые лепестки вне интервала $t_1 = 1$ мкс. При этом в центральном пике появятся 31 или 63 дополнительных всплеска соответственно, которые можно не учитывать, считая разрешение сигнала равным 1 мкс (150 м). Для того чтобы избавиться от избыточного разрешения, в приемнике необходимо установить сглаживающий фильтр на выходе процессора сжатия сигнала с постоянной времени, равной длительности частотного дискрета МК.

Из проведенных исследований можно сделать следующие выводы.

1. Разработан сигнал пачечной структуры на основе МК с неизменным параметром r внутри пачки. Однако для разных пачек значения r должны различаться и согласовываться между собой таким образом, чтобы пики неоднозначности не перекрывались, непрерывно заполняя объем центрального пика ТН.

2. Многопачечный сигнал может быть синтезирован нахождением значений r , обеспечивающих сплошное заполнение объема центрального пика. Этот подход может быть использован при значениях $r > 8$, так как при этом возрастет количество пиков в пределах центральной области главного лепестка ТН, которое становится соизмеримым с количеством близкорасположенных блестящих точек сложной цели.

Дальнейшая модификация МК такого типа будет касаться введения НИП от пачки к пачке и манипуляции фазы на 0, π по закону ДКП с нулевым уровнем БЛ АКФ, которые дадут полное подавление неоднозначности второго и третьего периодов следования пачек. Таким образом, будет обеспечена однозначность определения дистанции при наличии крупных целей на задержках, больших инструментальной дальности.

Список литературы

1. Морская радиолокация / под ред. В. И. Винокурова. Л.: Судостроение, 1986. 256 с.
2. Калениченко С. П. Развитие исследований по радиолокации микроволнового диапазона с применением сложных сигналов в СПбГЭТУ "ЛЭТИ" // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2005. Вып. 1. С. 6–24.
3. Levanon N., Mozeson E. Radar signals. New York: John Wiley & Sons, Inc. 2004. 403 p.
4. Костас Д. П. Свойства сигналов с почти идеальной функцией неопределенности в координатах "дальность–доплеровская частота" // ТИИЭР. 1984. Т. 27, № 8. С. 5–18.
5. Свердлик М. Б. Оптимальные дискретные сигналы. М.: Сов. радио, 1975. 208 с.

S. P. Kalinichenko, V. A. Sokolnikov
Saint-Petersburg state electrotechnical university "LETI"

Radar signal for quasi continuous low-probability-of-intercept (LPI) radar

Two variants of radar signals for radars of high reserve are considered. Those signals are based on the use of Costas arrays and bandpass noise. It is presented that central peak of ambiguity function can have a lot of ejections, which can do not be very important during the process of detection of complex target, which consist of huge amount of bright dots.

Complex quasi continuous signal, Costas massif, ambiguity function, phase modulation, discrete frequency modulated signal

Статья поступила в редакцию 10 февраля 2011 г.



Электромагнитная совместимость

УДК 621.369.677

М. Р. Бибарсов

Военная академия связи

Н. В. Шацкий

Секция по оборонным проблемам МО РФ при Президиуме РАН

Т. В. Перетяцько, П. Е. Сухопаров, В. В. Харченко

Военная академия им. Петра Великого (филиал, г. Ростов-на-Дону)

Использование многодиапазонного излучателя для обеспечения электромагнитной совместимости в радиоэлектронных системах связи и передачи данных

Рассмотрены варианты построения многодиапазонного излучателя на основе электрического вибратора с включенными в его плечи сосредоточенными нагрузками. Исследованы частотные характеристики предложенных вариантов. Проведена оценка достигаемого при этом улучшения электромагнитной совместимости.

Радиоэлектронная система, электромагнитная совместимость, многодиапазонный излучатель, электрический вибратор, антенная решетка, индуктивная и емкостная нагрузки, управление фазой

Повышение эффективности существующих систем связи и передачи данных связано с обеспечением их функционирования в различных диапазонах. Данное требование выдвигает на первый план вопросы электромагнитной совместимости (ЭМС), связанные с приемом сигналов различных частот [1], [2]. Для улучшения ЭМС помимо существующих способов обработки сигналов во временной области дополнительно могут использоваться частотно-селективные свойства излучающих элементов. В то же время необходимость компактного размещения радиоэлектронных систем (РЭС) различного назначения не позволяет использовать несколько антенн различных диапазонов. Данное обстоятельство обуславливает использование многодиапазонных антенн с излучателями различных типов. Оценка улучшения ЭМС РЭС, достигаемого за счет использования частотно-селективных свойств излучающих элементов, основана на построении математической модели излучателей и частотной зависимости характеристик излучающего элемента.

Разработка простых многодиапазонных антенн, обеспечивающих, с одной стороны сохранение характеристик излучения и согласования одновременно для различных диапазонов частот, а с другой – селекцию сигналов по частоте, представляет собой как важную с практической, так и интересную с теоретической, точек зрения задачу в области обеспечения ЭМС РЭС [3]–[5].

В настоящей статье рассмотрен вариант построения многодиапазонного излучателя на основе электрического вибратора с включенными в плечи нагрузками. Исследованы его частотные характеристики, получена оценка достигнутого улучшения ЭМС.

Для построения многодиапазонного излучателя на основе электрического вибратора в его плечи необходимо включить сосредоточенные нагрузки. Данные нагрузки обеспечивают "отсечение" плеч вибратора на более высоких частотах, что позволяет сохранять электрическую длину практически неизменной в различных диапазонах частот.

Постановка задачи. Обоснованный выбор нагрузок, включаемых в плечи вибратора, может быть выполнен только на основе строгого решения интегрального уравнения. Пусть крестообразный электрический вибратор возбуждается сосредоточенной ЭДС, подключенной к входу излучателя в его центре (рис. 1) и наводящей в зазорах его плеч x - и y -составляющие электрического поля E_{ctx} и E_{cty} .

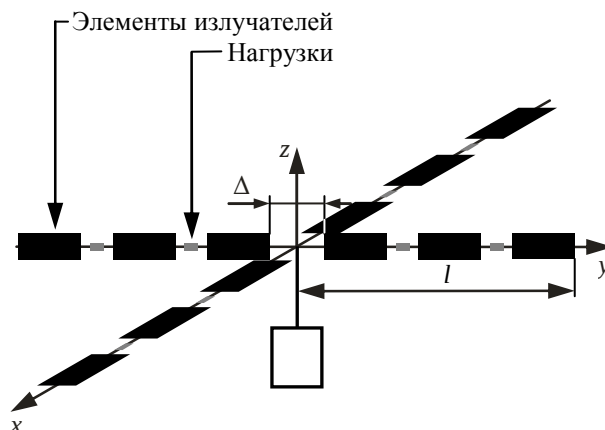


Рис. 1

Запишем систему уравнений для крестообразного излучателя в виде

$$\begin{cases} E_{xx}(\mathbf{r}) + E_{ctx}(\mathbf{r}) + E_{xy}(\mathbf{r}) = I_x(\mathbf{r})W_x\delta(\mathbf{r}); \\ E_{yx}(\mathbf{r}) + E_{cty}(\mathbf{r}) + E_{yy}(\mathbf{r}) = I_y(\mathbf{r})W_y\delta(\mathbf{r}), \end{cases}$$

где

$$E_{xx}(\mathbf{r}) = (k^2 + \partial^2/\partial x^2) \int_V I_x(\mathbf{r}') G[\mathbf{r}, \mathbf{r}'(x)] d\mathbf{r}' + Z_{nx} I_x(\mathbf{r}_{nx});$$

$$E_{yy}(\mathbf{r}) = (k^2 + \partial^2/\partial y^2) \int_V I_y(\mathbf{r}') G[\mathbf{r}, \mathbf{r}'(y)] d\mathbf{r}' + Z_{ny} I_y(\mathbf{r}_{ny});$$

$$E_{xy}(\mathbf{r}) = (\partial^2/\partial y \partial x) \int_V I_y(\mathbf{r}') G[\mathbf{r}, \mathbf{r}'(y)] d\mathbf{r}' + Z_{ny} I_y(\mathbf{r}_{ny});$$

– вклад тока в x -плече вибратора, в составляющую E_y напряженности электрического поля;

$$E_{yx}(\mathbf{r}) = (\partial^2/\partial x \partial y) \int_V I_x(\mathbf{r}') G[\mathbf{r}, \mathbf{r}'(x)] d\mathbf{r}' + Z_{nx} I_x(\mathbf{r}_{nx})$$

– вклад тока в y -плече вибратора в составляющую E_x напряженности электрического поля;

I_x , I_y – токи, возбуждаемые в x -м и y -м плечах вибратора соответственно; $\mathbf{r} = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$ – радиус-вектор точки наблюдения (x , y , z – координаты точки наблюдения); $\mathbf{r}' = \sqrt{x'^2 + y'^2 + z'^2}$ – радиус-вектор точки источника (x' , y' , z' – координаты точки источника); W_x , W_y – нагрузки, подключенные в центрах x -го и y -го плеч вибратора соответственно; причем $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число; G – функция Грина; Z_{mx} , Z_{my} , $m = 1 \dots M$ – m -е нагрузки, включенные в x -м и y -м плечах вибратора соответственно (нагрузки с одинаковым индексом m в обоих плечах равны).

Результирующее электрическое поле у поверхности вибратора определяется рассеянным (вторичным) полем с составляющими $E_{\text{вТХ}}$, $E_{\text{вТУ}}$, создаваемыми токами в самом вибраторе.

Рассеянные поля в приближении тонкого провода представляются выражениями

$$E_{\text{вТХ}} = 2\pi a \int_{-l}^l j_x(x') G_{xx} dx' + \int_{-l}^l j_y(y') G_{xy} dy'; \quad (1)$$

$$E_{\text{вТУ}} = 2\pi a \int_{-l}^l j_x(x') G_{yx} dx' + \int_{-l}^l j_y(y') G_{yy} dy', \quad (2)$$

где $j_x(x')$, $j_y(y')$ – плотности поверхностных электрических токов на поверхности x -го и y -го плеч вибратора соответственно; $G_{xx} = (W_0/k) \left(k^2 + \partial^2 / \partial x^2 \right) G$; $G_{xy} = (W_0/k) \left[\partial^2 / (\partial x \partial y) \right] G$; $G_{yx} = (W_0/k) \left[\partial^2 / (\partial y \partial x) \right] G$; $G_{yy} = (W_0/k) \left(k^2 + \partial^2 / \partial y^2 \right) G$ (здесь $W_0 = 120\pi$ Ом – волновое сопротивление свободного пространства).

Из выражений (1), (2) следует, что в формирование тангенциальных компонентов суммарного поля у поверхности каждого излучателя вносят вклад не только токи, протекающие в данном плече, но и токи в ортогональном плече.

В силу граничных условий результирующее электрическое поле для ортогонально ориентированных плеч крестообразного вибратора может быть представлено в виде

$$E_{\Sigma x}(x, y, z) = \begin{cases} 0, & x \in (-l, -\Delta/2) \cup (\Delta/2, l); \\ E_{0x}, & x \in (-\Delta/2, \Delta/2); \end{cases} \quad E_{\Sigma y}(x, y, z) = \begin{cases} 0, & y \in (-l, -\Delta/2) \cup (\Delta/2, l); \\ E_{0y}, & y \in (-\Delta/2, \Delta/2), \end{cases}$$

где Δ – ширина зазора между плечами вибраторов (см. рис. 1); E_{0x} , E_{0y} – напряженности электрического поля в зазоре x - и y -плеч вибратора соответственно.

Решение системы интегральных уравнений позволяет найти распределения плотностей тока $j_{mx}(x')$, $j_{my}(y')$, а следовательно, и распределения токов в плечах вибратора в виде

$$I_{mx}(x') = 2\pi a j_x(x'); \quad I_{my}(y') = 2\pi a j_y(y').$$

Таким образом, комплексные токи в крестообразных излучателях антенной решетки могут быть найдены на основе решения системы двух интегральных уравнений, записанных относительно плотностей токов в x - и y -ориентированных линейных вибраторах.

Для нахождения распределения плотности тока вдоль вибраторов $j_x(x')$ и $j_y(y')$ используем полную ортогональную систему базисных функций с неизвестными коэффициентами разложения в виде

$$j_x(x) = \sum_{p=1}^P [A_{px} j_{cp}(x') + B_{px} j_{sp}(x')]; \quad j_y(y) = \sum_{p=1}^P [A_{py} j_{cp}(y') + B_{py} j_{sp}(y')],$$

где A_{px} , B_{px} , A_{py} , B_{py} – неизвестные коэффициенты разложения;

$$j_{cp}(x') = \cos[\pi(p-0.5)(x'/l)]; \quad j_{sp}(x') = \sin[\pi(p-0.5)(x'/l)];$$

$$j_{cp}(y') = \cos[\pi(p-0.5)(y'/l)]; \quad j_{sp}(y') = \sin[\pi(p-0.5)(y'/l)]$$

(l – длина плеча вибратора).

Возможность использования такого базиса определяется тем, что применяемая совокупность функций является полной.

Решение данной системы уравнений относительно величин нагрузок, обеспечивающих требуемые значения амплитуды и фазы токов в вибраторах, в аналитической форме невозможно. В связи с этим необходимо проведение численных исследований указанных зависимостей.

Результаты численного моделирования. Результаты исследований влияния параметров реактивных нагрузок на амплитуду и фазу токов на выходе вибраторов при возбуждении сосредоточенной ЭДС приведены на рис. 2 и 3 для вибраторов с $l = 0.35\lambda$ и 0.5λ .

При $l = 0.35\lambda$ (рис. 2) и изменении индуктивной нагрузки от 0 до 160 Ом модуль тока и его фаза меняются в малых пределах. Поэтому управлять амплитудой тока можно при значениях нагрузки, больших 160 Ом, но меньших 280 Ом. Управление фазой целесообразно при изменении нагрузки в пределах от 200 до 300 Ом. В случае емкостной нагрузки предпочтительно управлять амплитудой тока, изменение фазы тока при этом несущественно.

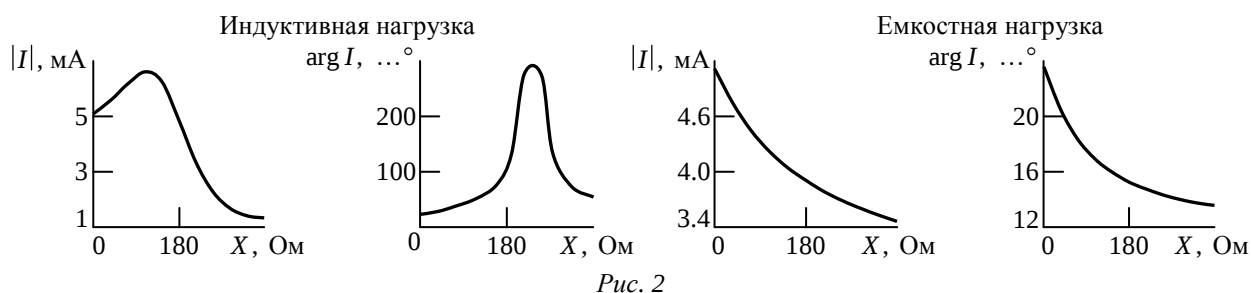


Рис. 2

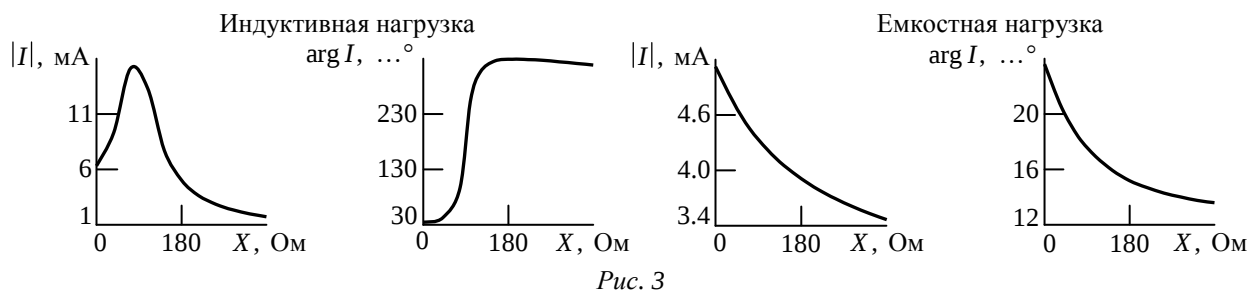


Рис. 3

При увеличении длины плеча до $l = 0.5\lambda$ (рис. 3) целесообразно управлять амплитудой тока. При индуктивной нагрузке предпочтительно использовать значения нагрузки от 0 до 200 Ом, при емкостной нагрузке – во всем исследованном диапазоне изменения нагрузок. Управление фазой возможно лишь при изменении индуктивной нагрузки от 80 до 120 Ом.

Таким образом, введение реактивных нагрузок в плечи вибраторов позволяет управлять амплитудами токов в вибраторах и в ограниченных пределах – их фазами. Представляется актуальным в продолжение данного исследования более подробно рассмотреть дополнительное подавление сигналов других частот при использовании излучателей указанного типа.

Список литературы

1. Проблемы антенной техники / под ред. Л. Д. Бахраха и Д. И. Воскресенского. М.: Радио и связь. 1989. 368 с.
2. Кшиштоф В. Системы подвижной радиосвязи / пер. с польск. И. Д. Рудинского; под ред. А. И. Ледовского. М.: Горячая линия–Телеком, 2006. 529 с.
3. Габриэлян Д. Д., Перетятко Т. В., Шацкий Н. В. Использование вибраторов с сосредоточенными нагрузками в антенных системах различного типа // Излучение и рассеяние электромагнитных волн: Тр. междунар. науч. конф. ИРЭМВ-2011, 27 июня – 2 июля 2011 г, Таганрог. Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2011. С. 81–83.
4. Пономарев Л. Н., Шаталов А. В. Рассеяние электромагнитной волны периодической решёткой вибраторов с сосредоточенными и распределёнными нагрузками / Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1986. Т. 29, № 2. С. 58–63.
5. Рассеяние электромагнитной волны вибраторной антенной при произвольных углах падения / А. М. Брикер, Н. А. Зернов, Т. Е. Мартынова, В. М. Шкиль // Радиотехника и электроника. 1998. Т. 43, № 5. С. 574–579.

M. R. Bibarsov

Military academy of communication

N. V. Shatsky

*Section regarding defensive problem of Department of Russian federation defense
in Presidium of Russian academy of sciences*

T. V. Peretytko, P. E. Suhoparov, V. V. Harshenko

Military academy n. a. Pieter the Greater (branch of Rostov-on-Don)

Using multi-band transmitter for providing electromagnetic compatibility in radio electronic systems communication and data transmission

Versions of constructing multiband radiator based on the electrical oscillate with the concentrated loads engaged in its points are considered. Band-pass responses of the proposed versions are studied. The improvement of the electromagnetic compatibility achieved thereby is estimated.

Radioelectronic system, electromagnetic compatibility, multiband radiator, electric vibrator array, inductive and capacitive loads, phase control

Статья поступила в редакцию 15 июня 2011 г.



УДК 921.382.095

А. В. Кириллов, В. А. Смирнов, А. А. Усов
ЗАО "Светлана-Электронприбор" (Санкт-Петербург)

Монолитный автономный полупроводниковый ограничитель мощности 8-мм диапазона длин волн, предназначенный для работы при входной импульсной мощности до 1 кВт

Приведены результаты разработки автономного (пассивного) ограничителя мощности 8-мм диапазона длин волн на базе монолитных $p-i-n$ -диодных матриц Si и GaAs. Разработанное устройство работоспособно при входной импульсной мощности до 1 кВт и обеспечивает просачивающуюся импульсную мощность не более 0.7 Вт и быстродействие 0.2 нс.

Автономный ограничитель мощности, $p-i-n$ -диод

В последние годы усилился интерес к монолитным полупроводниковым защитным устройствам (переключателям, ограничителям) в связи с продвижением РЛС в миллиметровый диапазон длин волн. Эта задача особенно актуальна в диапазоне 35...150 ГГц, где создание газоразрядных защитных устройств с большой долговечностью и высоким быстродействием наталкивается на трудности принципиального характера, связанные с физикой их работы.

В монолитных полупроводниковых защитных устройствах, разрабатываемых на основе многодиодных матриц, СВЧ-мощность распределяется в сечении волноводного тракта между большим количеством дискретных $p-i-n$ -диодов, что дает возможность резко увеличить импульсную и среднюю мощности при сохранении высокого быстродействия, определяемого быстродействием единичных диодов. При этом на порядок по сравнению с газоразрядными защитными устройствами увеличивается долговечность.

Таким образом, монолитные многодиодные полупроводниковые защитные устройства позволяют преодолеть принципиальные трудности, возникающие в миллиметровом диапазоне в газоразрядных защитных устройствах, и обеспечить большую долговечность и высокое быстродействие.

В настоящей статье приведены результаты разработки пассивного монолитного ограничителя 8-мм диапазона на основе Si- и GaAs- $p-i-n$ -диодных матриц, предназначенного для работы при уровне входной импульсной мощности до 1 кВт. Разработка такого ограничителя весьма актуальна для аппаратуры 8-мм диапазона, которая находит в настоящее время широкое применение.

Выбор схемы и конструкции ограничителя. За основу принята принципиальная схема ограничителя на основе монолитных Si- и GaAs-матриц, предложенная авторами в патенте [1] (рис. 1). Ограничитель содержит две связанных между собой по постоянному току матрицы на Si- $p-i-n$ -диодах и на GaAs- $p-i-n$ -диодах. Согласно патенту каждая матрица содержит

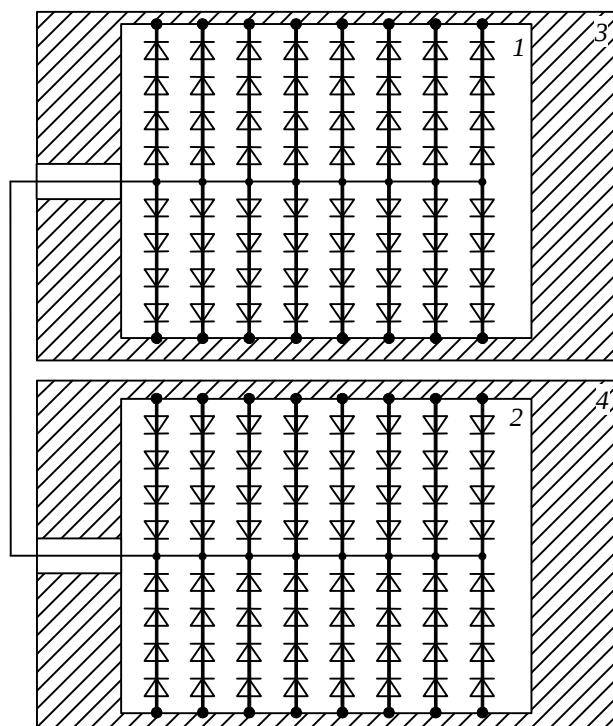


Рис. 1

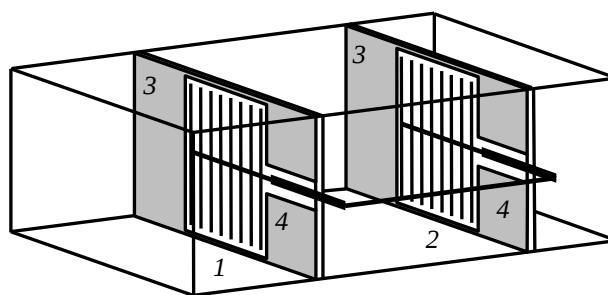


Рис. 2

64 диода (восемь столбцов по восемь диодов в каждом столбце). В общем случае матрица может содержать N параллельно включенных столбцов по n диодов в каждом. При этом столбцы матрицы разбиты на половины, в каждой из которых диоды включены согласно, а половины столбцов – встречно друг другу. Средние точки столбцов каждой матрицы соединены между собой и со средними точками столбцов другой матрицы.

Полярность включения диодов в одноименных столбцах матриц взаимно обратная.

Конструкция ограничителя схематично приведена на рис. 2. Пластина 1 с матрицей из Si- $p-i-n$ -диодов располагается первой по ходу мощности, пластина 2 с матрицей из GaAs-диодов располагается за ней на электрическом расстоянии, равном четверти длины волны в волноводе. Настройка ограничителя на заданную рабочую частоту осуществляется помощью компенсирующих индуктивных элементов 3, 4 в виде металлических полосок.

В предложенной конструкции увеличение рабочей мощности обеспечивается за счет первой (кремниевой) матрицы, в которой применены достаточно мощные $p-i-n$ -диоды, а малое значение просачивающейся мощности – за счет подпитки диодов первой матрицы постоянным током, вырабатываемым диодами второй, арсенид-галлиевой, матрицы. При этом вторая матрица одновременно выполняет функцию второго каскада ограничителя.

Рабочую мощность ограничителя можно регулировать, изменяя число диодов матрицы, т. е. изменяя число столбцов и диодов в них.

Ограничитель работает следующим образом: подаваемый на вход ограничителя СВЧ-сигнал детектируется диодами второй, (GaAs-) матрицы. Управляющее напряжение, вырабатываемое диодами этой матрицы, подается на столбцы диодов входной (первой) матрицы, обеспечивая подпитку диодов всех столбцов, благодаря чему входной сигнал отражается от входной матрицы и в тракт вносится большое затухание. Последующее ограничение уже ослабленного сигнала осуществляет вторая матрица на GaAs-диодах.

С целью повышения эффективности и надежности работы ограничителя в режимах с короткой длительностью импульса в обеих матрицах была применена принципиально новая схема включения диодов. Это позволило избежать выхода ограничителя из строя при большой входной мощности, когда первая Si-матрица начинает частично детектировать сигнал, и выпрямленный ток первой матрицы компенсирует ток второй, встречно вклю-

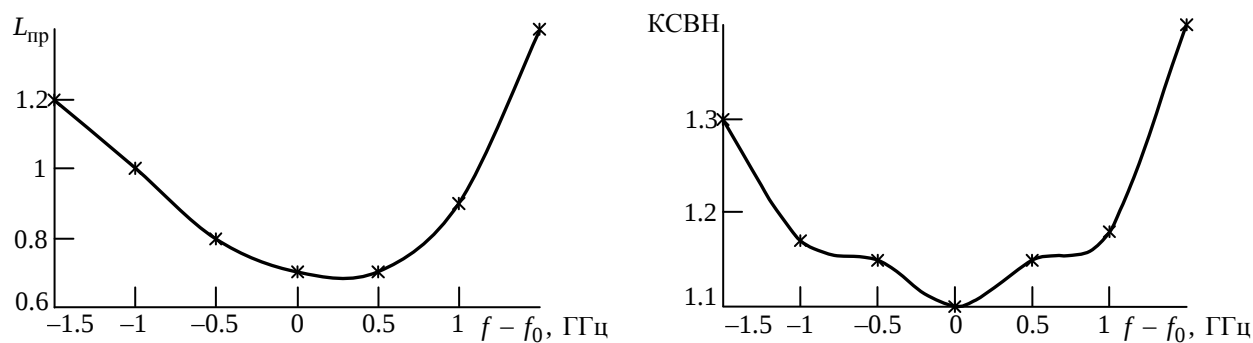


Рис. 3

ченной GaAs-матрицы. В результате матрицы могут оказаться обесточенными (или слабо-запитанными) и выйдут из строя.

Указанный положительный эффект от перехода на новую схему ограничителя для режимов работы с короткой длительностью импульса является принципиальным, так как толщина базы у $p-i-n$ -диодов входной матрицы выбирается достаточно малой и эффект детектирования сигнала будет явно выражен.

Экспериментально определены частотные характеристики ограничителя в режиме приема (пропускания сигнала малой мощности), ограничительная характеристика в режиме защиты и время восстановления.

На рис. 3 приведены частотные характеристики потерь пропускания $L_{пр}$ и КСВН двухкаскадного ограничителя описанной конструкции. Из представленных данных следует, что потери пропускания двухкаскадного ограничителя составляют не более 1.0 дБ в рабочей полосе частот $f_0 \pm 1$ ГГц при величине КСВН не более 1.2.

На рис. 4 приведена ограничительная характеристика двухкаскадного ограничителя, входной каскад которого разработан на кремниевой $p-i-n$ -диодной матрице, а выходной – на базе арсенид-галлиевой $p-i-n$ -диодной матрице. Из представленной зависимости следует, что двухкаскадный ограничитель обеспечивает работоспособность при входной импульсной мощности $P_{вх}$ до 1 кВт, при этом максимальная просачивающаяся мощность $P_{пр}$ у него не превышает 0.7 Вт.

Время восстановления ограничителя, измеренное по стандартному уровню 3 дБ, при длительности импульса 1 мкс составляет 0.2 мкс.

Основные параметры разработанного монолитного ограничителя 8-мм диапазона:

- рабочая импульсная мощность 1 кВт;
- рабочая полоса частот 6 %;
- потери пропускания 1.0 дБ;
- максимальная просачивающаяся мощность 0.7 Вт;
- время восстановления по уровню 3 дБ при длительности импульса 1 мкс 0.2 мкс.

Отечественные и зарубежные аналоги рассмотренного устройства неизвестны.

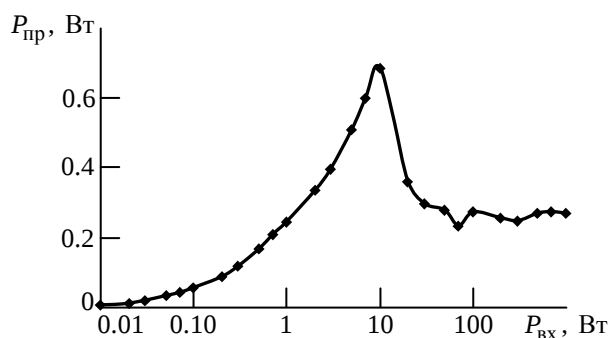


Рис. 4

Испытания разработанного ограничителя были проведены при длительности импульса $\tau = 1$ мкс и скважности $Q = 1000$ т. е. значение средней мощности составляло 1 Вт.

Ориентировочный расчет предельно допустимой средней мощности, проведенный в предположении, что единичные диоды входной $p-i-n$ -диодной матрицы эквивалентны балочным диодам 2A553 [2], показывает, что при 64 диодах во входной матрице, вносимом затухании 15 дБ и мощности рассеивания в единичных диодах 50 мВт средняя рабочая мощность ограничителя должна составлять 10 Вт. Эта мощность может быть увеличена увеличением числа диодов в матрице.

Схемотехническое решение, примененное при разработке ограничителя, является развитием полученного ранее патента на полезную модель [1].

Некоторые параметры ограничителя, в частности потери пропускания, могут быть улучшены за счет оптимизации топологии и параметров единичных диодов, входящих в состав $p-i-n$ -диодных матриц.

Главными дальнейшими задачами при отработке конструкции монолитного ограничителя является определение предельной средней мощности и работоспособности при повышенной температуре.

Полученные результаты по разработке миллиметрового ограничителя показывают, что на его основе возможно создание твердотельного маломощного приемно-усилительного модуля 8-мм диапазона с повышенной защитой по входу от синхронных и несинхронных сигналов мощностью до 1 кВт в импульсе.

Следует особо отметить перспективность предложенной конструкции для КВЧ-диапазонов, в частности 3-мм и 2-мм, где создание мощных пассивных ограничителей является актуальной задачей.

Список литературы

1. Пат. RU 90934 U1 МПК H01P1/15 (2006.01) СВЧ-ограничитель / А. В. Кириллов, В. В. Попов, В. А. Смирнов и др. (RU). Оpubл. 20.01.2010. Бюл. № 2.
2. Полупроводниковые приборы. Сверхвысокочастотные диоды: справ. / под ред. Б. А. Наливайко. Томск: МГП "Раско", 1992. 222 с.

A. V. Kirillov, V. A. Smirnov, A. A. Usov
CJSC "Svetlana-Electronpribor", Saint-Petersburg

Solid-state autonomous semiconductor power limiter 8-mm wave length, designed for working on input pulsed power to 1 kW

Results of the development of autonomous semiconductor power limiter 8-mm wavelength based on $p-i-n$ -diodes matrix on Si and GaAs are presented. The device provides capacity for work on input power to 1 kW and with output impulse power less than 0.7 W and promptitude about 0.2 us.

Solid-state autonomous semiconductor power limiter, $p-i-n$ -diode

Статья поступила в редакцию 11 апреля 2011 г.

УДК 621.072

А. Д. Григорьев, А. Д. Тупицын

*Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет
"ЛЭТИ"*

Б. В. Прищепенко

ООО НПП "Марс-Энерго"

Измеритель коэффициента отражения в микроволновом химическом реакторе

Описан измеритель коэффициента отражения для использования в микроволновом химическом реакторе, реализующий четырехзондовый метод измерения. Приведены блок-схема измерителя и принципиальная схема его высокочастотной части. Представлены результаты тестирования коэффициента отражения измерителя.

Микроволновая химия, четырехзондовый метод, коэффициент отражения, модуляционные измерения

Микроволновая химия – новое перспективное направление науки и техники, использующее последние достижения химии и микроволновой радиофизики.

Первые сведения об ускорении полимеризации некоторых органических веществ под воздействием микроволнового излучения появились в 1961 г., а о его влиянии на процессы химического синтеза – в 1981 г. Однако интенсивные исследования этих процессов началось только после 1986 г., когда было опубликовано несколько статей о существенном ускорении реакций синтеза под действием микроволнового облучения [1], [2]. Основные преимущества этой технологии – резкое (в десятки и сотни раз) уменьшение времени проведения реакций и связанное с этим снижение энергозатрат [3], [4].

Следует отметить, что успешное проведение синтеза возможно только в условиях, позволяющих контролировать все основные параметры процесса: мощность генератора и мощность, поглощаемую реагентами, температуру реакционной массы, интенсивность ее кипения (при проведении реакций в жидкой фазе). Поскольку при изменении температуры и тем более агрегатного состояния веществ их свойства существенно меняются, указанные задачи достаточно сложны.

Поглощаемую реагентами мощность можно задавать, например регулируя согласование реакторной камеры с источником микроволнового излучения, применив для этого традиционные устройства согласования. В волноводном тракте это могут быть соответствующим образом расположенные штыри регулируемой длины. Для регулировки согласования необходимо знать текущее значение коэффициента отражения камеры реактора.

В разрабатываемом химическом реакторе реализуется четырехзондовый метод измерения коэффициента отражения [5]. Четыре зонда в виде штырей, расположенных в отверстиях в широкой стенке волновода, отстоят друг от друга на четверть длины волны и располагаются между генератором (магнетроном) и камерой реактора. С каждым зондом соединена детекторная головка, сигнал с которой по коаксиальному кабелю поступает на усилитель. Расстояние зондов от узкой стенки волновода и их длина выбирались таким образом, чтобы детектирующие диоды работали в квадратичном режиме. Для повышения точности и стабильности измерений реализован модуляционный метод измерения отбрасываемой зондами мощности.

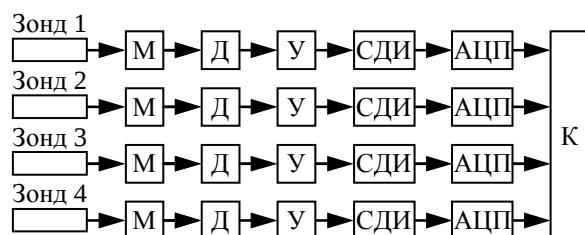


Рис. 1

Упрощенная блок-схема устройства обработки сигнала приведена на рис. 1. Она состоит из четырех одинаковых каналов, каждый из которых содержит модулятор М, детектор Д, усилитель У, синхронный детектор с интегратором СДИ, аналого-цифровой преобразователь АЦП и контроллер К. Контроллер

кроме вычисления коэффициента отражения осуществляет управление модулятором, синхронным детектором, интегратором и АЦП.

Наиболее существенно влияют на точность определения модуля и фазы коэффициента отражения модулятор и детектор, работающие с сигналами на частоте 2.45 ГГц. Одна из задач разработки заключалась в создании измерителя с использованием распространенных компонентов и материалов, особенно в радиочастотной части устройства. Исходя из этого в качестве материала для печатной платы был выбран стеклотекстолит, а в качестве модулирующих и детектирующих элементов – диоды BAT17.

На рис. 2 представлена принципиальная схема одного измерительного канала, включающая модулятор и детектор на диодах BAT17 (VD1 и VD2 соответственно) и усилитель DA1. Малая часть мощности из волноводного тракта отбирается зондом, представляющим собой штырь в отверстии в широкой стенке волновода. Согласованный по входу и по выходу с помощью резисторов R1 и R5 аттенюатор, расположенный между зондом и модуляторным диодом VD1, ослабляет влияние тракта на параметры модулятора. Аттенюатор состоит из резисторов R2–R4.

На вход "Модуляция" поступает последовательность прямоугольных импульсов, управляющих диодным модулятором VD1. Положительный уровень напряжения открывает диод, отрицательный – закрывает его. Так как обычные диоды не обеспечивают достаточного подавления сигнала в закрытом состоянии (в отличие, например от $p-i-n$ -диодов), что в значительной мере определяется их заметной паразитной емкостью, в модуляторе применена компенсирующая индуктивность L1 в микрополосковом исполнении. Нагрузкой модулятора является цепь R7, C3.

Сигнал с модулятора поступает на амплитудный детектор, выполненный на диоде VD2. Смещение на детекторный диод подается по цепи R8, C5. Элементы C6, L2, C7 со-

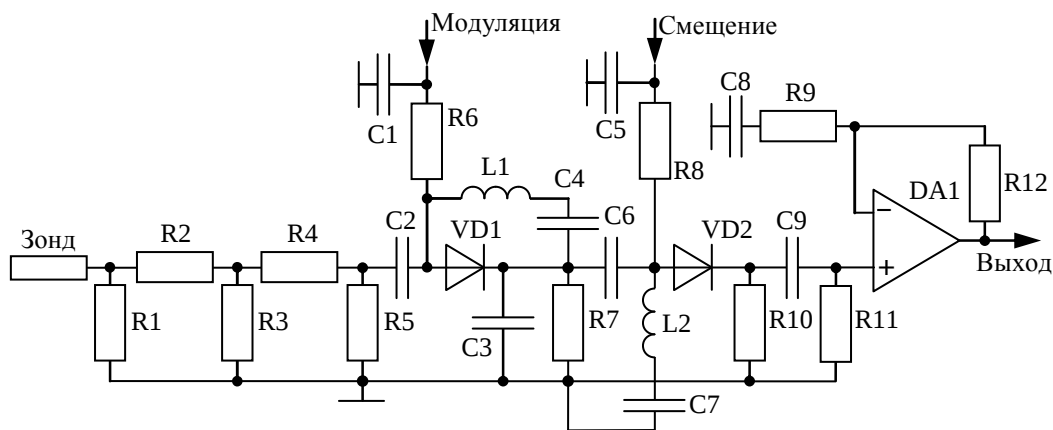


Рис. 2

ставляют фильтр, предотвращающий попадание модулирующего напряжения на вход усилителя переменного напряжения DA1 через детектор. С выхода усилителя сигнал поступает на СДИ, а с него – на контроллер, который вычисляет действительную и мнимую части коэффициента отражения по следующим формулам:

$$\operatorname{Re}(\Gamma) = \frac{P_1 - P_3}{(P_1 + P_3) + \sqrt{4P_1P_3 - (P_4 - P_2)^2}}; \quad \operatorname{Im}(\Gamma) = \frac{P_4 - P_2}{(P_1 + P_3) + \sqrt{4P_1P_3 - (P_4 - P_2)^2}}.$$

Коэффициент стоячей волны определяется по модулю коэффициента отражения:

$$k_c = (1 + |\Gamma|) / (1 - |\Gamma|).$$

При оптимизации модулятора использовались различные программные средства и нелинейная модель диода BAT17. На вход модулятора подавался синусоидальный сигнал различной амплитуды переменной частоты в окрестностях 2.45 ГГц. Максимальное значение амплитуды составило 300 мВ. При оптимизации изменялись индуктивность, включенная параллельно диоду, и напряжение смещения диода. Результаты оптимизации для входного напряжения 300 мВ приведены на рис. 3 в виде частотной зависимости напряжения на выходе модулятора. Из зависимости следует, что подавление сигнала на частоте 2.45 ГГц составило примерно 36 дБ. Оно может быть улучшено подачей ненулевого запирающего напряжения для точной настройки резонансной системы "индуктивность–диод".

Экспериментальный макет устройства – модулятор, детектор и усилитель – собран на одной стеклотекстолитовой печатной плате толщиной 1.5 мм. Плата помещена в экранированный корпус с высокочастотными разъемами SMA. Синхронные детекторы, интеграторы и остальные элементы схемы располагаются на другой плате.

При тестировании устройства на его вход подавался сигнал от генератора сверхвысоких частот Г4-79 с различными уровнями мощности. Наибольшая мощность составила 1 мВт, что примерно соответствует максимальной амплитуде напряжения, использованной при моделировании. Выходные данные измерителя поступали с выхода контроллера К на компьютер.

Контроль глубины модуляции производился на входной мощности, не превышавшей 0.1 мВт, с тем, чтобы использовать только квадратичный участок вольт-амперной характеристики диода. Напряжение снималось с выхода усилителя У. Исследованы три варианта модуляторов, обеспечивших глубину модуляции от 30 до 34 дБ. При этом ширина полосы подавления составила почти 80 МГц, что почти в четыре раза больше, чем полученное при моделировании значение около 20 МГц (рис. 3). По-видимому, это связано с неучтенными потерями в материале печатной платы, на которой реализованы компенсирующие микрополосковые линии, и в элементах схемы.

На рис. 4 представлены результаты тестирования измерителя коэффициента отражения в волноводном тракте. Здесь приведены зависимости коэффициента стоячей волны (КСВ) нагрузки от глубины погружения согласующего элемента в волновод,

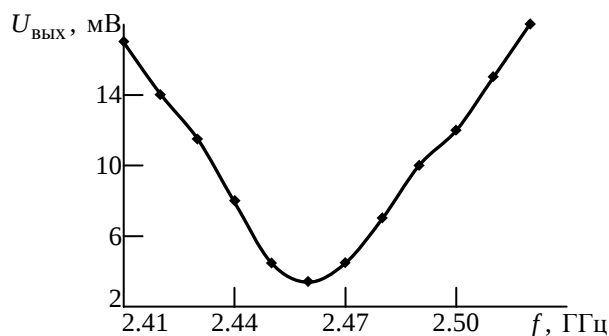


Рис. 3

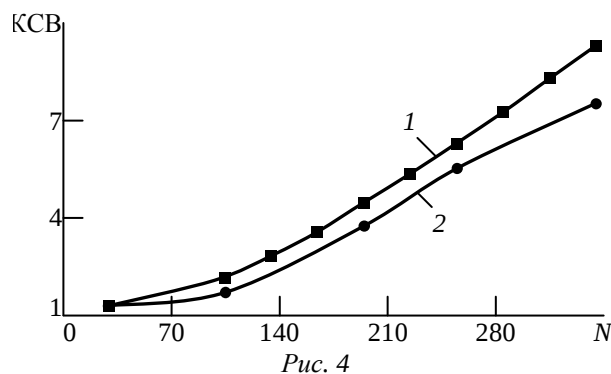


Рис. 4

измеряемой количеством шагов приводного шагового двигателя N .

Измерения проводились с помощью разработанного измерителя (рис. 4, кривая 1) и векторного анализатора микроволновых цепей ZVB8 фирмы "Rohde&Schwarz" (рис. 4, кривая 2). Анализатор подключался к тракту с помощью соответствующего коаксиально-волноводного перехода. Разработанный из-

меритель производил измерения на высоком уровне мощности, работая со штатным для микроволнового химического реактора магнетроном.

Причиной отличия результатов тестовых измерений от значений, полученных при моделировании, может являться различный режим согласования коаксиально-волноводного перехода и реального магнетрона. Можно также предположить, что одним из существенных источников погрешности проведенных измерений является то, что разработанный измеритель располагался на расстоянии менее одной длины волны от резонансной реакторной камеры с согласующим элементом.

Представленные зависимости иллюстрируют приемлемую точность измерения КСВ для химического реактора, в котором необходимо поддерживать заданный уровень отражения мощности при изменении свойств нагрузки.

Список литературы

1. Gedye R., Smith F., Westaway K. Microwaves in organic and organometallic synthesis // J. microwave power & electromagnetic energy. 1991. Vol. 26, № 1. P. 3–17.
2. Whittaker A. G., Mingus D. M. P. The application of microwave heating to chemical synthesis // J. microwave power & electromagnetic energy. 1994. Vol. 29, № 4. P. 195–220.
3. Микроволновая активация синтеза динитродифениламинов // А. Д. Григорьев, Н. М. Дмитриева, А. В. Ельцов и др. // Журн. органич. химии. 1997. Т. 67. Вып. 6. С. 1042–1043.
4. Синтез азотистых гетероциклов в условиях микроволновой активации // А. В. Ельцов, Н. Б. Соколова, А. Д. Григорьев и др. // Журн. органич. химии. 1999. Т. 69. Вып. 8. С. 1367–1371.
5. Survey of instrumentation and measurement / ed. S. A. Dyer. New York: J. Wiley & Sons, 2001. 1081 p.

D. Grigoriev, A. D. Tupitsyn
Saint-Petersburg state university "LETI"
B. V. Prischepenko
Mars-Energo Ltd.

Device for measuring of voltage standing wave ratio in microwave chemical reactor

A device for measuring of voltage standing wave ratio for use in microwave chemical reactor is described. The device uses a four-probe method. A block-diagram of the device and a scheme of the high frequency part are presented. Testing results are discussed.

Microwave chemistry, four-probe method, voltage standing wave ratio, modulated measurements

Статья поступила в редакцию 15 мая 2011 г.



Редакционный отдел

Наши авторы

Аронов Леонид Андреевич

Магистр техники и технологий по направлению "Телекоммуникации" (2006), ассистент кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). девяти научных публикаций. Сфера научных интересов – оптическая обработка информации.

Тел. 8(812)2346419. E-mail: Aronov.tor@gmail.com

Артемов Константин Серафимович

Кандидат физико-математических наук (1975), доцент (1977), заведующий кафедрой радиофизики Ярославского государственного университета им. П. Г. Демидова. Автор более 75 научных работ. Сфера научных интересов – радиофизические методы исследования полей антенн в ближней зоне; радиолокация; полупроводниковые приборы.

Тел. 8(4852)797769. E-mail: kartemov@uniyar.ac.ru

Артемова Татьяна Константиновна

Кандидат физико-математических наук (1998), доцент (2006) кафедры радиофизики Ярославского государственного университета им. П. Г. Демидова. Автор более 60 научных работ. Сфера научных интересов – радиофизические методы исследования полей антенн в ближней зоне; радиолокация; полупроводниковые приборы.

Тел. 8(4852)797769. E-mail: tatyanyaroslavskaya@yandex.ru

Бибарсов Марат Рашидович

Кандидат технических наук (1999), доцент (2007), преподаватель Военной академии связи (Санкт-Петербург). Автор 117 научных работ. Сфера научных интересов – радиофизика; радиотехника.

Тел.: +7(911)9534832. E-mail: BibarsovMR@rambler.ru

Боков Андрей Николаевич

Преподаватель Военной академии связи (Санкт-Петербург). Окончил Ставропольское высшее военное инженерное училище связи (1998) по специальности "Радиосвязь, радиовещание и телевидение". Автор 11 научных работ. Сфера научных интересов – радиоэлектронные системы и устройства.

Тел.: +7(906)2251655. E-mail: chief.bokoff2010@yandex.ru

Бондаренко Валерий Николаевич

Доктор технических наук (2009), доцент (1978), профессор кафедры радиоэлектронных систем Сибирского федерального университета. Автор 135 научных работ. Сфера научных интересов – радионавигация; помехоустойчивость и точность радионавигационных систем.

Тел.: 8(391)2497752. E-mail: rts@ire.krgtu.ru

Быков Роберт Евгеньевич

Доктор технических наук (1977), профессор (1979), почетный профессор Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), профессор кафедры телевидения и видеотехники названного университета. Автор более 270 научных и педагогических работ. Сфера научных интересов – вещательные и прикладные телевизионные системы; обработка цветных и многозональных изображений.

Тел.: 8(812)5462852. E-mail: robertbkv@gmail.com

Габриэлян Дмитрий Давидович

Доктор технических наук (1998), профессор (2000) кафедры Ростовского военного института Ракетных войск им. гл. маршала артиллерии М. И. Неделина. Автор более 360 научных работ. Сфера научных интересов – радиофизика; радиотехника.

Тел.: +7(928)7770182.

Гвоздарев Алексей Сергеевич

Ассистент кафедры радиофизики Ярославского государственного университета им. П. Г. Демидова. Окончил названный университет (2007) по специальности "Радиофизика и электроника". Автор более

20 печатных работ. Сфера научных интересов – оптимальный радиоприем; статистическая обработка данных; теория дифракции.

Тел. 8(4852)797769. E-mail: asg.rus@gmail.com

Граевский Кирилл Александрович

Аспирант кафедры математики и информатики Нижегородского государственного лингвистического университета им. Н. А. Добролюбова. Окончил Нижегородский государственный лингвистический университет (2009) по специальности "Документоведение и документационное обеспечение управления". Сфера научных интересов – статистическая обработка информации; распознавание речевых сигналов.

Тел. 8(8312)362019 (доп. 129). E-mail: graevskiy@gmail.com

Грачев Сергей Владиславович

Старший преподаватель кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Окончил названный университет (1980) по специальности "Радиотехника". Автор 27 научных работ. Сфера научных интересов – оптическая обработка информации.

Тел. 8(812)2346419. E-mail: grach@mail.ru

Григорьев Андрей Дмитриевич

Доктор технических наук (1985), профессор (1989) кафедры радиотехнической электроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – микроволновая электроника; вычислительная электродинамика.

Тел. 8(812)2345968. E-mail: ADGrigoriev@eltech.ru

Калениченко Сергей Петрович

Кандидат технических наук (1977), старший научный сотрудник (1982), ведущий научный сотрудник кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – РЛС со сложными сигналами; синтез и обработка радиолокационных сигналов.

Тел. +7 (921)9988554; Email: SKalenichenko@yandex.ru

Кириллов Алексей Васильевич

Кандидат технических наук (1974), начальник отдела ЗАО "Светлана-Электронприбор". Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – устройства СВЧ-электроники.

Тел. 8(812)7776327.

Красичков Александр Сергеевич

Кандидат технических наук (2006), доцент кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 42 научных и учебно-методических работ. Сфера научных интересов – статистическая радиотехника; методы обработки сигналов.

Тел. 8(812)3462859. E-mail: krass33@mail.ru

Краснов Тимур Валериевич

Аспирант кафедры радиоэлектронных систем института инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского федерального университета. Окончил названный университет (2010) по специальности "Радиотехника". Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – шумоподобные сигналы; цифровые методы и устройства обработки сигналов.

Тел. +7(902)9222657. E-mail: KrasnovTV@ngs.ru

Мазуров Александр Иванович

Кандидат технических наук (1972), старший научный сотрудник (1981) НИПК "Электрон" (Санкт-Петербург). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – телевизионные системы медицинского назначения.

Тел. 8(812)9221117.

Наумов Кир Петрович

Кандидат технических наук (1973), доцент кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – оптическая обработка информации.

Тел. 8(812) 2346419. E-mail: kpnaumov@gmail.com

Никитин Юрий Александрович

Кандидат технических наук (1988), старший научный сотрудник (1990) ФГУП "Ленинградское отделение Научно-исследовательского института радио" – Санкт-Петербургского филиала Научно-исследовательского института радио. Автор 133 научных работ. Сфера научных интересов – цифровой синтез частот; математическое и натурное моделирование систем и элементов синтеза частот; теория конечных автоматов применительно к задачам синтеза частот; теоретико-числовые преобразования; теория систем автоматического регулирования. Тел.: 8(812)6006392. E-mail: nprn1502@mail.ru

Новиков Артем Николаевич

Адъюнкт Ростовского военного института Ракетных войск им. гл. маршала артиллерии М. И. Неделина. Окончил названный институт (2007) по специальности "Системы управления летательных аппаратов". Автор 28 научных работ. Сфера научных интересов – радиотехника; обработка широкополосных сигналов. Тел. +7(904)5020093. E-mail: band31@mail.ru

Перетягко Татьяна Валерьевна

Научный сотрудник Военной академии ракетных войск стратегического назначения им. Петра Великого (филиал, г. Ростов-на-Дону). Окончила Ростовский государственный университет (1989) по специальности "Вычислительная математика". Автор 138 научных работ. Сфера научных интересов – антенные решетки на основе излучателей с комплексными нагрузками, подземные антенны. Тел. 8(863)2631754. E-mail: tvp2006@mail.ru

Прищепенко Борис Викторович

Магистр техники и технологий по направлению "Электроника и микроэлектроника" (2003), инженер ООО «НПП "Марс-Энерго"». Автор четырех научных публикаций. Сфера научных интересов – микроволновые технологии. Тел. 8(863) 3272111. E-mail: prishchepenko@inbox.ru

Рожнев Андрей Георгиевич

Доцент кафедры нелинейной физики Саратовского государственного университета им. Н. Г. Чернышевского. Окончил названный университет (1981) по специальности "Радиофизика". Автор более 60 научных работ. Сфера научных интересов – вакуумная СВЧ-электроника и микроэлектроника; теория фотонных кристаллов; нелинейная теория колебаний и волн; численное моделирование электромагнитных полей. Тел. 8(8452)514311. E-mail: RozhnevAG@gmail.com

Савченко Михаил Петрович

Кандидат технических наук (1988), доцент (1991), заведующий кафедрой (2001) теоретических основ радиотехники Балтийской государственной академии рыбопромыслового флота. Автор 34 научных работ. Сфера научных интересов – флуктуации в устройствах генерирования и формирования сигналов. E-mail: savchenkomp@mail.ru

Садовников Александр Владимирович

Аспирант кафедры электроники, колебаний и волн Саратовского государственного университета им. Н. Г. Чернышевского. Окончил названный университет (2009) по специальности "Физика открытых нелинейных систем". Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – нестационарная динамика распространения волн в электродинамических периодических структурах. Тел. 8(8452)514311. E-mail: SadovnikovAV@gmail.com

Смирнов Владимир Александрович

Магистр техники и технологий по направлению "Электроника и микроэлектроника" (2010), инженер-конструктор 1-й категории отдела ЗАО "Светлана-Электронприбор". Автор более 15 научных работ. Сфера научных интересов – устройства СВЧ-электроники. Тел. 8(812)7776327.

Советов Николай Михайлович

Доктор технических наук (1980), профессор (1981), Почетный работник высшей школы, профессор кафедры электронных приборов и устройств Саратовского государственного технического университета им. Гагарина Ю. А. Автор более 160 научных работ. Сфера научных интересов – проблемы электроники сверхвысоких частот. Тел. 8(8452)566768. E-mail: naatutina@yandex.ru

Сокольников Вячеслав Александрович

Магистр техники и технологий по направлению "Телекоммуникации" (2008), аспирант кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор шести научных публикаций. Сфера научных интересов – РЛС со сложными сигналами; синтез и обработка радиолокационных сигналов.
Тел.: +7(904)6308169. E-mail: Viacheslav.Sokolnikov@gmail.com

Старовойтова Ольга Владимировна

Старший преподаватель (2001) кафедры телекоммуникаций Балтийского федерального университета им. И. Канта. Автор 28 научных работ. Сфера научных интересов – аппаратура и методы измерения характеристик радиосигналов.
E-mail: ostar39@mail.ru

Сухопаров Павел Евгеньевич

Кандидат технических наук (2009), старший преподаватель Военной академии ракетных войск стратегического назначения им. Петра Великого (филиал, г. Ростов-на-Дону). Автор 47 научных работ. Сфера научных интересов – антенны на цилиндрах с контуром произвольной формы; прикладная электродинамика.

Тупицын Александр Дмитриевич

Кандидат технических наук (1993), доцент (2001) кафедры радиотехнической электроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – микроволновая техника; микроволновые технологии.
Тел. 8(812)2345968. E-mail: talexandert@yandex.ru

Усов Андрей Аркадьевич

Ведущий инженер ЗАО "Светлана-Электронприбор", аспирант кафедры радиотехнической электроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Окончил названный университет (2008) по специальности "Электронные приборы и устройства" Автор более пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – устройства СВЧ-электроники.
Тел. 8(812)7776327. E-mail: ysiaya@mail.ru

Ушаков Виктор Николаевич

Доктор технических наук (1992), профессор (1994), заведующий кафедрой теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – оптическая обработка информации.
Тел. 8(812)2341584. E-mail: VNUshakov1@mail.ru

Харченко Виктор Викторович

Кандидат технических наук (2008), доцент Военной академии ракетных войск стратегического назначения им. Петра Великого (филиал, г. Ростов-на-Дону). Автор 54 научных работ. Область научных интересов – антенны на цилиндрах с многослойным покрытием произвольной формы; прикладная электродинамика.

Червинский Евгений Наумович

Доктор технических наук (2008), старший научный сотрудник (1985), начальник сектора ЗАО "СИМЕТА". Автор 82 научных работ. Сфера научных интересов – системы точного времени.
Тел.: 8(921)7581534. E-mail: enchervinsky@simeta.ru

Шацкий Виталий Валентинович

Кандидат технических наук (1987), доцент (1989), старший научный сотрудник Ростовского военного института Ракетных войск им. гл. маршала артиллерии М. И. Неделина. Автор 468 научных работ. Область научных интересов – радиотехника.
Тел. 88(8632)500015. E-mail: spp-sko-ran@yandex.ru

Шацкий Николай Витальевич

Кандидат технических наук (1999), доцент (2005), старший научный сотрудник секции прикладных проблем при Президиуме РАН (Северо-Кавказское отделение). Автор 266 научных работ. Сфера научных интересов – антенные решетки; устройства СВЧ; управление и контроль работоспособности радиотехнических комплексов с фазированными антенными решетками.
Тел. 8(863)2009525. E-mail: spp-sko-ran@yandex.ru

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

Верстка журнала осуществляется с электронных копий. Используется компьютерная обработка штриховых и полутоновых (в градациях серого) рисунков. Журнал изготавливается по технологии офсетной печати.

В редакционный совет журнала "Ивестия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- распечатку рукописи (1 экз.). Распечатка должна представлять собой твердую копию файла статьи;
- электронную копию (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 не освобождает от его представления отдельным файлом;
- элементы заглавия на английском языке (1 экз.);
- экспертное заключение о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- справку об авторах и ее электронную копию (на русском и английском языках) (1 экз.);
- рекомендацию кафедры (отдела) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.).

В целях ускорения прохождения рукописи целесообразно представить рецензию независимого специалиста, выполненную в свободной форме. Подпись рецензента должна быть заверена по месту его работы.

Правила оформления текста

- Подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word.
- Применение полужирного и курсивного шрифтов, а также подчеркивания, допустимо при крайней необходимости.
- Формулы подготавливаются во встроенном редакторе формул Microsoft Word или в редакторе MathType.
- Начертание обозначений в формулах и в основном тексте должны быть полностью идентично.
- Математические обозначения равенства, подобия, соотношений множеств и их элементов, логических функций и кванторов, знаки ' (штрих), ° (град), Ø, римские цифры, дефис, другие специальные знаки следует повторить простым карандашом на поле распечатки с текстовой расшифровкой.
- Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.
- Основной текст не может завершаться рисунком или таблицей.
- Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье.
- Распечатка подписывается всеми авторами.
- Формат бумаги А4.
- Параметры страницы: поля – верхнее 3 см, левое и нижнее 2.5 см, правое 2 см; колонтитулы – верхний 2 см, нижний 2 см.

Элементы заглавия публикуемого материала

- Первая строка: УДК, шрифт Arial 12 pt, выравнивание по левому краю, автоматические переносы отключены, интервалы "перед" 18 pt, "после" 6 pt, межстрочный "Множитель 1.2".
- Перечень авторов, разделенный запятыми, инициалы перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел (не отрывать инициалы от фамилии), шрифт Arial 12 pt, жирный, курсив, выравнивание по правому краю, отступ слева 1 см, автоматические переносы отключены, интервалы "перед" и "после" 0 pt, межстрочный "Множитель 1.2".
- Место работы авторов: шрифт Arial 12 pt, курсив, выравнивание по правому краю, отступ слева 1 см, автоматические переносы отключены, интервалы "перед" и "после" 0 pt, межстрочный "Множитель 1.2".

Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, даются ее наименование, затем список авторов, относящихся к второй организации, и т. д.

- Название статьи: шрифт Arial 14 pt, выравнивание по левому краю, отступы слева 0.5 см, автоматические переносы отключены, интервалы "перед" и "после" 6 pt, межстрочный "Множитель 1.2".
- Аннотация – 3–7 строк, характеризующих содержание статьи: шрифт Times New Roman 10 pt, курсив, выравнивание по ширине, отступы – слева и справа 1.5 см, первая строка – отступ 0.7 см, интервалы "перед" и "после" 12 pt, межстрочный одинарный.
- Ключевые слова – 3–10 слов и словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми (в конце списка точка не ставится): шрифт Times New Roman 10 pt, жирный; регистр "Как в предложениях", выравнивание по левому краю, автоматические переносы отключены, интервалы "перед" 0 pt, "после" 6 pt, интервал межстрочный одинарный.

- Каждый элемент заглавия приводится, начиная с новой строки.

Основной текст

- Шрифт Times New Roman 12 pt, выравнивание по ширине, первая строка отступ 1 см, интервал межстрочный "Множитель 1.2".
- Подстрочные ссылки используются постраничные, шрифт Times New Roman 10 pt, выравнивание по ширине, интервал межстрочный одинарный; имеют сквозную нумерацию в пределах статьи.

Список литературы

- Строка с текстом "Список литературы".
- Собственно список литературы: каждая ссылка с номером в отдельном абзаце. Выполняется по ГОСТ 7.1-2003. Библиографическое описание документа. Введ. 01.07.2004. М.: Изд-во стандартов, 2004.
- Не должен превышать 10 (для обзорных заказных статей – 20) наименований, приводятся только источники, на которые есть ссылки в тексте (ссылки на неопубликованные работы не допускаются).
- Ссылки на материалы, размещенные на электронных носителях, следует давать лишь в крайнем случае; при этом необходимо указать 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.

Элементы заглавия на английском языке

- Перечень авторов, разделенный запятыми: инициалы перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел (не отрывать инициалы от фамилии), шрифт Arial 10 pt, курсив, выравнивание по левому краю, автоматические переносы отключены, интервалы "перед" 12 pt, "после" 0 pt, межстрочный одинарный.
- Место работы авторов: шрифт Arial 10 pt, курсив, выравнивание по левому краю, автоматические переносы отключены, интервалы "перед" 12 pt, "после" 0 pt, межстрочный одинарный.

Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, даются ее наименование, затем список авторов, относящихся к второй организации, и т. д.

- Название статьи: шрифт Arial 10 pt, регистр "Как в предложениях", выравнивание по левому краю, автоматические переносы отключены, интервалы "перед" 6 pt, "после" 0 pt, межстрочный одинарный.
- Аннотация – 3–7 строк, характеризующих содержание статьи: шрифт Times New Roman 10 pt, курсив, выравнивание по ширине, отступы – слева 1.5 см, справа 1.5 см, первая строка – отступ 0.7 см, интервалы "перед" и "после" 6 pt, межстрочный одинарный.
- Ключевые слова – 3–10 слов и словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми (в конце списка точка не ставится): шрифт Times New Roman 10 pt, выравнивание по левому краю, автоматические переносы отключены, интервалы "перед" 0 pt, "после" 6 pt, межстрочный одинарный.

Элементы заглавия на английском языке должны представлять собой перевод соответствующих элементов заглавия, приведенных на русском языке перед основным текстом.

Верстка формул

- Формулы подготавливаются во встроенном редакторе формул Microsoft Word или в редакторе 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 12 pt, подстрочный 10 pt, под-подстрочный 8 pt, символ 14 pt, подсимвол 12 pt; стили: "текст", "функция" – шрифт Times New Roman; "вектор–матрица" – шрифт Times New Roman, жирный, греческий малый, греческий большой; "символ" – шрифт Symbol; "математический", "переменная" – шрифт Times New Roman, курсив.
- При записи формул следует придерживаться следующих условий: латинские обозначения скалярных переменных вводятся стилем редактора "переменная", т. е. курсивом, все остальные обозначения скалярных переменных вводятся прямым шрифтом (стили греческий малый, греческий большой, символ – для греческого шрифта, текст – для остальных шрифтов); векторы вводятся стилем "вектор–матрица" – прямым полужирным, функции вводятся стилем "функция", для индексов используется стиль "переменная" только в том случае, если они, в свою очередь, указывают на скалярные переменные, обозначенные латинским шрифтом, во всех остальных случаях для индексов используется стиль "текст".
- Цифры вводятся только прямым шрифтом.
- Скобки и знаки математических операций вводятся с использованием шаблонов редактора формул.

- Все впервые встречающиеся в формуле обозначения должны быть расшифрованы сразу после формулы: после нее ставится запятая, а на следующей строке без абзачного 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, требующим 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.). Использование точечных форматов (.bmp, .jpeg, .tif, .html) допустимо только для рисунков, представление которых в векторных форматах невозможно (фотографии, копии экрана монитора и т. п.).
- В поле рисунка должны размещаться только сам рисунок и его нумерационный заголовок (например, "Рис. 3"). Описание самого рисунка и введенных на нем обозначений следует приводить в основном тексте статьи. Нумерационный заголовок рисунка помещается под ним по его середине.
- Каждый рисунок вместе с нумерационным заголовком должен помещаться в текстовое поле или в поле объекта (в терминах Microsoft Word).
- Следует стремиться к горизонтальному размеру рисунка, равному 16.5 или 8 см (в первом случае рисунок будет заверстан вразрез текста, во втором – в оборку).
- Рисунок может содержать несколько полей, если приведенные на них данные имеют тематическую общность и примерно равные размеры; каждое поле помечается русской буквой в алфавитном порядке, обозначения размещаются под полем по его середине; последовательность полей должна совпадать с последовательностью их первого упоминания в тексте.
- Рисунок размещается в ближайшем возможном месте после первого упоминания его или его первого поля в тексте.
- Первая ссылка на рисунок приводится, например, как рис. 3, последующие – как (см. рис. 3).
- На рисунке следует приводить минимум текста и обозначений, обозначения размещать на линиях – выносках; каждый фрагмент текста давать в отдельном текстовом поле, при необходимости отключать у полей линии и заливку.
- Основные линии на рисунках (границы блоков и соединительные линии на схемах, линии графиков) имеют толщину 1.25 pt, вспомогательные (выноски, оси, размерные линии) – 0.75 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.
- Если оси на рисунках оцифрованы, то они завершаются на позиции очередной засечки, где засечка не ставится, а вместо цифровых 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 из засечек должна оцифровывать хотя бы некоторые точки одной из приведенных кривых.
- Все текстовые фрагменты и обозначения на рисунке даются шрифтами размером 10 pt с единичным межстрочным интервалом; цифровые обозначения, буквенные обозначения полей и номер рисунка даются 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 10 pt, подстрочный 8 pt, под-подстрочный 7 pt, символ 12 pt, подсимвол 10 pt.
- Ссылки на обозначения на рисунке в основном тексте даются тем же начертанием (прямым или курсивом), как и на рисунке, но с размером шрифта 12 pt.
- В распечатке рисунки могут быть вмонтированы в текст в ближайшем месте от ссылок на них либо место их размещения помечается на левом поле страницы в прямоугольной рамке.
- При невозможности представить электронные версии рисунков следует представить твердые копии, обеспечивающие качественное воспроизведение рисунка после сканирования (графики – черной тушью на белой бумаге, фотографии – на матовой бумаге размером не менее 9×12 см, не более 21×30 см).

Верстка таблиц

- Текст в таблицах печатается через 1 интервал, шрифт Times New Roman, основной текст 10 pt, индексы 8 pt.
- Таблица состоит из следующих элементов: нумерационного заголовка; 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). Ссылка в тексте на таблицу дается аналогично ссылке на рисунок. Нумерационный заголовок выравнивается по правому полю таблицы и выделяется светлым курсивом. 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, а 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 стоящему над ними заголовку.

Справка об авторах

Включает для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (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.

Рукописи аспирантов публикуются бесплатно.

Адрес редакционного совета: 197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", Издательство. Технические вопросы можно выяснить по адресу monchak@yandex.ru