



Редакционный совет

Председатель совета

В. М. Кутузов

Заместитель председателя,
главный редактор

В. Н. Малышев

Ответственный секретарь

В. А. Мейев

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

Редакционная коллегия

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

СОДЕРЖАНИЕ



Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

- Коновалов А. А.** Разработка системы траекторной обработки для пассивного когерентного локатора 3
- Зиатдинов С. И.** Синтез фазовращателя комплексного сигнала... 10
- Ушаков В. Н.** Спектральный подход к определению условий применения теоремы Котельникова 12



Проектирование и технология радиоэлектронных средств

- Тупик В. А., Чу Чонг Шы, Стеблевская И.** Моделирование и оптимизация функции качества технологических процессов формирования функциональных покрытий и пленок 15



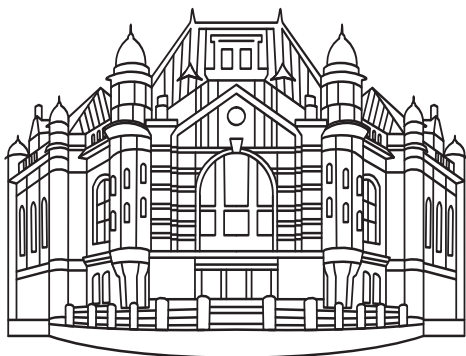
Электродинамика, микроволновая техника, антенны

- Кошкидько В. Г., Алпатова О. В.** Эквивалентный поверхностный импеданс щелевой импедансной нагрузки на основе отверстия в стенке плоскопараллельного волновода ... 20
- Дроздовский А. В., Устинов А. Б., Калиникос Б. А.** Спектр фазовых шумов генератора, управляемого спин-волновой линией задержки 26
- Мусин А. М., Зейде К. М.** Влияние вращения сферического тела, покрытого диэлектриком, на характеристики рассеяния 29
- Шевченко М. Е., Малышев В. Н., Файзуллина Д. Н.** Совместное обнаружение и пеленгование с использованием коммутируемой антенной решетки..... 33
- Григорьев А. Д., Джалилов Б. О.** Электрически перестраиваемая антенна для сотовых телефонов 39



Радиолокация и радионавигация

- Бархатов А. В., Козлов А. С.** Быстрое вычисление частотно-временной функции в радиолокационной станции на графических процессорах..... 42
- Штанько С. В., Лесняк Д. А.** Алгоритмы защищенного информационного обмена в радиоканалах космической навигационной системы..... 47
- Соколов А. И., Юрченко Ю. С.** Использование пространственной информации в комплексных инерциально-спутниковых навигационных системах летательных аппаратов 51
- Кутузов В. М., Попов В. Н.** Теория обнаружения в приложении к автоколебательным РЛС с обратной связью 57



Редакционный отдел

Наши авторы	66
Требования к оформлению статей, предлагаемых для публикации в журнале "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника"	69

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

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

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

Подписка производится в любом почтовом отделении России

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

Региональные секции редакционного совета

Восточная

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

E-mail: vostretsov@adm.nstu.ru

Западная

Председатель – **В. А. Пахотин**, д-р физ.-мат. наук, профессор кафедры радиофизики и информационной безопасности Балтийского федерального университета им. И. Канта.

E-mail: VPakhotin@kantiana.ru

Поволжская

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

E-mail: pluzhnikov@nntu.nnov.ru

Северокавказская

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

E-mail: dstu@dstu.ru

Уральская

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

E-mail: Val.perminova@yandex.ru

Южная

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

E-mail: vao@tgn.sfedu.ru

Редакция журнала

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

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

Подписано в печать 18.12.15.

Формат 60 × 84 1/8. Бумага офсетная.

Печать цифровая. Гарнитура «Times New Roman».

Уч.-изд. л. 9,36. Усл.-печ. л. 9,0.

Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.). Заказ 140.

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5
Тел. / факс: 8 (812) 346-28-56



УДК 621.396.967

А. А. Коновалов

Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Разработка системы траекторной обработки для пассивного когерентного локатора¹

Рассмотрена разработка системы траекторной обработки для создаваемого в Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) пассивного когерентного локатора. Предложен вариант двухэтапной схемы обработки, предусматривающей отождествление обнаруживаемых и сопровождаемых траекторий в бистатической системе координат с учетом измерений бистатической радиальной скорости, а фильтрацию – в прямоугольной системе координат нелинейным ансамблевым фильтром Калмана, инициализируемым по двум бистатическим измерениям.

Пассивная когерентная локация, траекторное сопровождение, бистатическая фильтрация, ансамблевый фильтр Калмана

Траекторная обработка (ТО) в РЛС заключается в нахождении текущей оценки параметров движения (пространственных координат и их производных) объектов, находящихся в ее зоне видимости, и в предсказании (экстраполяции) этих координат на заданный момент времени. Основная проблема ТО в пассивном когерентном локаторе (ПКЛ) состоит в том, что измерения осуществляются в бистатической системе координат (БСК), тогда как фильтрацию целесообразно производить в прямоугольной системе координат (ПСК). Это требует существенно нелинейного преобразования векторных случайных величин из одной системы координат (СК) в другую с использованием нелинейных алгоритмов траекторной фильтрации.

В ПКЛ нашли применение несколько видов нелинейных фильтров, среди которых расширенный фильтр Калмана (РФК) [1], ансамблевый фильтр Калмана (АФК) [2], фильтры частиц (ФЧ) [3]. Использование вычислительно очень затратных ФЧ избыточно, если нет причин считать шумы и помехи негауссовскими. С другой стороны, АФК при сопоставимых вычислительных затратах обеспечивает более точную оценку, чем РФК, и не требует нахождения производных [4].

В настоящей статье рассмотрено сопровождение цели, движущейся равномерно и прямолинейно, при гауссовских шумах наблюдения и движения. В этих условиях нелинейную фильтрацию параметров траектории в ПКЛ целесообразно осуществлять при помощи АФК. При необходимости сопровождения маневрирующей цели алгоритм следует сделать многомодельным [5].

В рассмотренной схеме ПКЛ (рис. 1) измеряются задержка отраженного сигнала относительно прямого τ , доплеровское смещение частоты отраженного сигнала f_d , азимут α и угол места ϵ . Задержка пересчитывается в бистатическую дальность цели $r_b = c\tau$ (c – скорость света), доплеровское смещение – в бистатическую скорость $v_b = \dot{r}_b = \lambda f_d$ (λ – длина волны передатчика подсвета; точкой над переменной обозначена производная по времени).

Введем прямоугольную систему координат, в начале которой расположен приемник. В ней $r_b = R_{\text{пер}} + R_{\text{прм}} - L$, где $R_{\text{пер}}$, $R_{\text{прм}}$ – расстояния от цели до передатчика и приемника соответственно; $L = \sqrt{x_{\text{пер}}^2 + y_{\text{пер}}^2 + z_{\text{пер}}^2}$ – база ПКЛ (расстояние между приемником и передатчиком), при-

¹ При подготовке публикации использовались результаты работ по ОКР "Разработка пассивного когерентного локационного комплекса для охраны важных объектов", выполняемой СПбГЭТУ "ЛЭТИ" по договору с ОАО «НИИ "Вектор"» в рамках комплексного проекта по созданию высокотехнологичного производства при финансовой поддержке работ по проекту Министерством образования и науки Российской Федерации (постановление Правительства Российской Федерации от 9 апреля 2010 г. № 218).

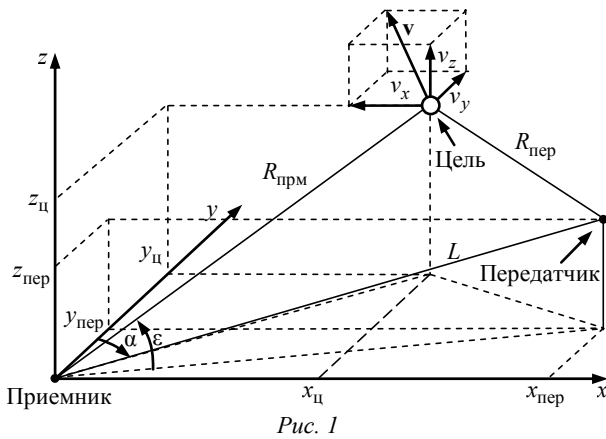


Рис. 1

чем $x_{\text{пер}}$, $y_{\text{пер}}$, $z_{\text{пер}}$ – известные координаты передатчика. Угол α отсчитывается по часовой стрелке от направленной на север оси y ; угол ϵ отсчитывается от поверхности Земли. Необходимо получить текущую оценку вектора состояния цели, включающего в себя 3 пространственные координаты $x_{\text{ц}}$, $y_{\text{ц}}$, $z_{\text{ц}}$ и 3 компоненты вектора скорости $\mathbf{v} = \{v_x, v_y, v_z\}$ в ПСК.

В ТО ПКЛ получила распространение двух-этапная схема [1]–[3], согласно которой одна часть ТО выполняется в БСК, другая – в ПСК. Например, в польском PaRaDe (Warsaw University of Technology) [1] в БСК реализуется обнаружение траектории, в ПСК – отождествление и фильтрация. При этом, однако, из отождествления исключается бистатическая скорость (для ее однозначного преобразования в ПСК нужно либо знать курс цели, либо иметь синхронные измерения скоростей на других приемных позициях). Это нежелательно, поскольку измерения бистатической скорости одни из наиболее точных и достоверных. В ТО итальянской системы Aulos (SELEX Sistemi Integrati) [2] вся ТО проводится в БСК линейным бистатическим фильтром Калмана (БФК), а в ПСК преобразуются уже отфильтрованные отметки исключительно для нужд потребителя. Недостатком этого варианта является существенно нелинейный характер траекторий в БСК даже для тех целей, которые в ПСК движут-

ся прямолинейно и равномерно. Нелинейные модели движения цели в БСК в настоящее время, по-видимому, отсутствуют, а использование линейного фильтра в такой схеме нецелесообразно, поскольку он удовлетворительно работает только в условиях слабых нелинейностей (как в рассмотренном в [2] примере) либо на небольших участках траектории. В более сложных условиях с течением времени фильтр начинает расходиться.

Общая схема траекторной обработки в ПКЛ.

Основная идея предложенного в настоящей статье алгоритма заключается в отождествлении в бистатических координатах обнаруживаемых и сопровождаемых траекторий с учетом измерений бистатической доплеровской скорости. При этом фильтрация для всех траекторий выполняется в прямоугольных координатах некоторым нелинейным фильтром (в частности, АФК) (рис. 2). При этом необходимо обратное преобразование из ПСК в БСК, что является основным алгоритмическим отличием от существующих методов (в [2] обратное преобразование используется только на стадии обнаружения траектории). Обратное преобразование – это цена, которую необходимо заплатить за возможность использования измерений v_b в отождествлении. Преимуществом описанного подхода является то, что при отождествлении используется больше информации, что может значительно повысить качество отождествления (количественная оценка выигрыша будет осуществлена на следующей стадии работы).

При сопровождении в ПСК определение мгновенного значения бистатической скорости возможно при синхронном измерении этой величины пространственно разнесенными приемными позициями или при известном курсе цели. В первом случае оценка скорости требует модели движения в координатах ПСК, которая, насколько известно, отсутствует. Предпочтительным способом учета измерения мгновенного значения доплеровской скорости при отождествлении является описанный далее вариант двухэтапной схемы.



Рис. 2

Обнаружение траектории включает в себя завязку по критерию $2/L$ и подтверждение по критерию M/N [6]. Согласно указанным критериям решение об обнаружении траектории (завязке) принимается при фиксации двух отметок на L последовательных обзорах, решение о подтверждении – при фиксации не менее M отметок на N обзорах. Как показано далее, подтверждение целесообразно осуществлять в ПСК, инициализируя АФК по двум бистатистическим измерениям, полученным на этапе завязки.

Отождествление новых измерений с подтверждаемыми и сопровождаемыми траекториями производится в бистатистических координатах. Поскольку все траектории выражены в ПСК, необходимо преобразовать их обратно в БСК (преобразованию подвергаются экстраполированная оценка вектора измерения и его ковариационная матрица). Измерение, отождествленное с некоторой траекторией, пересчитывается из БСК в ПСК, где фильтруется в предположении о прямолинейном движении цели.

Для нелинейных преобразований из БСК в ПСК и обратно используется алгоритм анцентного преобразования (АП) (см. далее), причем, поскольку рассматриваемые шумовые процессы считаются гауссовскими, для трансляции их средних и ковариаций достаточно варианта АП с $2n$ сигма-точками, где n – размер преобразуемого вектора. Наличие обратного АП, осуществляемого в ходе подтверждения и сопровождения, позволяет проводить отождествление в БСК и является отличительной особенностью предложенного варианта двухэтапной схемы ТО.

Входные данные. На вход ТО поступает набор отметок, сформированных в ходе одного цикла обновления информации в ПКЛ, включающего накопление сигналов, обнаружение целей, измерение их параметров. Отметка формируется при превышении порога в обнаружителе и включает в себя время ее формирования t , вектор измеренных параметров цели $\mathbf{z}_b = [\eta_b, \alpha, \varepsilon, v_b]^T$ ("т" – символ транспонирования) и погрешности измерения компонент этого вектора $\sigma_{\eta_b}, \sigma_{\alpha}, \sigma_{\varepsilon}, \sigma_{v_b}$. Отметка может быть обусловлена отражением от реальной радиолокационной цели (истинная отметка) или случайным превышением порога в обнаружителе (ложная отметка). Все отметки в наборе считаются одновременными.

Обработка в бистатистических координатах. Первый блок схемы ТО на рис. 2 выполняет в

БСК завязку траектории и отождествление бистатистических отметок с подтверждаемыми и сопровождаемыми траекториями.

На этапе завязки траектории по двум отметкам формируется инициализирующая АФК оценки $\hat{\mathbf{x}}_b(2)$ с ковариацией $R_b(2)$ (аргумент указывает номер измерения), где

$$\hat{\mathbf{x}}_b = [\eta_b, v_b, \alpha, \hat{\alpha}, \varepsilon, \hat{\varepsilon}]^T, \\ R_b = \text{diag}[\sigma_{\eta_b}^2, \sigma_{v_b}^2, \sigma_{\alpha}^2, \sigma_{\hat{\alpha}}^2, \sigma_{\varepsilon}^2, \sigma_{\hat{\varepsilon}}^2].$$

Измеряемые параметры берутся из второй отметки $\mathbf{z}_b(2)$, а оценки скоростей по угловым координатам и их дисперсии вычисляются следующим образом:

$$\hat{\alpha} = [\alpha(2) - \alpha(1)]/\tau_2; \quad \sigma_{\hat{\alpha}}^2 = [\sigma_{\alpha}^2(1) + \sigma_{\alpha}^2(2)]/\tau_2^2; \\ \hat{\varepsilon} = [\varepsilon(2) - \varepsilon(1)]/\tau_2; \quad \sigma_{\hat{\varepsilon}}^2 = [\sigma_{\varepsilon}^2(1) + \sigma_{\varepsilon}^2(2)]/\tau_2^2,$$

где $\tau_2 = t(2) - t(1)$.

Отождествление новых отметок с преобразованными экстраполированными оценками векторов измерения для каждой траектории производится в бистатистических координатах в четырехмерном пространстве $(\eta_b, v_b, \alpha, \varepsilon)$ при помощи стандартной процедуры стробирования, в дополнение к которой, при необходимости, используется какой-либо из методов точного отождествления (в простейшем случае алгоритм ближайшего соседа или, для групповой цели, глобального ближайшего соседа [6]).

Обработка в прямоугольных координатах. Второй блок ТО выполняет нелинейное преобразование из БСК в ПСК измерений, отождествленных с подтверждаемыми и сопровождаемыми траекториями; экстраполяцию и фильтрацию этих траекторий; преобразование экстраполированных оценок в БСК.

На вход анцентного фильтра Калмана поступает либо инициализирующий вектор $\mathbf{z}_a = \hat{\mathbf{x}}_b(2)$ (а – анцентный) с ковариацией $R_b(2)$ (после завязки), либо отождествленное с данной траекторией измерение $\mathbf{z}_a = \mathbf{z}_b(k)$ с ковариацией

$$R_b(k) = \text{diag}[\sigma_{\eta_b}^2, \sigma_{\alpha}^2, \sigma_{\varepsilon}^2, \sigma_{v_b}^2].$$

На выходе АФК формируется оценка вектора состояния в ПСК $\hat{\mathbf{x}}_a = [x_{\text{ц}}, y_{\text{ц}}, z_{\text{ц}}, v_x, v_y, v_z]^T$, связанная со входной величиной $\mathbf{z}_a$ соотношением

$$\hat{\mathbf{x}}_a(k) = \mathbf{h}_a[\mathbf{z}_a(k)] + \mathbf{v}_a,$$

где $\mathbf{h}_a(\cdot)$ – нелинейное преобразование координат из БСК в ПСК [2]; $\mathbf{v}_a$ – шум измерения с ковариационной матрицей R_a .

Преобразование $\mathbf{h}_a(\cdot)$ определяется как

$$x_{\text{ц}} = N_x/D; \quad y_{\text{ц}} = N_y/D; \quad z_{\text{ц}} = N_z/D,$$

где

$$\begin{aligned} N_x &= \left[(\hat{r}_b + L)^2 - x_{\text{пер}}^2 - y_{\text{пер}}^2 - z_{\text{пер}}^2 \right] \sin \hat{\alpha} \cos \hat{\varepsilon}; \\ N_y &= \left[(\hat{r}_b + L)^2 - x_{\text{пер}}^2 - y_{\text{пер}}^2 - z_{\text{пер}}^2 \right] \cos \hat{\alpha} \cos \hat{\varepsilon}; \\ N_z &= \left[(\hat{r}_b + L)^2 - x_{\text{пер}}^2 - y_{\text{пер}}^2 - z_{\text{пер}}^2 \right] \sin \hat{\varepsilon}; \\ D &= 2(\hat{r}_b + L - \\ &\quad - x_{\text{пер}} \sin \hat{\alpha} \cos \hat{\varepsilon} - y_{\text{пер}} \cos \hat{\alpha} \cos \hat{\varepsilon} - z_{\text{пер}} \sin \hat{\varepsilon}). \end{aligned}$$

Результат преобразования вектора $\mathbf{z}_b(k)$ – трехмерный вектор координат цели в ПСК. Для инициализирующей отметки $\hat{\mathbf{x}}_b(2)$ дополнительно вычисляется вектор скорости в ПСК [2]:

$$\begin{aligned} v_x &= (1/D^2) \left[(dN_x/dt)D - (dD/dt)N_x \right]; \\ v_y &= (1/D^2) \left[(dN_y/dt)D - (dD/dt)N_y \right]; \\ v_z &= (1/D^2) \left[(dN_z/dt)D - (dD/dt)N_z \right], \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} dN_x/dt &= 2\hat{r}_b(\hat{r}_b + L) \sin \hat{\alpha} \cos \hat{\varepsilon} - \\ &\quad - \left[(\hat{r}_b + L)^2 - x_{\text{пер}}^2 - y_{\text{пер}}^2 - z_{\text{пер}}^2 \right] \times \\ &\quad \times (\hat{\alpha} \cos \hat{\alpha} \cos \hat{\varepsilon} + \hat{\varepsilon} \sin \hat{\alpha} \sin \hat{\varepsilon}); \\ dN_y/dt &= 2\hat{r}_b(\hat{r}_b + L) \cos \hat{\alpha} \cos \hat{\varepsilon} - \\ &\quad - \left[(\hat{r}_b + L)^2 - x_{\text{пер}}^2 - y_{\text{пер}}^2 - z_{\text{пер}}^2 \right] \times \\ &\quad \times (\hat{\alpha} \sin \hat{\alpha} \cos \hat{\varepsilon} + \hat{\varepsilon} \cos \hat{\alpha} \sin \hat{\varepsilon}); \\ dN_z/dt &= 2\hat{r}_b(\hat{r}_b + L) \sin \hat{\varepsilon} + \\ &\quad + \left[(\hat{r}_b + L)^2 - x_{\text{пер}}^2 - y_{\text{пер}}^2 - z_{\text{пер}}^2 \right] \hat{\varepsilon} \cos \hat{\varepsilon}; \\ dD/dt &= 2 \left[\hat{r}_b - x_{\text{пер}}(\hat{\alpha} \cos \hat{\alpha} \cos \hat{\varepsilon} - \hat{\varepsilon} \sin \hat{\alpha} \sin \hat{\varepsilon}) + \right. \\ &\quad \left. + y_{\text{пер}}(\hat{\alpha} \sin \hat{\alpha} \cos \hat{\varepsilon} + \hat{\varepsilon} \cos \hat{\alpha} \sin \hat{\varepsilon}) - z_{\text{пер}} \hat{\varepsilon} \cos \hat{\varepsilon} \right]. \end{aligned}$$

Уравнение движения в ПСК линейное:

$$\hat{\mathbf{x}}_a(k) = F\mathbf{x}_a(k-1) + \mathbf{w}_a,$$

где $F = \text{diag}[F_1, F_1, F_1]$; $\mathbf{w}_a$ – шум процесса с ковариационной матрицей Q_a , причем

$$F_1 = \begin{bmatrix} 1 & \tau_k \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad Q_a = q \begin{bmatrix} \tau_k^4/4 & \tau_k^3/2 \\ \tau_k^3/2 & \tau_k^2 \end{bmatrix}$$

(q – дисперсия шума; $\tau_k = t(k) - t(k-1)$).

Для отождествления новых измерений с подтверждаемыми и сопровождаемыми траекториями необходимо иметь выраженные в БСК оценки экстраполированного положения цели на k -й момент времени, для вычисления которых используется уравнение

$$\hat{\mathbf{z}}_b(k|k-1) = \mathbf{h}_b[\hat{\mathbf{x}}_a(k|k-1)] + \mathbf{v}_b(k|k-1),$$

где $\mathbf{h}_b(\cdot)$ – нелинейное преобразование координат из ПСК в БСК [2]; $\mathbf{v}_b$ – шум измерения, пересчитанный в БСК, с ковариацией $R_b(k|k-1)$.

Преобразование $\mathbf{h}_b(\cdot)$ определяется следующими соотношениями:

$$\begin{aligned} r_b &= \sqrt{x_{\text{ц}}^2 + y_{\text{ц}}^2 + z_{\text{ц}}^2} + \\ &\quad + \sqrt{(x_{\text{ц}} - x_{\text{пер}})^2 + (y_{\text{ц}} - y_{\text{пер}})^2 + (z_{\text{ц}} - z_{\text{пер}})^2} - L; \\ \varphi &= \arctg(x_{\text{ц}}/y_{\text{ц}}); \\ \varepsilon &= \arcsin(z_{\text{ц}}/\sqrt{x_{\text{ц}}^2 + y_{\text{ц}}^2 + z_{\text{ц}}^2}); \\ v_b &= \frac{x_{\text{ц}}v_x + y_{\text{ц}}v_y + z_{\text{ц}}v_z}{\sqrt{x_{\text{ц}}^2 + y_{\text{ц}}^2 + z_{\text{ц}}^2}} + \\ &\quad + \frac{(x_{\text{ц}} - x_{\text{пер}})v_x + (y_{\text{ц}} - y_{\text{пер}})v_y + (z_{\text{ц}} - z_{\text{пер}})v_z}{\sqrt{(x_{\text{ц}} - x_{\text{пер}})^2 + (y_{\text{ц}} - y_{\text{пер}})^2 + (z_{\text{ц}} - z_{\text{пер}})^2}}. \end{aligned}$$

Ансцентное преобразование. Вычисление средних значений и ковариаций для нелинейных векторных функций $\mathbf{h}_b(\cdot)$ и $\mathbf{h}_a(\cdot)$ производится при помощи следующего ансцентного преобразования.

Пусть необходимо преобразовать случайный n -мерный вектор χ со средним $\bar{\chi}$ и ковариацией P_χ нелинейной векторной функцией $\mathbf{g} = \mathbf{f}(\chi)$. Для этого [4], [7]:

1. При помощи разложения Холецкого вычисляется D – матричный квадратный корень из P_χ ,

такой, что $P_\chi = DD^T$.

2. Формируются $2n$ сигма-векторов $\mathbf{X}_i$ по следующему правилу:

$$\mathbf{X}_i = \bar{\chi} + \sqrt{n}\mathbf{D}_i, \quad i = 1, \dots, n;$$

$$\mathbf{X}_i = \bar{\chi} - \sqrt{n}\mathbf{D}_{i-n}, \quad i = n+1, \dots, 2n,$$

где $\mathbf{D}_i$ – i -й столбец матричного квадратного корня.

3. Сигма-векторы преобразуются с помощью нелинейной функции $\mathbf{f}(\chi)$, результатом чего является набор апостериорных сигма-векторов:

$$\mathbf{G}_i = \mathbf{f}(\mathbf{X}_i), \quad i = 1, \dots, 2n.$$

4. Среднее и ковариация преобразованного случайного вектора $\mathbf{g}$ оцениваются с использованием взвешенных апостериорных сигма-векторов:

$$\bar{\mathbf{g}} = \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{2n} \mathbf{G}_i; \quad P_{\mathbf{g}} = \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{2n} (\mathbf{G}_i - \bar{\mathbf{g}})(\mathbf{G}_i - \bar{\mathbf{g}})^T.$$

В ходе преобразования из БСК в ПСК из измерения $\mathbf{z}_b(k)$ или оценки $\hat{\mathbf{x}}_b(2)$ получают входную оценку $\mathbf{z}_a(k)$ или $\hat{\mathbf{z}}_a(2)$, в ходе обратного преобразования из ПСК в БСК – из экстраполированной оценки вектора состояния $\hat{\mathbf{x}}_a(k|k-1)$ – экстраполированную оценку вектора измерения $\hat{\mathbf{z}}_b(k|k-1)$ с соответствующими ковариациями.

Фильтрация в АФК. Уравнения АФК соответствуют уравнениям стандартного ФК. Экстраполированная оценка вектора состояния и его ковариация имеют вид:

$$\hat{\mathbf{x}}_a(k|k-1) = F\hat{\mathbf{x}}_a(k-1);$$

$$P_a(k|k-1) = FP_a(k-1)F^T + Q_a,$$

а оценка вектора состояния и его ковариация:

$$\hat{\mathbf{x}}_a(k|k) = \hat{\mathbf{x}}_a(k|k-1) + K[\mathbf{z}_a(k) - H\hat{\mathbf{x}}_a(k|k-1)];$$

$$P_a(k|k) = P_a(k|k-1) - KHP_a(k|k-1),$$

где

$$K = P_a(k|k-1)H^T [HP_a(k|k-1)H^T + R_a(k)]^{-1}$$

– матричный коэффициент усиления; H – матрица наблюдения, служащая для согласования размера и состава выраженных в ПСК векторов наблюдения и состояния ансцентного фильтра.

Сравнение линейного и нелинейного фильтров в ТО ПКЛ. В предложенной схеме ТО вся фильтрация выполняется нелинейным АФК. В других известных схемах вся или по меньшей мере некоторая часть (при подтверждении) фильтрации осуществляется линейным БФК, т. е. линейный фильтр используется при нелинейной модели движения в бистатических координатах. Неадекватность линейного допущения может привести к существенному снижению точности фильтрации и сбросу сопровождения.

Пример. Пусть цель в момент начала наблюдения имеет координаты $x_{ц} = 9000$ м, $y_{ц} = 5000$ м,

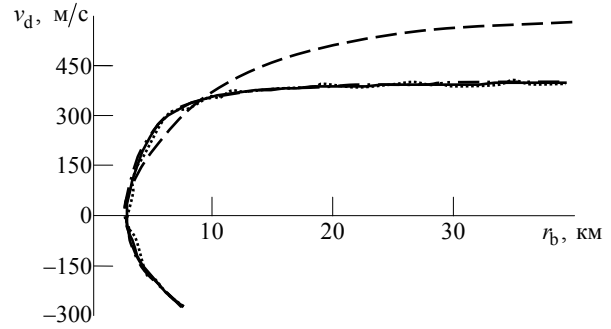


Рис. 3

$z_{ц} = 1000$ м относительно приемной позиции, скорость 200 м/с, курс 256°, высота цели постоянна. Координаты передатчика: $x_{пер} = 8000$ м, $y_{пер} = 0$, $z_{пер} = 300$ м. СКО измерения бистатической дальности 200 м, азимута и угла места 0.5°, бистатической скорости 5 м/с; время наблюдения 150 с, интервал между измерениями 3 с. Критерий завязки 2/2, этап подтверждения отсутствует. Для наглядности представления результатов вероятности обнаружения цели и ложной тревоги приняты равными $P_d = 1$ и $F = 0$ соответственно.

На рис. 3 представлены траектория цели в бистатических координатах "дальность–скорость" (сплошная линия – положение цели, пунктирная – измерение) и результат ее сопровождения БФК (штриховая линия) и АФК (штрихпунктирная линия). На начальном участке траектории БФК уверенно сопровождает цель, однако изменение характера нелинейности в районе 100 м/с он отследить не смог, после чего результат фильтрации начал расходиться с истинной траекторией. Напротив, АФК уверенно сопровождает цель на всей траектории ее движения.

На рис. 4 приведена временная зависимость СКО σ измерений (штриховая линия) и полученных предложенным алгоритмом оценки координат в трехмерном декартовом пространстве (сплошная линия). На рис. 5 – СКО оценки скорости σ_v (для скорости исходные измерения отсутствуют). Усред-

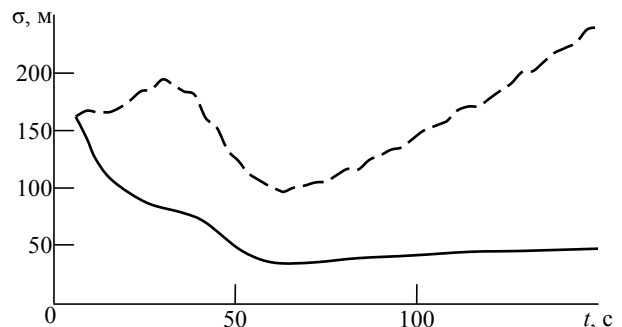
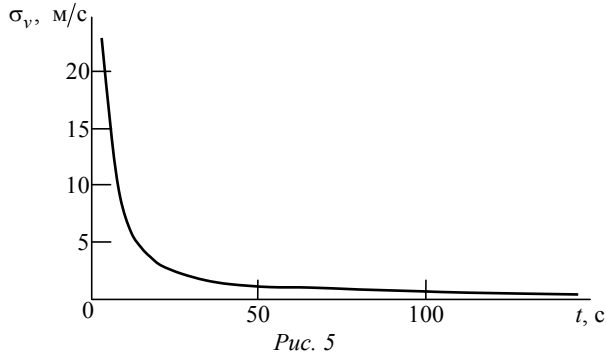


Рис. 4



нение выполнено по 1000 реализациям. В приведенном примере СКО при оценке координат составляет в установившемся режиме менее 50 м, скорости – в пределах 1...2 м/с.

Обнаружение траектории. Используется критерий $2/L + M/N$. Завязка заключается в проверке попадания второй отметки, пришедшей в момент времени t_2 , в кольцевой строб, выставленный вокруг полученной в момент времени t_1 начальной отметки. Внутренний и внешний радиусы стога пропорциональны минимальной $v_{\min}$ и максимальной $v_{\max}$ возможным скоростям цели соответственно. В рассмотренной реализации кольцевой строб дополнен эллиптическим для учета погрешностей измерений [6]. Отличием ПКЛ является то, что отметки выражены в бистатистических координатах, тогда как $v_{\min}$ и $v_{\max}$ задаются в прямоугольных. Воспользуемся тем, что состав бистатистических измерений позволяет пересчитать отметку в ПСК. Тогда алгоритм завязки приобретает следующий вид:

1. Первая отметка преобразуется в ПСК при помощи АП: $\mathbf{z}_b(1) \rightarrow \mathbf{z}_c(1)$, причем $\mathbf{z}_b = [r_b, \alpha, \varepsilon, v_b]$, $\mathbf{z}_c = [x_c, y_c, z_c]^T$. Также вычисляется ковариация $R_c(1)$.

2. Аналогичным образом в ПСК преобразуется вторая отметка: $\mathbf{z}_c(2)$, $R_c(2)$.

3. Проверяется попадание второй отметки в кольцевой строб с радиусами $R_{\min} = v_{\min} \tau_2$ и $R_{\max} = v_{\max} \tau_2$. Для этого вычисляются значения $d_{12} = |\mathbf{z}_c(2) - \mathbf{z}_c(1)|$ и

$$\varepsilon = \begin{cases} -1, & d_{12} < R_{\min}; \\ 0, & R_{\min} \leq d_{12} \leq R_{\max}; \\ 1, & d_{12} > R_{\max}. \end{cases}$$

Равенство $\varepsilon = 0$ означает, что отметка попала в кольцо; стробирование на этом заканчивается.

4. При непопадании второй отметки в кольцевой строб проверяется возможность ее выхода за пределы кольца из-за погрешностей измерений. Для этого вычисляются координаты точки $\mathbf{z}_m$ пересечения прямой, проходящей через отметки $\mathbf{z}_c(1)$ и $\mathbf{z}_c(2)$, с внешним (при $\varepsilon = 1$) или внутренним (при $\varepsilon = -1$) кольцом:

$$\mathbf{z}_m = R \begin{bmatrix} \sin \alpha \cos \varepsilon \\ \cos \alpha \cos \varepsilon \\ \sin \varepsilon \end{bmatrix},$$

где $R = R_{\max}$ при $\varepsilon = 1$ и $R = R_{\min}$ при $\varepsilon = -1$.

5. Вычисляется квадратичная форма

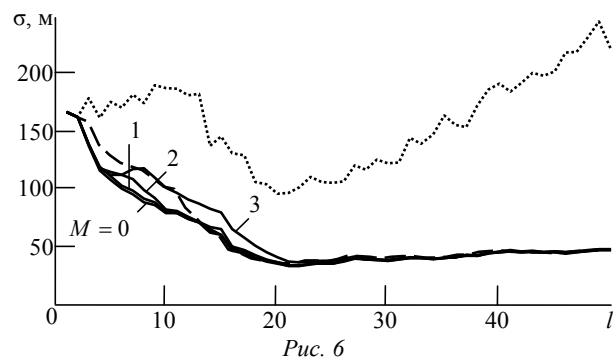
$$\rho = [\mathbf{z}_c(2) - \mathbf{z}_m]^T [R_c(1) + R_c(2)]^{-1} [\mathbf{z}_c(2) - \mathbf{z}_m].$$

6. Значение квадратичной формы сравнивается с порогом, вычисленным для заданной вероятности стробирования P_G по критерию χ^2 с тремя степенями свободы (что соответствует размеру вектора $\mathbf{z}_c$). Если ρ меньше порога, отметка попала в строб.

Аналогичные действия производятся для каждой отметки, полученной на обзорах по $(L-1)$ -й включительно и не попавшей в стробы отождествления других сопровождаемых и подтверждаемых траекторий. Обнаружение траектории продолжается по всем отметкам, попавшим в стробы захвата на этих обзорах.

Как и при сопровождении, на этапе подтверждения, реализующем критерий M/N , возможно использование БФК или АФК. Сравним 2 варианта: 1) подтверждение – БФК, сопровождение – АФК и 2) все выполняется АФК. Условия моделирования соответствуют описанным выше, завязка – по критерию $2/2$.

На рис. 6 показаны результаты сопровождения: зависимости погрешностей положения цели измерений от номера отсчета $\sigma(l)$ для обоих вариантов. Штриховая линия – погрешности исходных измерений. Погрешности оценки по схеме



БФК + АФК (сплошные линии) представлены для разных значений параметра M . Ухудшение точности с ростом M объясняется тем, что траектория дольше находится на сопровождении в БФК, и, поскольку движение нелинейное, а модель линейная, ошибка накапливается. Отсюда вывод – в такой схеме следует ограничиваться небольшими значениями M ; для достижения наилучшей точности $M = 0$, т. е. отсутствие подтверждения.

При использовании только АФК значение M не влияет на точность, поскольку в ходе подтверждения и сопровождения используются одни и те же вычисления. Результат представлен на рис. 6 пунктирной линией. Из рисунка следует, что БФК + АФК обеспечивает лучшую точность на начальной стадии. Причина – в разном способе инициализации АФК, точнее, формирования оценки скорости по координатам. В варианте БФК + АФК на каждом шаге подтверждения оцениваются скорости изменения четырех бистатических координат, формируется шестимерный вектор оценки в БСК (без ускорения по радиальной дальности), который после окончания обнаружения траектории преобразуется в ПСК при помощи АП.

В варианте с АФК каждая отметка преобразуется в ПСК, по двум соседним вычисляются скорости изменения трех прямоугольных координат. В БСК скорости вычисляются по измерениям в бистатических координатах, в ПСК – в прямоугольных. В первом случае оценка точнее, поскольку используется измерение бистатической

скорости. Поэтому представляется целесообразным совместить подтверждение с помощью АФК с его инициализацией по двум бистатическим измерениям, которые имеются по окончании завязки. Это обеспечит наиболее точную инициализацию и наиболее точное подтверждение. Фактически это схема БФК + АФК при $M = 0$, однако в этой схем M может быть задано любым, что сохраняет этап подтверждения и позволяет управлять числом формируемых ложных траекторий. Погрешность оценки положения цели в такой схеме соответствует кривой для $M = 0$ (рис. 6). Единственная операция, выполняемая в БСК (помимо экстраполяции), – оценка скорости изменения бистатических координат по отметкам, полученным на первых двух обзорах (т. е. бистатическая фильтрация отсутствует).

Критерий сброса сопровождения – серия пропусков K отметок подряд. В пределах меньшего числа пропусков в качестве фильтрованной отметки принимается экстраполированная.

Предложенный в статье вариант двухэтапной схемы траекторной обработки для ПКЛ, в которой отождествление производится в бистатических координатах, а фильтрация при подтверждении и сопровождении траекторий – в прямоугольных при помощи нелинейного АФК, позволяет уверенно сопровождать бистатические траектории с сильно выраженными нелинейностями и обеспечивает высокую точность сопровождения в прямоугольных координатах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Malanovski M. Algorithm for target tracking using passive radar // Int. J. of Electronics and Telecommunications. 2012. № 4. P. 345–350.
2. Ortenzi L., Timmoneri L., Vigilante D. Unscented Kalman filter (UKF) applied to FM band passive radar // Int. Radar Conf., Bordeaux, 12–16 Oct. 2009. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=5438493> (дата обращения 03.12.15).
3. Benavoli A., Di Lalo A. Why should we use particle filtering in FM band passive radar? // Proc. of the 5th Europ. Radar Conf., Amsterdam, 30–31 Oct. 2008. P. 344–347. URL: ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=4760872 (дата обращения 03.12.15).
4. Julier S. J., Uhlmann J. K. Unscented filtering and nonlinear estimation // Proc. of the IEEE. 2004. № 3. P. 401–422.
5. Petsios M. N., Alivizatos E. G., Uzunoglu N. K. Maneuvering target tracking using multiple bistatic range and range-rate measurements // Signal processing. 2007. № 4. P. 665–686.
6. Коновалов А. А. Основы траекторной обработки радиолокационной информации: в 2 ч. Ч. 1. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2013. 164 с.
7. Коновалов А. А. Основы траекторной обработки радиолокационной информации: в 2 ч. Ч. 2. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2014. 180 с.

А. А. Коновалов

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

The target tracking system design for the passive coherent locator

The target tracking system design for the passive coherent locator creating at Saint Petersburg electrotechnical university "LETI" are discussed. The variant of two-stage scheme is proposed as an original solution. In this scheme data association for confirmed and maintained tracks is fulfilled in bistatic coordinates and filtering on the track initiation and maintenance stages is made by nonlinear unscented Kalman filter initialized by two bistatic measurements.

Passive coherent location, target tracking, bistatic filtering, unscented Kalman filter

Статья поступила в редакцию 7 сентября 2015 г.

Синтез фазовращателя комплексного сигнала

Предложен алгоритм построения фазовращателя для комплексного сигнала, обеспечивающего любой, но постоянный фазовый сдвиг квадратурных составляющих в заданном диапазоне частот. Для поворота фазы комплексного сигнала необходимо все его спектральные составляющие сдвинуть по фазе на заданный угол. Показано, что фазовращатель комплексного сигнала является комплексным фильтром, импульсная характеристика которого содержит вещественную и мнимую составляющие. На основе интеграла наложения для конкретных примеров рассчитаны квадратурные составляющие комплексных выходных сигналов фазовращателя.

Комплексный сигнал, фазовращатель, фазовый сдвиг, импульсная характеристика

Комплексные сигналы наряду с действительными сигналами достаточно широко используются в разнообразных системах обработки информации [1], [2].

В общем виде комплексный сигнал можно представить в форме $z(t) = x(t) + jy(t)$, где $x(t)$, $y(t)$ – вещественная и мнимая части комплексного сигнала.

Рассмотрим вопрос синтеза фильтра-фазовращателя, обладающего постоянными коэффициентом передачи, равным единице, и фазовым сдвигом φ_0 в диапазоне частот $\omega_H \dots \omega_B$, где ω_H , ω_B – нижняя и верхняя частоты.

Известно [3], что сигнал любой формы можно на основании преобразования Фурье представить в виде бесконечной суммы элементарных гармонических колебаний, каждое из которых имеет свою амплитуду, частоту и начальную фазу:

$$z(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} Z_i e^{j(\omega_i t + \varphi_i)}, \quad (1)$$

где Z_i – амплитуда; ω_i – мгновенная круговая частота; φ_i – начальная фаза элементарного гармонического колебания.

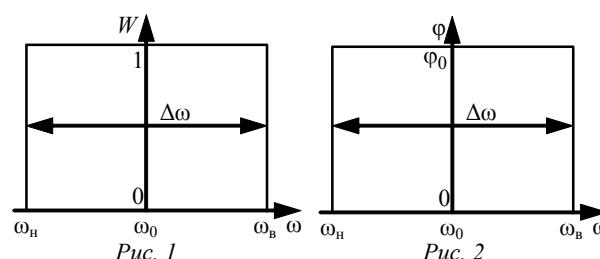
Для изменения фазы комплексного сигнала (1) на угол φ_0 достаточно его умножить на коэффициент $e^{j\varphi_0}$. Тогда получим:

$$\begin{aligned} z_{\varphi}(t) &= \left[\sum_{i=-\infty}^{\infty} Z_i e^{j(\omega_i t + \varphi_i)} \right] e^{j\varphi_0} = \\ &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} Z_i e^{j(\omega_i t + \varphi_i + \varphi_0)}. \end{aligned}$$

Отсюда следует, что для изменения фазы комплексного сигнала необходимо все его гармонические составляющие как в области положительных, так и в области отрицательных частот повернуть по фазе на угол φ_0 . В этом случае амплитудно-частотная характеристика фазовращателя $W(\omega)$ будет иметь вид, показанный на рис. 1, а его фазочастотная характеристика $\varphi(\omega)$ – вид, показанный на рис. 2, где

$$\Delta = \omega_B - \omega_H; \quad \omega_0 = (\omega_B + \omega_H)/2$$

– ширина и средняя частота передаточной функции фазовращателя соответственно.



Найдем импульсную характеристику фазовращателя при $W(\omega) = 1$ и $\varphi(\omega) = \varphi_0$ в диапазоне $\omega_H \dots \omega_B$ и $W(\omega) = 0$ вне этого диапазона:

$$\begin{aligned} h(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} W(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_H}^{\omega_B} e^{j(\omega t + \varphi_0)} d\omega. \end{aligned}$$

Используя формулу Эйлера

$$e^{j\varphi} = \cos \varphi + j \sin \varphi$$

получим:

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_H}^{\omega_B} \cos(\omega t + \varphi_0) d\omega + \frac{j}{2\pi} \int_{\omega_H}^{\omega_B} \sin(\omega t + \varphi_0) d\omega.$$

После ряда тригонометрических преобразований запишем:

$$h(t) = \frac{1}{\pi t} \sin \frac{\Delta\omega}{2} t \left[\cos(\omega_0 t + \varphi_0) + j \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \right] = h_x(t) + j h_y(t),$$

где

$$h_x(t) = \frac{1}{\pi t} \sin \frac{\Delta\omega}{2} t \cos(\omega_0 t + \varphi_0);$$

$$h_y(t) = \frac{1}{\pi t} \sin \frac{\Delta\omega}{2} t \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$$

– квадратурные составляющие комплексной импульсной характеристики фазовращателя.

В частном случае при $\omega_0 = 0$:

$$h(t) = \frac{1}{\pi t} \sin \frac{\Delta\omega}{2} t (\cos \varphi_0 + j \sin \varphi_0).$$

Комплексный выходной сигнал фазовращателя находится из соотношения [3]

$$\begin{aligned} z_{\text{ВЫХ}}(t) &= \int_{-\infty}^t h(\tau) z(t-\tau) d\tau = \\ &= \int_{-\infty}^t [h_x(\tau) + j h_y(\tau)] [x(t-\tau) + j y(t-\tau)] d\tau. \end{aligned}$$

Проведя необходимые преобразования, запишем:

$$\begin{aligned} z_{\text{ВЫХ}}(t) &= \int_{-\infty}^t [h_x(\tau) x(t-\tau) - h_y(\tau) y(t-\tau)] d\tau + \\ &+ j \int_{-\infty}^t [h_x(\tau) y(t-\tau) + h_y(\tau) x(t-\tau)] d\tau = \\ &= x_{\text{ВЫХ}}(t) + j y_{\text{ВЫХ}}(t), \end{aligned}$$

где

$$x_{\text{ВЫХ}}(t) = \int_{-\infty}^t [h_x(\tau) x(t-\tau) - h_y(\tau) y(t-\tau)] d\tau;$$

$$y_{\text{ВЫХ}}(t) = \int_{-\infty}^t [h_x(\tau) y(t-\tau) + h_y(\tau) x(t-\tau)] d\tau$$

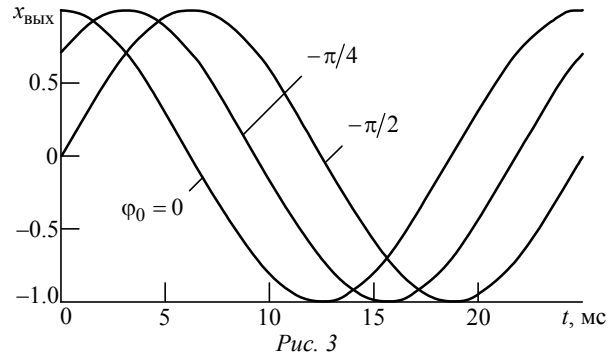


Рис. 3

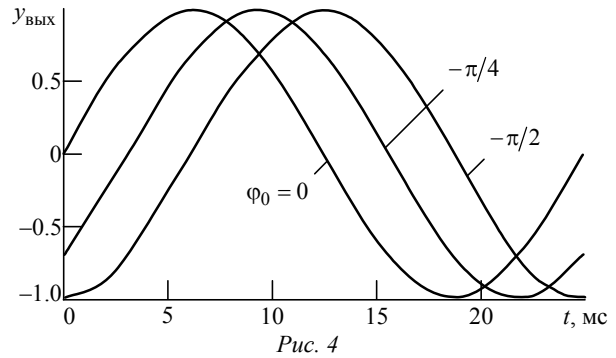


Рис. 4

– квадратурные составляющие комплексного выходного сигнала фазовращателя.

При расчетах выходных сигналов фазовращателя полагалось $f_B = \omega_B / (2\pi) = 100$ Гц; $z(t) = \cos \omega_c t + j \sin \omega_c t$; $f_c = \omega_c / (2\pi) = 40$ Гц – частота входного сигнала фазовращателя.

Расчеты проведены при $\omega_0 = 0$ для фазовых сдвигов $\varphi_0 = 0, -\pi/4$ и $-\pi/2$. На рис. 3 изображен выходной сигнал $x_{\text{ВЫХ}}(t)$, а на рис. 4 – выходной сигнал $y_{\text{ВЫХ}}(t)$.

Проведенное моделирование подтвердило правильность теоретических положений.

Таким образом, фазовращатель комплексного сигнала представляет собой комплексный фильтр, импульсная характеристика которого содержит вещественную и мнимую составляющие.

Полученная импульсная характеристика фазовращателя позволяет, используя интеграл наложения, сравнительно легко вычислить квадратурные составляющие выходного сигнала для заданного фазового сдвига.

Рассмотренный фазовращатель может быть использован в разнообразных задачах обработки сигналов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бесекерский В. А., Ефимов Н. Б., Зиятдинов С. И. Микропроцессорные системы автоматического управления. Л.: Машиностроение, 1988. 365 с.
2. Зиятдинов С. И., Осипов Л. А. Цифровая модель контура автокомпенсатора частоты Доплера помехового сигнала // Изв. вузов. Приборостроение. 2005. Т. 48, № 12. С. 21–24.
3. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986. 512 с.

S. I. Ziatdinov

Saint Petersburg State University of the Aerospace Instrumentation

Synthesis of the phase shifter for complex signal

It is proposed algorithm for construction of the phase shifter for complex signal, which gives any but constant the phase shift for square component in given range of the frequency. For rotation of the complex signal phase we must shift all its spectral components to shift on phase in assigned angle. It is showed, that the phase shifter of complex signal is be the complex filter, whose impulsive characteristic has the real and not real components. By the integral of imposition for concrete examples was been calculated the square components of complex output signal of the phase shifter.

Complex signal, phase shifter, phase shift, impulse characteristic

Статья поступила в редакцию 7 октября 2014 г.

УДК 621.396.1

В. Н. Ушаков

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Спектральный подход к определению условий применения теоремы Котельникова

Рассмотрены особенности применения теоремы Котельникова в отношении сигналов с финитным спектром, у которых значение спектральной плотности на верхней граничной частоте отлично от нуля. Проанализирован феномен дискретизации гармонического колебания в случае, когда частота дискретизации равна удвоенной верхней частоте в спектре сигнала.

Теорема Котельникова, дискретизация

Анализируя формулировки теоремы Котельникова, приведенные, например, в [1], [2], легко заметить, что они не дают однозначного ответа на вопрос о том, может ли в финитном спектре $\dot{S}(\omega)$ квадратично интегрируемого сигнала $S(t)$ содержаться компонент с частотой ω_m , ограничивающей сверху указанный спектр. Так, при одинаковом значении минимального интервала дискретизации $T = \pi/\omega_m$ в [1] на поставленный вопрос дается отрицательный ответ, а в [2] – ему противоположный. Обращение к [3] не проясняет ситуации, поскольку в отношении сигнала $S(t)$ предполагается, что это есть функция, "состоящая из частот от 0 до ω_m ".

Еще более остро этот вопрос встает при рассмотрении гармонических колебаний, не облада-

ющих конечной энергией. В частности, в [4] в качестве примера дискретизации непрерывного сигнала с ограниченным спектром приводится представление отсчетными значениями функции $S(t) = \cos(\omega_m t)$. Отсчеты следуют с интервалом $T = \pi/\omega_m$ и берутся в точках, где $S(t) = \pm 1$, что в принципе позволяет восстановить исходное колебание. С другой стороны, условия теоремы Котельникова накладывают ограничения лишь на величину интервала дискретизации T , допуская формирование отсчетов в произвольные моменты времени. При этом рассматриваемое колебание $S(t) = \cos(\omega_m t)$ при сохранении предписанного теоремой периода дискретизации может быть представлено последовательностью нулевых отсчетов, не позволяющих

осуществить процедуру восстановления, несмотря на ограниченность спектра сигнала и правильный выбор интервала дискретизации. Следовательно, в этом случае возникают сомнения в корректности использования теоремы Котельникова.

Математическая сторона данного вопроса освещена в [5], где на базе теории целых функций рассмотрены различные обобщения теоремы Котельникова. Установлено, в частности, что при ее применении к квадратично интегрируемым функциям спектральный компонент с частотой ω_m может содержаться в ограниченном спектре исходного сигнала. Отмечено также, что условие интегрируемости квадрата функций является несколько искусственным, поскольку приводит к исключению из рассмотрения сигналов вида $\sum_k C_k \exp(i\omega_k t)$, где $k = 0, \pm 1, \dots$ и $|\omega_k| \leq \omega_m$.

В [5] приведена теорема в отношении класса сигналов, не удовлетворяющих данному условию, но являющихся ограниченными на вещественной оси. Очевидно, к этому классу принадлежит и указанная сумма. Доказано, что в таком случае колебание с частотой $\omega_k = \omega_m$ не может входить в состав исходного спектра, если только интервал дискретизации выбран из условия $T = \pi/\omega_m$.

Формально данный результат запрещает применение теоремы Котельникова к гармоническому колебанию с частотой ω_m при $T = \pi/\omega_m$, что, как было отмечено, осуществлено в [4]. Однако он не дает объяснения описанному феномену дискретизации гармонического колебания, когда в зависимости от выбора начального момента времени при дискретизации колебание затем либо можно, либо нельзя восстановить.

Это удастся сделать при использовании спектрального подхода для выяснения роли колебания верхней граничной частоты в спектре дискретизируемого сигнала, в чем и заключается цель настоящего сообщения.

Рассмотрим случай, когда в спектре дискретизируемого сигнала содержится гармоническое колебание единичной амплитуды $S(t) = \cos(\omega_m t + \varphi)$, где ω_m – верхняя граничная частота спектра; φ – начальная фаза. Как известно [2], спектральная плотность данного колебания на языке обобщенных функций имеет вид

$$\dot{S}(\omega) = \pi [\exp(i\varphi)\delta(\omega - \omega_m) + \exp(i\varphi)\delta(\omega + \omega_m)], \quad (1)$$

где $\delta(\omega)$ – дельта-функция. Дискретизированный сигнал $S_d(t)$, соответствующий исходному гармоническому колебанию, может быть записан [1] следующим образом

$$S_d(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} S(t)\delta(t - kT). \quad (2)$$

Спектральная плотность $\dot{S}_d(\omega)$ дискретизированного сигнала есть результат суммирования периодически повторяющихся спектральных плотностей исходного колебания [1]–[3]

$$\dot{S}_d(\omega) = (1/T) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega - n2\pi/T). \quad (3)$$

Модуль $S(\omega)$ и аргумент $\arg \dot{S}(\omega)$ спектральной плотности колебания $S(t)$ представлены на рис. 1 и 2 соответственно. Легко видеть, что при суммировании согласно (3) вклад в колебания на частотах $\pm\omega_m$ дадут лишь слагаемые, соответствующие $n = 0, \pm 1$. На данных частотах будем иметь

$$\dot{S}_d(\pm\omega_m) = (2\pi/T) \cos(\varphi) [\delta(\omega \mp \omega_m)].$$

Часть спектральной плотности дискретизированного сигнала $\dot{S}'_d(\omega)$, сконцентрированная в полосе частот $|\omega| \leq \omega_m$, при этом примет вид

$$\dot{S}'_d(\omega) = (2\pi/T) \cos(\varphi) [\delta(\omega - \omega_m) + \delta(\omega + \omega_m)]. \quad (4)$$

Сопоставив (1) и (4) и не принимая во внимание несущественный постоянный множитель $2/T$,

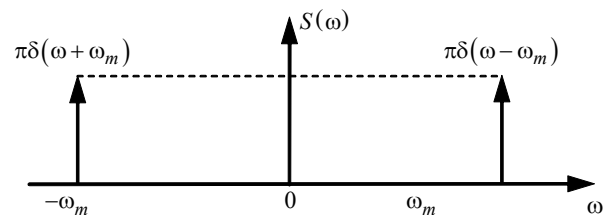


Рис. 1

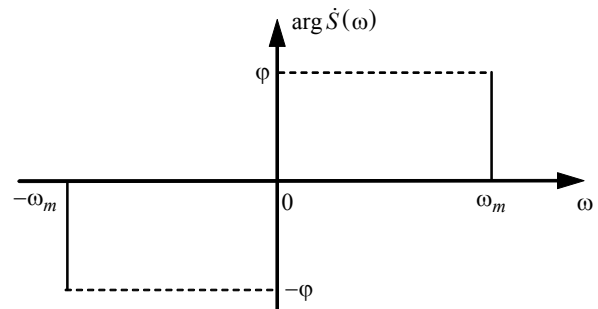


Рис. 2

обусловленный как различием размерностей сигналов $S(t)$ и $S_d(t)$, что следует из (2), так и наложением спектров $\dot{S}(\omega - n2\pi/T)$, можно сделать вывод: в результате восстановления исходного непрерывного сигнала путем низкочастотной фильтрации в полосе частот $|\omega| \leq \omega_m$ потери информации будут отсутствовать в единственном случае, когда $\varphi = 2\pi m$, где $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, т. е. $S(t) = \cos(\omega_m t)$. При любых других значениях φ исходное колебание не может быть восстановлено, а в характерном случае, когда $\varphi = \pm\pi/2 + 2\pi m$ и $S(t) = \pm \sin(\omega_m t)$, $\dot{S}_d(\omega)$ обращается в 0, что естественно для последовательности нулевых отсчетов, представляющей собой результат дискретизации данного колебания.

Таким образом, спектральный подход к определению условий применения теоремы Котельникова для представления квадратично-неинтегрируемых сигналов действительно позволяет дать наглядную трактовку роли колебания верхней граничной частоты в спектре дискретизируемого сигнала. Кроме того, с его помощью легко видеть, что в случае дискретизации сигналов с ограниченной энергией с периодом $T = \pi/\omega_m$ можно допустить, чтобы $S(\omega_m) \neq 0$, поскольку рассмотренная ранее интерференция спектральных компонентов на частотах $\pm\omega_m$, имеющая место и в данном случае, не играет никакой роли вследствие бесконечно малых значений соответствующих амплитуд. Это обстоятельство и нашло отражение в нескольких различных формулировках теоремы Котельникова в [1], [2].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986. 512 с.
2. Радиотехнические цепи и сигналы / под ред. К. А. Самойло. М.: Радио и связь, 1982. 528 с.
3. Котельников В. А. О пропускной способности "эфира" и проволоки в электросвязи. М.: Изд-во Управления связи РККА, 1933. 19 с.

4. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высш. шк., 1983. 535 с.
5. Хургин Я. И., Яковлев В. П. Фinitные функции в физике и технике. М.: Наука, 1971. 408 с.

V. N. Ushakov

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Spectral approach to determination of Kotelnikov's theorem application conditions

Kotelnikov's theorem application details are discussed for the case of signals with finite spectrum, when spectrum density at the high-frequency cutoff is nonzero. Phenomena of harmonic signal sampling when sampling frequency is twice more than the upper frequency in signal spectrum is analyzed.

Kotelnikov's theorem, signal sampling

Статья поступила в редакцию 9 декабря 2015 г.



УДК 621.793.18

В. А. Тупик, Чу Чонг Шы, И. Стеблевска
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Моделирование и оптимизация функции качества технологических процессов формирования функциональных покрытий и пленок

Рассмотрено моделирование процессов формирования тонких пленок в установках магнетронного распыления. Моделирование основано на вероятностном подходе и интеграции точечных испарителей. При моделировании учитывались относительное распределение толщины тонких пленок и эффективность массопереноса частиц. Выполнено сравнение результатов компьютерного моделирования и эксперимента; решена обратная задача оптимизации процесса с использованием введенной функции качества, учитывающей равномерность синтезируемых тонких пленок, расход материалов и геометрию области распыления.

Тонкие пленки, магнетронное распыление, компьютерное моделирование, метод Монте-Карло, метод молекулярной динамики, функция качества покрытия

Тонкие пленки и покрытия являются базовыми компонентами широкого класса устройств для микро- и нанoeлектроники, фотоники, сенсорной техники, создания "умных" материалов и материалов с модулируемыми свойствами и для других приложений [1]. Методы синтеза тонких наноразмерных пленок и покрытий интенсивно совершенствуются и развиваются. Одним из ведущих методов получения тонких пленок является метод магнетронного распыления (МР), который позволяет получать нанослои [2], [3]. Во многих случаях тонкие пленки, наносимые с помощью магнетронных распылительных систем (МРС), обеспечивают выполнение тех же функций, что и более толстые покрытия, получаемые другими методами, поэтому МР все чаще используется для нанесения упрочняющих, износостойчивых, защитных, декоративных и других видов покрытий на разнообразную основу [1]–[3].

Экспериментальные результаты, получаемые МР-методом, хорошо изучены, однако, как отмечено в [2], теория разрядов в МРС и методы расчета их технологических и конструктивных параметров до настоящего времени проработаны слабо. Сложность заключается в том, что в этих системах используются неоднородные скрещенные электрическое и магнитное поля, причем элек-

трические параметры разряда в значительной степени зависят от рабочего давления, величины и конфигурации магнитного поля, а также от конструктивных особенностей распылительной системы. Все это делает практически невозможным точное аналитическое описание явлений, проходящих в разряде магнетронной системы.

Основными показателями качества тонких пленок являются равномерность, степень адгезии между разными фазами, пористость, минимальная толщина при заданных пористости и равномерности, стойкость (физическая и химическая), экономичность (эффективность), технологичность и некоторые другие параметры. Эти физико-химические и технологические свойства (качества) получаемых пленок во многом зависят от таких факторов, как морфология, топология поверхности, структура кристаллизации, дефекты и многих других [1], [3], [4].

В настоящей статье рассмотрен и проанализирован для последующей оптимизации конструкции и технологических параметров процесс массопереноса и роста тонких пленок без детализации процессов образования газоразрядной плазмы и бомбардировки мишени. При разработке модели для компьютерного эксперимента использованы два хорошо известных метода моделирования – метод молекулярной динамики и метод Монте-Карло.

В [5] показано, что, рассматривая процессы массопереноса при достаточно большой скорости распыления частиц, влиянием взаимосвязи между частицами распыляемого материала в рабочем пространстве можно пренебречь, поскольку вероятность столкновения частиц в процессе распыления незначительна. Действительно, при магнетронном методе формирования пленок распыляемые частицы получают весьма значительную энергию, что обеспечивает достаточно высокий уровень адгезии пленок [2]. Для разработки модели массопереноса можно предположить, что частицы двигаются с определенным угловым законом распыления непосредственно к подложке и осаждаются на ней без миграции с равномерной плотностью. В рамках этой модели параметры тонкой пленки могут быть получены интеграцией результатов действия точечных источников распыления. Угловой закон распыления частиц можно получить разными способами, в том числе для равнонаправленного потока можно показать, что частицы разлетаются от мишени, центр которой расположен в начале координат, с углами α и β (рис. 1). Плотности вероятности для указанных углов имеют вид

$$w(\alpha) = \sin \alpha, \quad \alpha = [0, \pi/2] \quad (1)$$

– по углу α ;

$$w(\beta) = 1/2\pi, \quad \beta = [-\pi, \pi]$$

– по углу β .

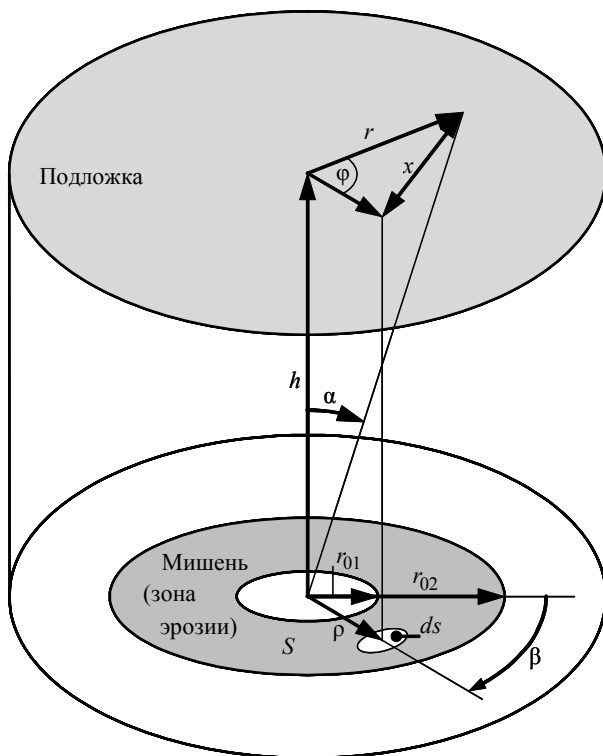


Рис. 1

В [5] на основании аппроксимации реальных экспериментальных данных по синтезируемым пленкам функция плотности вероятности углов разлета частиц аппроксимирована выражением

$$w(\alpha) = f(\alpha)/I, \quad (2)$$

$$\text{где } f(\alpha) = A \cos^n \alpha - B \cos^m \alpha; \quad I = \int_0^{\pi/2} f(\alpha) d\alpha,$$

причем A, B, n, m – подгоночные коэффициенты.

Из рис. 1 следует, что

$$\cos \alpha = h/\sqrt{r^2 + h^2}, \quad (3)$$

где r – расстояние от центра подложки; h – расстояние от подложки до мишени.

Из рис. 1 имеем $r = h \operatorname{tg} \alpha$, откуда

$$\alpha = \arctg(r/h).$$

Тогда

$$\frac{d\alpha}{dr} = \frac{1}{1 + (r/h)^2} \frac{1}{h} = \frac{h}{r^2 + h^2}. \quad (4)$$

Для определения плотности распределения частиц по радиусу r воспользуемся преобразованием для связанных случайных величин при известной плотности вероятности [6]:

$$w(r) = w[\alpha(r)] |d\alpha/dr|.$$

Из (2)–(4) получим:

$$w(r) = (1/I) \left[A \left(h/\sqrt{r^2 + h^2} \right)^n - B \left(h/\sqrt{r^2 + h^2} \right)^m \right] \left[h/(r^2 + h^2) \right]. \quad (5)$$

На основании (5) плотность распределения частиц по радиусу определяется следующим образом:

$$w_1(r) = \frac{2\pi r \iint \frac{1}{2\pi x} ds}{S} = \frac{2r}{S} \int_0^{\pi/2} \int_{r_{01}}^{r_{02}} \frac{1}{x} w(x) \rho d\rho d\varphi, \quad (6)$$

где (рис. 1) $x = \sqrt{r^2 + \rho^2 - 2r\rho \cos \varphi}$ (ρ, φ – цилиндрические координаты элементарного источника ds); S – площадь мишени; r_{01} и r_{02} – внутренний и внешний радиусы мишени.

Эффективность переноса частиц:

$$Q(r) = \int_0^r w_1(y) dy, \quad (7)$$

а распределение толщины тонких пленок:

$$z(r) = \iint_S \frac{1}{2\pi x} w(x) ds = \int_0^{r_{02}} \int_0^{2\pi} \frac{1}{\pi x} w(x) \rho d\rho d\varphi. \quad (8)$$

Если известен закон распределения скорости распыления частиц по радиусу $v(\rho)$, он должен быть введен сомножителем в (5).

Подстановкой (5) в (6)–(8) получим три основных показателя для моделирования функции качества: $w_1(r)$, $Q(r)$ и $z(r)$.

В [7] использован другой подход для получения распределения толщины тонких пленок в различных магнетронных системах, но при этом решена только задача определения параметров тонких пленок в МРС заданной конструкции. Подход, представленный в настоящей статье, позволяет решить и обратную задачу: определить конструкцию и параметры МРС исходя из требуемых параметров пленок.

Для проверки адекватности модели промоделирован процесс синтеза системы ZnO:Ga по технологическим и геометрическим параметрам МРС [8]. На рис. 2 показаны распределения толщины пленок по поверхности подложки при МР. Кривая 1 отображает результаты моделирования при угловом законе распределения (2) для Zn (параметры взяты в [7]), кривая 2 – для синусоидального закона (1). Кривая 3 представляет экспериментальные результаты, полученные в МРС со скрещенным электромагнитным полем [8]; кривая 4 – результаты, полученные в этом же МРС под действием дополнительного магнитного поля, создаваемого катушкой (ток в катушке $I = 1$ А).

Из рис. 2 следует наличие различий в экспериментальных (кривые 3, 4) и модельных (кривые 1, 2) результатах. Причиной этих различий, по-видимому, являются различия материалов распыления (Zn и (Zn, Ga) в реактивном распылении) и модель, не учитывающая параметры, характеризующие влияние подложки на процесс конденсации. Однако в целом предложенная модель на

основе интеграции точечных испарителей хорошо описывает достигаемое при МР распределение толщины пленок по поверхности подложки. На основании указанной модели может быть решена и актуальная обратная задача: определение геометрии устройства распыления (расстояния "подложка–мишень" h , внутреннего (r_{01}) и внешнего (r_{02}) радиусов мишени), обеспечивающей оптимальный результат, т. е. достижение максимальной равномерности относительной толщины пленки при минимальных расходах материала и максимальной области равномерного распыления. При этом также учитывается распределение скорости распыления по радиусу мишени, которое аппроксимируем функцией сдвоенной полугауссоиды [9].

Функция качества, сформированная как компромиссное решение между равномерностью, расходом материала и шириной зоны распыления, имеет вид

$$H_2(h, r_{01}, r_{02}, m, n, r) = H_1 x_{\max}(H_1),$$

где

$$H_1 = \exp \left[- \int_0^r \frac{(z - \bar{z}) 2\pi r dr}{m} \right] Q^n(r) \quad (9)$$

– оптимизирующая функция равномерности и расхода материала; $x_{\max}$ – радиус зоны распыления при максимальном значении функции H_1 , причем $\bar{z}$ – среднее значение толщины тонкой пленки на интервале от центра подложки до расстояния r .

Во введенной функции качества факторы значимости можно регулировать с помощью коэффициентов значимости n и m в зависимости от технических требований.

Результаты оптимизации функции качества в зависимости от технических параметров приведены на рис. 3: кривая 1 – H_1 (9) при $h = 2$ см, кривая 2 – H_1 при $h = 4$ см, кривая 3 – H_1 при $h = 8$ см. Кривая 4 построена при совокупности

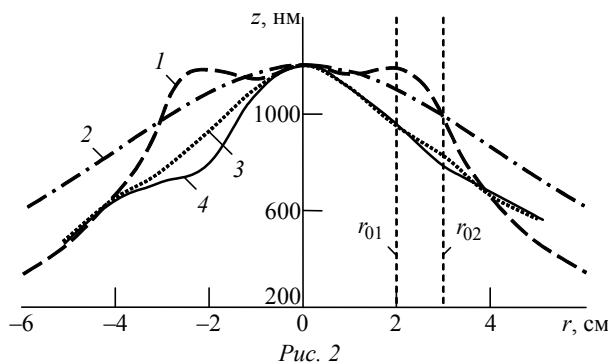


Рис. 2

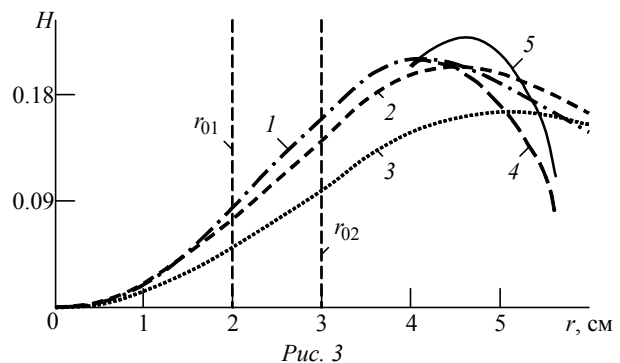


Рис. 3

значений r и h , совместно доставляющих максимальные значения H_1 , а кривая 5 представляет функцию качества H_2 при тех же наборах r и h . Для всех кривых на рис. 3 $r_{01} = 2$ см, $r_{02} = 3$ см, $n = 1$ и $m = 15$.

Предложенная модель для формирования покрытий имеет некоторые ограничения. В частности, они могут использоваться только для моделирования процессов магнетронного нанесения слоев при рабочем давлении в зоне нанесения не более 1 Па, так как не учитываются эффекты термализации распыленного потока [2], [7]. Кроме этого в расчете не учитывался эффект адгезии, имеющий значение при большом расстоянии "подложка–мишень", так как в этом случае частицы теряют значительную часть кинетической энергии из-за неупругих столкновений. В то же время подход на основе задаваемых параметров и технологических характеристик эксперимента позволяет в ходе компьютерного моделирования получить описание макропараметров процесса получения покрытия в качестве первоначального приближения для анализа и оптимизации процесса. Введена и построена функция качества процесса, оптимальное значение которой является компромиссным решением между равномерностью, эффективностью массопереноса и шириной зоны распыления; при этом параметрами управления являются геометрические параметры конструкции МРС и другие технологические факто-

ры (плотность разрядного тока и характеристики распыляемого материала).

В ходе подготовки компьютерного эксперимента разработана программа моделирования процесса массопереноса частиц методом молекулярной динамики для оценки степени само- и взаимосвязи частиц в рабочем объеме МРС на качество тонких пленок [10]. В результате моделирования процессов формирования тонких пленок с использованием разработанных алгоритмов и программ показано, что изменение технологических параметров процесса, в частности, геометрических параметров МРС, позволяет управлять функцией качества процесса напыления тонких пленок на макроуровне (равномерностью распределения толщины тонких пленок, эффективностью массопереноса и расходом материала, видом зоны распыления). Эти результаты являются основой для следующего важного шага – перехода на моделирование процесса формирования тонких пленок на микроуровне, где морфология и топология поверхности получаемых тонких пленок являются определяющими факторами их физико-химических свойств. Для исследований на этом уровне авторами разработаны программы моделирования процесса роста тонких пленок в потенциальном поле [11] и модель изменения структуры тонких пленок в процессе отжига [12], алгоритм которой основан на методе Монте-Карло при выборе частиц и квазиньютоновском методе при определении оптимального движения частиц.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Основы синтеза наноразмерных частиц и пленок / В. И. Грачев, В. А. Жабров, В. И. Марголин, В. А. Тупик. Ижевск: Удмуртия, 2014. 480 с.
2. Кузьмичёв А. И. Магнетронные распылительные системы. Кн.1: Введение в физику и технику магнетронного распыления. Киев: Аверс, 2008. 244 с.
3. Грачёв В. И., Марголин В. И., Тупик В. А. Резонансные явления при магнетронном напылении металлических нанопленок в локальном поле на подложке // Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. 2014. Т. 6, № 1. С. 18–29.
4. Чу Чонг Шы, Баби́чев Д. А. Моделирование процессов массопереноса при термическом вакуумном напылении тонких пленок // 67-я науч.-техн. конф. профессорско-преподавательского состава СПбГЭТУ "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). 27 янв.–3 февр. 2014 г.: сб. докл. студентов, аспирантов и молодых ученых. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2014. С. 29–33.
5. Мартыненко Ю. В., Рогов А. В., Шульга В. И. Угловое распределение атомов при магнетронном распылении поликристаллических мишеней // Журн. технической физики. 2012. Т. 82, вып. 4. С. 13–18.

6. Пугачев В. С. Теория вероятностей и математическая статистика. М.: Наука, 1979. 496 с.
7. Голосов Д. А., Завадский С. М., Мельников С. Н. Сквозное моделирование процессов нанесения покрытий при магнетронном распылении // Вестн. ПГУ. Сер. С. Фундаментальные науки / Полоцкий гос. ун-т. Полоцк, 2013. № 4. С. 75–82.
8. Характеристики плазмы несбалансированной магнетронной распылительной системы и их влияние на параметры покрытий ZnO:Ga / А. А. Соловьев, А. Н. Захаров, С. В. Работкин и др. // Физика и химия обработки материалов. 2009. № 2. С. 58–65.
9. Никоненко В. А. Математическое моделирование технологических процессов. Моделирование в среде MathLab: практикум / под ред. Г. Д. Кузнецова. М.: МиСиС, 2001. 48 с.
10. Свид. о гос. регистр. программы для ЭВМ № 2015610057. Компьютерное моделирование процесса термического вакуумного напыления методом молекулярной динамики (ТВН методом МД) / В. И. Марголин, Чу Чонг Шы. Зарег. 12.01.2015.

11. Свид. о гос. регистр. программы для ЭВМ № 2015610052. Компьютерное моделирование процесса роста тонких пленок в потенциальном поле (Рост тонких пленок) / В. И. Марголин, Чу Чонг Шы. Зарег. 12.01.2015.

12. Моделирование процесса роста тонких пленок при магнетронном распылении методом Монте-

Карло / В. А. Тупик, В. И. Марголин, Чу Чонг Шы, Чан Куок Тоан // Тр. 12-й междунар. конф. "Пленки и покрытия – 2015". 19–22 мая 2015 г. / под ред. д-ра техн. наук В. Г. Кузнецова. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2015. С. 148–150.

V. A. Tupik, Chu Trong Su, I. Steblevska
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

The simulation and the optimization of the quality function of the process of the nanoscale film's growth

The modeling of processes of formation of thin films in magnetron sputtering systems in the substrate potential field at different ratios of relations between the sprayed material and the substrate for various types of structures of the substrate is considered. Growth models of thin films point emitters integration method with the use of Monte-Carlo algorithms with accounting of the annealing are used. The comparison of results of computer simulation and experiment is executed; the inverse problem to optimization process using the quality function that takes into account the uniformity of the synthesized thin films, the flow of materials and the geometry of the spray is solved.

Thin films, magnetron sputtering, computer simulation, Monte-Carlo method, molecular dynamics method, quality function

Статья поступила в редакцию 8 сентября 2015 г.



УДК 537.8.029.6

В. Г. Кошкидько, О. В. Алпатова
Южный федеральный университет

Эквивалентный поверхностный импеданс щелевой импедансной нагрузки на основе отверстия в стенке плоскопараллельного волновода

Рассмотрена конструкция импедансной нагрузки, выполненной на основе щелей в стенке плоскопараллельного волновода, с целью определения эквивалентного поверхностного импеданса. Решение получено сведением задачи к интегральному уравнению, для численного решения которого использован метод Крылова-Боголюбова. Приведены зависимости эквивалентного поверхностного импеданса от размеров щелей и проводящей перемычки между ними, а также от угла падения плоской волны.

Щелевая импедансная нагрузка, эквивалентный поверхностный импеданс, численное решение

Одним из основных методов уменьшения рассеянного поля радиолокационных объектов является применение радиопоглощающих покрытий. Наряду с поглощающими покрытиями для уменьшения уровня рассеянного поля объектов применяются импедансные нагрузки [1]–[5].

В отличие от поглощающих покрытий импедансная нагрузка подключается к локальной области, размеры которой значительно меньше размеров всего отражающего объекта. Это позволяет значительно улучшить массогабаритные характеристики, что особенно важно при уменьшении рассеянного поля мобильных объектов.

Реализация определенного закона распределения поверхностного импеданса является актуальной проблемой в радиолокации не только при уменьшении рассеянного поля проводящих объектов, но и при разработке импедансных бортовых антенн, у которых рефлектор конструктивно совмещен с поверхностью носителя, а необходимое амплитудно-фазовое распределение формируется импедансной структурой, размещенной на рефлекторе [6].

В [1]–[5] предложены различные конструкции щелевых импедансных нагрузок, построенные на базе отверстия в идеально проводящем экране.

В настоящей статье исследована щелевая импедансная нагрузка, построенная на базе отверстия в одной из стенок плоскопараллельного волновода. Целью исследования явилось определение возможности регулировки эквивалентного поверхностного импеданса изменением диаметра отверстия или ширины полоскового проводника, размещенного в его раскрыве.

Постановка задачи. Рассмотрим двумерную задачу (рис. 1) (независимость характеристик возбуждающих источников и параметров конструкции от координаты z)¹. Неограниченное пространство делится бесконечно тонким идеально проводящим экраном S_1 на области V_1 и V_2 . В экране вырезаны две щели S_0 шириной c каждая, разделенные полосковым проводником, имеющим ширину d ². Область V_1 содержит сторонние источники, расположенные в объеме V_j , которые излучают монохроматическое электромагнитное поле $\mathbf{E}_0$, $\mathbf{H}_0$, падающее под углом φ_n , отсчитываемым от нормали к плоскости экрана. Область V_1 имеет комплексные абсолютные диэлектрическую и магнитную проницаемости $\tilde{\epsilon}_{a1}$, $\tilde{\mu}_{a1}$. Область V_2 с проницаемостями

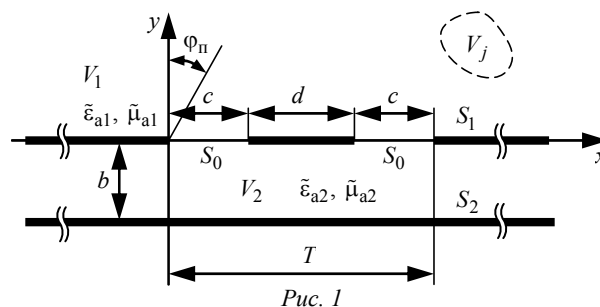


Рис. 1

¹ Ось z направлена в сторону наблюдателя.

² Предложенная модель как частный случай при $d=0$ учитывает связь областей через единственную щель. Методом суперпозиции модели можно описать произвольную структуру щелей.

ми $\tilde{\epsilon}_{a2}$, $\tilde{\mu}_{a2}$ не содержит возбуждающих источников и ограничена стенками плоскопараллельного волновода S_1 и S_2 с расстоянием b между ними. Рассмотрим задачу при H -поляризации, т. е. при наличии составляющих электромагнитного поля H_z , E_x , E_y . Необходимо определить эквивалентный поверхностный импеданс конструкции.

Решение задачи. Для решения задачи использован метод интегральных уравнений.

Интегральное уравнение относительно неизвестной касательной составляющей электрического поля $E_x(x)$ в раскрыве щели в случае электромагнитной связи двух объемов через отверстие имеет вид [1], [7]

$$\int_0^T E_x(x') [K_1(x, x') + K_2(x, x')] dx' = -\exp(ik_1 x \sin \varphi_{\Pi}), \quad (1)$$

где $T = 2c + d$ – интервал усреднения импеданса; $k_1 = \omega \sqrt{\tilde{\epsilon}_{a1} \tilde{\mu}_{a1}}$ – коэффициент распространения в области V_1 (ω – круговая частота).

Функции $K_1(x, x')$ и $K_2(x, x')$, входящие в ядро интегрального уравнения (1), являются решениями неоднородных уравнений Гельмгольца для областей V_1 и V_2 при отсутствии связи между ними (т. е. при $c = 0$) (рис. 1):

$$\Delta K_1 + k_1^2 K_1 = -M_{Mz}; \quad \Delta K_2 + k_2^2 K_2 = -M_{Mz}, \quad (2)$$

где Δ – оператор Лапласа; $k_2 = \omega \sqrt{\tilde{\epsilon}_{a2} \tilde{\mu}_{a2}}$;

$$M_{Mz} = -i\omega \tilde{\epsilon}_{a2} j_{Mz}, \quad (3)$$

– z -компонента векторной функции стороннего магнитного тока $\mathbf{M}_M$ [8], причем j_{Mz} – z -компонента объемной плотности магнитного тока.

Функции K_1 и K_2 удовлетворяют граничным условиям

$$\partial K_1 / \partial n_1|_{S_1} = 0; \quad \partial K_2 / \partial n_2|_{S_2} = 0, \quad (4)$$

где n_1 , n_2 – внешние нормали к областям V_1 и V_2 соответственно.

Часть ядра интегрального уравнения (1) $K_1(x, x')$, относящаяся к области V_1 , удовлетворяет (2) и граничным условиям (4) и имеет вид [1]

$$K_1(x, x') = -\frac{k_1}{2W_1} H_0^{(2)} [k_1 \sqrt{(x-x')^2}],$$

где $W_1 = \sqrt{\tilde{\mu}_{a1} / \tilde{\epsilon}_{a1}}$ – волновое сопротивление области V_1 ; $H_0^{(2)}(\cdot)$ – функция Ганкеля второго рода нулевого порядка.

Для определения части ядра $K_2(x, x')$ интегрального уравнения (1), относящейся к области V_2 , необходимо решить вспомогательную задачу о возбуждении плоскопараллельного волновода синфазной нитью магнитного тока, лежащей в плоскости xOz и параллельной оси z . Приняв для простоты амплитуду линейной плотности тока равной 1, объемную плотность магнитного тока выразим следующим образом:

$$\mathbf{j}_M = \mathbf{i}_z j_{Mz} \delta(x' - x_0) \delta(y' - y_0), \quad (5)$$

где $\mathbf{i}_z$ – орт оси z ; $\delta(\cdot)$ – дельта-функция; x_0 , y_0 – координаты расположения нити магнитного тока.

Воспользуемся решением задачи о возбуждении плоскопараллельного волновода произвольной системой источников [9]. Продольная составляющая магнитного поля определяется соотношением

$$H_{z2}(x, y, z) = \sum_{n=0}^{\infty} \int_{h=-\infty}^{\infty} H_{z_{nh}} dh, \quad (6)$$

где

$$H_{z_{nh}} = (1/\gamma) \cos[(n\pi/b)y] \exp(-ihx \pm \gamma z) F_M, \quad (7)$$

причем $\gamma = \sqrt{h^2 + (n\pi/b)^2 - k_2^2}$;

$$F_M = \frac{\epsilon_n}{4\pi b} \int_{V_2} M_{Mz}(x', y', z') \cos \frac{n\pi}{b} y' \times \exp(ihx' \pm \gamma z') dx' dy' dz' \quad (8)$$

($\epsilon_n = 1$ при $n = 0$ и $\epsilon_n = 2$ при $n \neq 0$)³.

С учетом (5) и (4) из выражения (3) получим

$$M_{Mz} = -i\omega \tilde{\epsilon}_{a2} \delta(x' - x_0) \delta(y' - y_0). \quad (9)$$

Подставив (9) в (8), а затем (8) в (7) и далее в (6), сделав необходимые преобразования, из выражения (6) получим:

$$H_{z2}(x, y) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{-i\omega \tilde{\epsilon}_{a2}}{2\pi b} \epsilon_n \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y_0\right) \times \int_{h=-\infty}^{\infty} \frac{\exp[-ih(x-x_0)]}{\gamma^2} dh. \quad (10)$$

³ В (7), (8) верхние знаки в аргументах экспонент берутся при $z < z'$, нижние – при $z > z'$.

Применим к вычислению интеграла, входящего в (10):

$$J = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp[-ih(x-x')]}{h^2 + (n\pi/b)^2 - k_2^2} dh,$$

теорию вычетов, согласно которой

$$J = \frac{\pi}{\gamma_n} \begin{cases} \exp[\Gamma_n(x-x')], & x \leq x'; \\ \exp[-\Gamma_n(x-x')], & x > x', \end{cases} \quad (11)$$

где $\Gamma_n = \sqrt{(n\pi/b)^2 - k_2^2}$.

Подставив (11) в (10), окончательно получим:

$$H_{z2}(x, x', y, y') = \frac{-i\omega\tilde{\epsilon}_a2}{2b} \times \\ \times \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\epsilon_n}{\Gamma_n} \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y'\right) \times \\ \times \exp[\pm\Gamma_n(x-x')], \quad (12)$$

где верхний знак в показателе экспоненты берется при $x < x'$, а нижний – при $x > x'$.

По условию основной задачи точки наблюдения и точки интегрирования находятся на верхней стенке плоскопараллельного волновода, т. е. при $y = y' = 0$, в результате чего выражение (12) примет вид

$$K_2(x, x') = H_{z2}(x, x') = \\ = \frac{-i\omega\tilde{\epsilon}_a2}{2b} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\epsilon_n}{\Gamma_n} \exp(-\Gamma_n|x-x'|). \quad (13)$$

Таким образом, найдено выражение для части ядра интегрального уравнения (1), относящейся к области V_2 , удовлетворяющее неоднородному уравнению Гельмгольца (2) и граничному условию (4).

Эквивалентный поверхностный импеданс. В результате решения интегрального уравнения (1) определяется касательная составляющая электрического поля в раскрыве щели $E_x(x')$, после чего может быть найдена касательная составляющая магнитного поля:

$$H_z(x) = -\int_0^T E_x(x') K_2(x, x') dx'.$$

Касательные составляющие электрического и магнитного полей в раскрыве щели используются для нахождения интегральной характеристики – эквивалентного поверхностного импеданса (ЭПИ), определяемого по формуле [10]

$$Z_3 = \int_0^T E_x(x') H_z^*(x') dx' / \int_0^T |H_z(x')|^2 dx'.$$

Алгоритмизация задачи. Для численного решения интегрального уравнения (1) применен метод Крылова–Боголюбова [11]. В результате исходное интегральное уравнение (1) сведено к системе линейных алгебраических уравнений вида

$$\begin{pmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} & \cdots & C_{1N} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} & \cdots & C_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{N1} & C_{N2} & C_{N3} & \cdots & C_{NN} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} p_1 \\ p_2 \\ \vdots \\ p_N \end{pmatrix}. \quad (14)$$

Коэффициенты системы уравнений (14) определяются следующим образом:

$$C_{mp} = C_{1mp} + C_{2mp}; \quad p_m = -\exp(ikx_m \sin \varphi_{\Pi}),$$

причем

$$C_{1mp} = \int_{x_p - \Delta_x}^{x_p + \Delta_x} K_1(x_m, x') dx'; \\ C_{2mp} = \int_{x_p - \Delta_x}^{x_p + \Delta_x} K_2(x_m, x') dx',$$

($x_p = -c/2 + \Delta_x(2p-1)$ – координаты точек коллокации; N – количество интервалов разбиения; $m, p = \overline{1, N}$; $2\Delta_x = x_{p+1} - x_p$ – длина участка разбиения интервала интегрирования).

Вычисление коэффициентов матрицы C_{1mp} .

Для расчета коэффициентов матрицы C_{1mp} было использовано выражение

$$C_{1mp} = \\ = \begin{cases} G(|x_m - x_p| + \Delta_x) - G(|x_m - x_p| - \Delta_x), & m \neq p; \\ 2G(\Delta_x), & m = p, \end{cases} \quad (15)$$

где

$$G(x) = x \{ R_0(x) - \\ - i[(2/\pi) \ln(x/2) R_0(x) - R_1(x) + R_2(x)] \} \quad (16)$$

– первообразная от функции Ганкеля второго рода нулевого порядка [1], причем

$$\begin{cases} R_0(x) = \alpha_0 + \sum_{n=1}^6 (-1)^n \frac{\alpha_n}{2n+1} \left(\frac{x}{3}\right)^{2n}; \\ R_1(x) = \frac{2}{\pi} \left[\alpha_0 + \sum_{n=1}^6 (-1)^n \frac{\alpha_n}{(2n+1)^2} \left(\frac{x}{3}\right)^{2n} \right]; \\ R_2(x) = \beta_0 - \sum_{n=1}^6 (-1)^n \frac{\beta_n}{2n+1} \left(\frac{x}{3}\right)^{2n}, \end{cases} \quad (17)$$

где α_n, β_n – постоянные коэффициенты [1].

Выражение (16) не вызывает математических затруднений, поскольку в нем устранена особенность при $x = 0$, имеющаяся в функции Неймана, входящей в функцию Ганкеля. Так, при совпадении точек наблюдения и интегрирования, т. е. при $x = 0$, выражение (16) равно нулю, так как $\lim_{x \rightarrow 0} (x \ln x) = 0$, а

остальные элементы тождественно равны нулю.

Вычисление коэффициентов матрицы C_{2mp} .

Чтобы получить выражение для коэффициентов матрицы C_{2mp} , необходимо проинтегрировать выражение (13) по размеру участка разбиения интервала интегрирования $2\Delta_x$. Для повышения эффективности численных расчетов улучшим сходимость ряда в (13) с помощью преобразования Куммера [12]. Прибавим и вычтем из (13) асимптотический ряд, сумма которого вычисляется аналитически в явном виде, в результате чего выражение (13) примет вид

$$K_2(x, x') = \frac{-ik_2}{2bW_2} \sum_{n=0}^{\infty} 2 \left\{ \frac{\exp(-\Gamma_n |x - x'|)}{\Gamma_n} - \frac{\exp[-(n\pi/b)|x - x'|]}{n\pi/b} \right\} + S_0 + S_1, \quad (18)$$

где

$$S_0 = \frac{\exp(ik_2 |x - x'|)}{ik_2};$$

$$S_1 = \frac{2b}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\exp[-(n\pi/b)|x - x'|]}{n}. \quad (19)$$

Для вычисления суммы ряда (19) воспользуемся соотношением [13]

$$\sum_{n=1}^{\infty} \frac{\exp(-ka)}{k} \cos ka = \frac{a}{2} - \frac{1}{2} \ln[2(\operatorname{ch} a - \cos ka)]. \quad (20)$$

При $x = 0, \pm 2\pi, \pm 4\pi, \dots$ из (20) получим

$$\sum_{n=1}^{\infty} \frac{\exp(-ka)}{k} = \frac{a}{2} - \frac{1}{2} \ln[2(\operatorname{ch} a - 1)]. \quad (21)$$

Учитывая, что $\operatorname{ch} a - 1 = \operatorname{sh} a \operatorname{th}(a/2)$ [13], имеем $\ln(\operatorname{ch} a - 1) = \ln 2 + 2 \ln[\operatorname{sh}(a/2)]$. В результате (21) преобразуется к виду

$$\sum_{n=1}^{\infty} \frac{\exp(-kt)}{k} = \frac{t}{2} - \ln 2 - \ln\left(\operatorname{sh} \frac{t}{2}\right). \quad (22)$$

Сравнив (19) и (22), окончательно получим:

$$S_1 = \frac{2b}{\pi} \left\{ \frac{\pi}{2b} |x - x'| - \ln 2 - \ln\left[\operatorname{sh} \frac{\pi}{2b} |x - x'|\right] \right\}.$$

Из-за наличия в показателях экспонент в (18) множителя $|x - x'|$ интервал интегрирования необходимо разбить на три области: 1) $x_p < x_m$; 2) $x_p > x_m$; 3) $x_p = x_m$. В первой области

$$|x - x'| = x - x', \quad (23)$$

во второй

$$|x - x'| = -(x - x'). \quad (24)$$

В третьей области на интервале $x_m - \Delta_x \leq x' < x_m$ применяется выражение (23), а на интервале $x_m \leq x' < x_m + \Delta_x$ – выражение (24). В результате получим

$$C_{2mp} = [ik_2/(bW_2)](\Sigma_1 + \Sigma_2 + \Sigma_3). \quad (25)$$

Для диагональных и недиагональных элементов матрицы слагаемые $\Sigma_1, \Sigma_2, \Sigma_3$ имеют различные выражения. Для диагональных элементов ($m = p$) имеем:

$$\Sigma_1 = k_2^{-2} [\exp(-ik_2 \Delta_x) - 1]; \quad (26)$$

$$\Sigma_2 = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{1 - \exp(-\Gamma_n \Delta_x)}{\Gamma_n^2} - \frac{1 - \exp[(n\pi/b)\Delta_x]}{(n\pi/b)^2} \right\}; \quad (27)$$

$$\Sigma_3 = \Delta_x \left(\frac{\Delta_x}{2} - \frac{2b}{\pi} \ln 2 \right) - \frac{4b^2}{\pi^2} \int_0^{\frac{\pi}{2b} \Delta_x} \ln |\operatorname{sh} x| dx. \quad (28)$$

Для недиагональных элементов ($m \neq p$):

$$\Sigma_1 = -ik_2^{-2} \sin(k_2 \Delta_x) \exp(-ik_2 |x_p - x_m|); \quad (29)$$

$$\Sigma_2 = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\operatorname{sh}(\Gamma_n \Delta_x)}{\Gamma_n^2} \exp(-\Gamma_n |x_p - x_m|) - \frac{\operatorname{sh}[(n\pi/b)\Delta_x]}{(n\pi/b)^2} \exp\left(-\frac{n\pi}{b} |x_p - x_m|\right) \right]; \quad (30)$$

$$\Sigma_3 = \Delta_x \left(|x_p - x_m| - \frac{b}{\pi} \ln 2 \right) - \frac{2b^2}{\pi^2} \int_{\frac{\pi}{2b}(|x_p - x_m| - \Delta_x)}^{\frac{\pi}{2b}(|x_p - x_m| + \Delta_x)} \ln |\operatorname{sh} x| dx. \quad (31)$$

Для исключения численного интегрирования при вычислении интегралов в (28), (31) последовательно использованы выражения [13]

$$\ln |\operatorname{sh} x| = \int \operatorname{cth} x dx;$$

затем

$$\operatorname{cth} x = \frac{1}{x} + \frac{x}{3} - \frac{x^3}{45} + \frac{2x^5}{945} - \dots,$$

в результате чего получено аналитическое выражение

$$\int \ln |\operatorname{sh} x| dx = x \ln x - x + \frac{x^3}{18} - \frac{x^5}{900} + \frac{x^7}{19845} - \dots$$

Таким образом, в (15)–(17) для расчета коэффициентов матрицы C_{1mp} и выражениях (25)–(31) для вычисления коэффициентов матрицы C_{2mp} логарифмическая особенность выделена в явном виде и аналитически проинтегрирована. Эти выражения приведены к виду, позволяющему произвести расчеты без численного интегрирования.

Численные результаты. Для численного решения интегрального уравнения использовался метод Крылова–Боголюбова.

В результате решения задачи рассчитаны зависимости комплексного эквивалентного поверхностного импеданса $Z_3 = R_3 + iX_3$ от размера щелей c и ширины перемычки d , а также от угла падения φ_{Π} электромагнитной волны (ЭМВ).

Все зависимости (рис. 2–4) приведены для активной и реактивной составляющих ЭПИ, нормированных на сопротивление свободного пространства $W_0 = 120\pi$ Ом. Все расчеты выполнены для параметров сред $\tilde{\epsilon}_{a1} = \tilde{\epsilon}_{a2} = \epsilon_0$; $\tilde{\mu}_{a1} = \tilde{\mu}_{a2} = \mu_0$,

где ϵ_0 , μ_0 – диэлектрическая и магнитная проницаемость свободного пространства.

На рис. 2 представлены зависимости активной и реактивной составляющих ЭПИ от размера щели c при $b = 0.2\lambda$ и фиксированных значениях нормированного на длину волны λ интервала усреднения T/λ . Из графиков видно, что как активная, так и реактивная части ЭПИ изменяются при увеличении ширины щелей плавно, что очень важно при технологической подстройке требуемого значения ЭПИ.

На рис. 3 представлены зависимости активной и реактивной составляющих ЭПИ от ширины перемычки d при $\varphi_{\Pi} = 0^\circ$ и $b = 0.2\lambda$. Из зависимостей следует, что при увеличении ширины проводника d до значений, близких к интервалу усреднения T , значения как активной, так и реактивной составляющих импеданса стремятся к нулю. При отсутствии перемычки между щелями ($d = 0$) значение активной составляющей ЭПИ близко к W_0 для малых значений T .

На рис. 4 представлены зависимости активной и реактивной составляющих ЭПИ от угла падения φ_{Π} ЭМВ при $d = 0$ и $b = 0.2\lambda$. Из графиков видно, что реактивная составляющая ЭПИ при фиксированном значении интервала усреднения T практически не зависит от угла падения φ_{Π} , а активная составляющая при $T > 0.25\lambda$ имеет выраженную зависимость от угла падения.

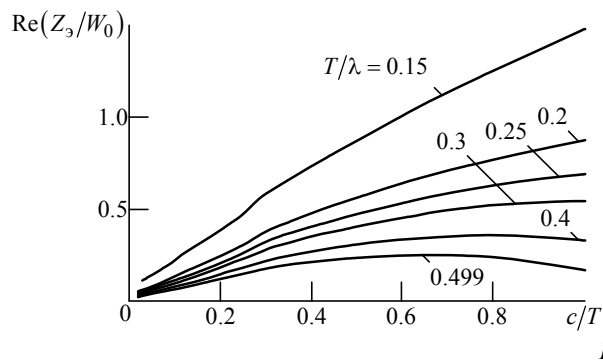


Рис. 2

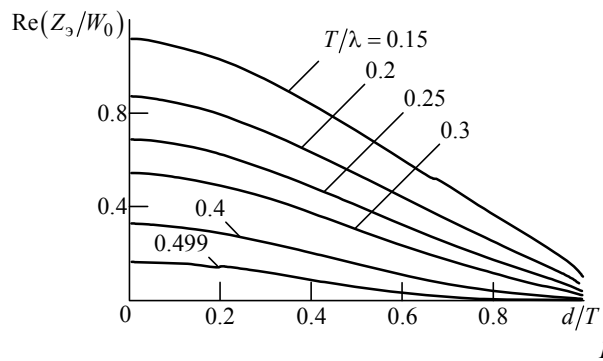


Рис. 3

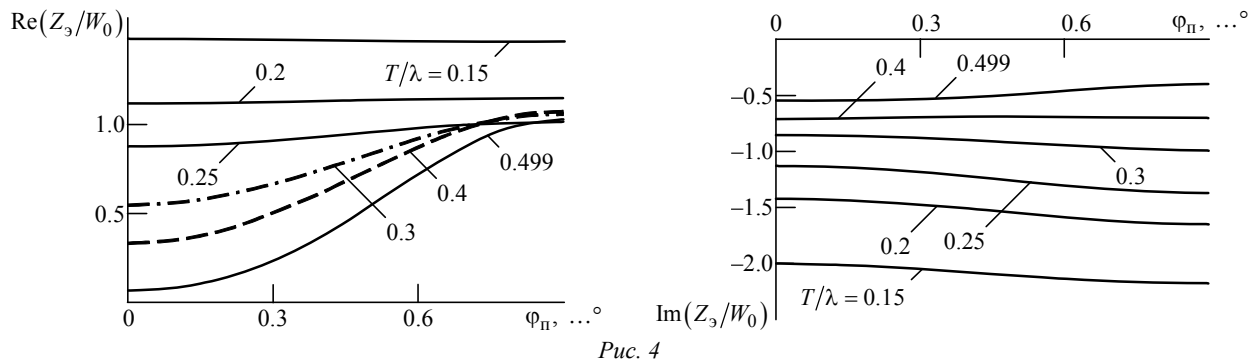


Рис. 4

Таким образом, результаты численного исследования импедансной нагрузки, построенной на базе щелей в одной из стенок плоскопараллельного волновода, показали, что с помощью предложенной модели можно реализовать комплекс-

ные значения ЭПИ. В случае H -поляризации реактивная составляющая ЭПИ для данной модели носит емкостный характер. Значение ЭПИ можно регулировать изменением как ширины щелей c , так и ширины проводящей перемычки между ними d .

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кошкидько В. Г., Петров Б. М., Юханов Ю. В. Эквивалентный поверхностный импеданс пассивных импедансных нагрузок, выполненных на основе отверстия в экране, нагруженного двумерной полостью // Радиотехника и электроника. 1997. Т. 42, № 6. С. 652–661.
2. Кошкидько В. Г., Ганжела Н. В. Эквивалентный поверхностный импеданс щелевых импедансных нагрузок, выполненных на основе связанных прямоугольных областей // Радиотехника и электроника. 1999. Т. 44, № 8. С. 947–954.
3. Кошкидько В. Г., Алпатова О. В. Эквивалентный поверхностный импеданс щелевой импедансной нагрузки на основе полуцилиндрической полости // Радиотехника и электроника. 1999. Т. 44, № 1. С. 25–28.
4. Кошкидько В. Г., Алпатова О. В. Эквивалентный поверхностный импеданс щелевой импедансной нагрузки, выполненной на основе отверстия в экране. Случай E -поляризации // Радиотехника и электроника. 2003. Т. 48, № 1. С. 57–63.
5. Петров Б. М., Кошкидько В. Г. Метод анализа электромагнитных полей, рассеянных щелью в цилиндрическом резонаторе с фланцем // Радиотехника и электроника. 1988. Т. 33, № 10. С. 2060–2064.
6. Юханов Ю. В., Кошкидько В. Г. Синтез антенны с плоским импедансным рефлектором // Радиотехника. 1990. № 1. С. 62–65.
7. Левинсон И. Б., Фридберг П. Ш., Фел С. С. Интегральное уравнение для апертурного поля при электромагнитной связи двух объемов // ДАН СССР. 1963. Т. 153, № 2. С. 310–312.
8. Марков Г. Т., Петров Б. М., Грудинская Г. П. Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Сов. радио, 1979. 376 с.
9. Марков Г. Т., Чаплин А. Ф. Возбуждение электромагнитных волн. М.: Радио и связь, 1983. 296 с.
10. Цалиев Т. А., Черенков В. С. Возбуждение одиночной канавки и эквивалентный поверхностный импеданс ребристых структур // Радиотехника и электроника. 1985. Т. 30, № 9. С. 1689–1694.
11. Канторович Л. В., Крылов В. И. Приближенные методы высшего анализа. М.: Физматгиз, 1962. 708 с.
12. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. М.: Наука, 1978. 832 с.
13. Двайт Г. Б. Таблицы интегралов и другие математические формулы. М.: Наука, 1983. 176 с.

V. G. Koshkid'ko, O. V. Alpatova
Southern Federal University

Equivalent surface impedance of slot impedance load based on the aperture in a parallel-plate waveguide wall

The impedance load structure, based on slots in the parallel plate waveguide wall is considered in order to determine the equivalent surface impedance. The solution obtained by reduction the problem to an integral equation calculated by the Krylov-Bogolyubov method. Numerical results are obtained as an equivalent surface impedance dependency on sizes of the slots and conductive bridges between them.

Slot impedance load; equivalent surface impedance; numerical solution

Статья поступила в редакцию 18 августа 2015 г.

УДК 621.396.96

А. В. Дроздовский, А. Б. Устинов, Б. А. Калиникос
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Спектр фазовых шумов генератора, управляемого спин-волновой линией задержки¹

Экспериментально и теоретически исследован генератор на основе активного кольца, содержащего спин-волновую линию задержки. Экспериментально полученные значения уровня фазового шума, измеренные на частоте 5390 МГц, составили около 105 дБн/Гц при отстройке 10 кГц. Продемонстрирован способ управления уровнем фазовых шумов генерируемого сигнала за счет подбора расстояния между возбуждающими и приемными элементами спин-волновой линии задержки.

Спиновые волны, генерация сигнала, фазовый шум

Возможность использования активных колец, содержащих спин-волновые линии задержки (СВ ЛЗ) на основе пленок железиттриевого граната (ЖИГ) для генерации СВЧ-сигналов различных типов была продемонстрирована уже неоднократно. При этом возможна генерация монохроматических сигналов [1]–[3], периодической последовательности импульсов, в частности солитонов [4]–[8] и хаотических сигналов [9]–[13] с непосредственной перестройкой несущей магнитным полем. Теоретически уровень фазовых шумов генератора на основе СВ ЛЗ уменьшается при увеличении времени задержки сигнала или, иными словами, при увеличении крутизны фазочастотной характеристики СВ ЛЗ. Таким образом, теоретически возможно получить значения уровня фазового шума более низкие, чем для генераторов на основе резонаторов. Данный факт делает генераторы на основе СВ ЛЗ привлекательными с точки зрения их применения в устройствах радиоэлектроники.

В настоящей статье описано исследование влияния времени задержки сигнала внутри СВ ЛЗ на спектр фазовых шумов спин-волнового генератора.

Экспериментальное исследование проведено на макете генератора, блок-схема которого представлена на рис. 1. Для возбуждения и приема спиновых волн (СВ) был использован макет СВ ЛЗ с двухэлементными антеннами типа меандр 1 (рис. 1). Ширина антенн и расстояние между элементами антенн составляли 50 и 260 мкм соответственно. Расстояние между возбуждающей и приемной антеннами d варьировалось в диапазоне от 4 до 19 мм. Сверху на микрополосковые антенны накладывался волновод спиновых волн 2,

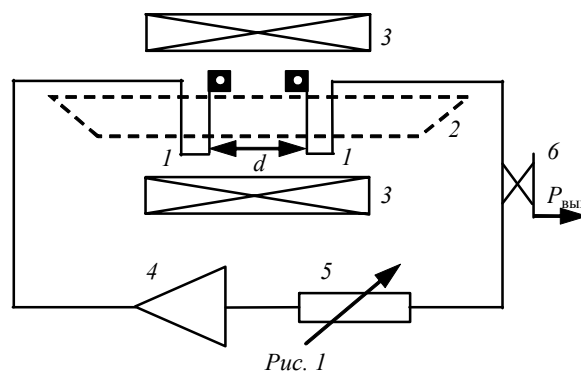


Рис. 1

изготовленный из эпитаксиально выращенной на подложке гадолиний-галлиевого гранта монокристаллической пленки ЖИГ с толщиной 13 мкм и намагниченностью насыщения 1950 Гс. Полуширина кривой ферромагнитного резонанса ΔH , измеренная на частоте 5.3 ГГц, составляла 0.5 Э. Пленка имела свободные поверхностные спины. Чтобы избежать отражения СВ от концов волновода 2, они были сточены под острыми углами. Экспериментальный макет размещался между полюсами электромагнита 3 в однородном постоянном магнитном поле H , направленном в плоскости пленки вдоль антенн спиновых волн. Описанная конфигурация соответствовала случаю распространения поверхностных СВ в пленке феррита.

Для усиления сигнала использовался усилитель 4 mini-circuits ZX60-8008E-S+. Суммарная длина линии обратной связи составляла порядка 1 м. Аттенюатор 5 в схеме использовался для управления режимом генерации кольца. Сгенерированный кольцом сигнал выводился через направленный ответвитель 6. Для измерения

¹ Работа поддержана грантом российского научного фонда № 14-12-01296.

спектра и фазовых шумов сигнал с выхода генератора $P_{\text{вых}}$ подавался на анализатор спектра "Rohde&Schwarz" FSUP26 с опцией измерения фазовых шумов. Подчеркнем, что время задержки сигнала τ_d в кольце соответствует времени, которое затрачивает сигнал на совершение одного круга внутри кольца. Для описанного экспериментального макета данное время определяется временем задержки сигнала внутри СВ ЛЗ и задержки сигнала в линии обратной связи.

Рассмотрим основные факторы, определяющие спектр фазовых шумов в описанном генераторе. Спектральная плотность мощности фазового шума в одиночной боковой полосе описанной генераторной системы с учетом теплового шума определяется [14] как

$$L(f_m) = 10 \lg \left\{ \frac{GfkT}{2P} \left[\frac{1}{4\pi^2 \tau_d^2} \left(\frac{f_a}{f_m^3} + \frac{1}{f_m^2} \right) + \frac{f_a}{f_m} + 1 \right] \right\}, \quad (1)$$

где f_m – частота отстройки от частоты генерируемого сигнала; G – коэффициент усиления усилителя; F – коэффициент шума усилителя; k – постоянная Больцмана; T – температура; P – мощность сигнала; f_a – частота отстройки, на которой возникает фликер-шум активного элемента (усилителя). Множитель $GfkT$ фактически определяет порог тепловых шумов генерируемого сигнала и теоретически может быть уменьшен за счет уменьшения необходимого коэффициента усиления и коэффициента шума усилителя [15].

Из (1) следует, что теоретически минимально возможный уровень фазовых шумов генерируемого в такой системе сигнала определяется временем задержки сигнала внутри активного кольца, тепловым шумом устройства и частотой возникновения фликер-шума активного элемента. Теоретически время задержки может принимать любые значения, в отличие от добротности резонатора, поэтому такой генератор оказывается выгоднее генератора, содержащего резонатор в качестве частото задающего элемента.

Для начала генерации сигнала в активном кольце, подобном описанному, необходимо одновременное выполнение двух условий: условия компенсации потерь в активном кольце усилителем

$$G \geq \exp(\omega_T \tau_d) + M$$

и условия фазового синхронизма

$$\varphi_e(\omega) + \varphi_{\text{sw}}(\omega) = 2\pi n,$$

где ω_T – декремент затухания спиновых волн; M – суммарные потери на прием/возбуждение спиновых волн; φ_e – фазовый набег в линии обратной связи; φ_{sw} – фазовый набег в СВ ЛЗ; n – целое число.

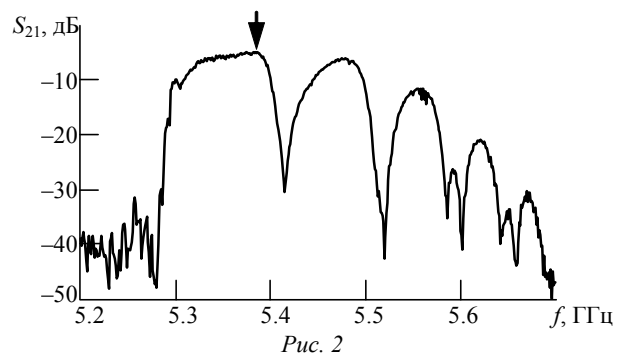
При помощи аттенюатора 5 экспериментальный макет (рис. 1) переводился в режим монохроматической генерации сигнала так, чтобы значение G было минимально возможным для начала устойчивой генерации. Пример передаточной характеристики экспериментального макета СВ ЛЗ для $d = 10$ мм представлен на рис. 2. Стрелкой отмечена частота начала генерации.

Время задержки сигнала внутри активного кольца в основном определялось временем задержки внутри СВ ЛЗ. С учетом этого можно записать $\tau_d = d/v_{\text{gr}}(\omega)$, где $v_{\text{gr}}(\omega)$ – групповая скорость спиновых волн на частоте генерации сигнала. Времена задержки сигнала τ_d для экспериментально использованных значений $d = 1.5, 10, 19$ мм составили 25, 120 и 243 нс соответственно.

Примеры экспериментальных (сплошные линии) и теоретических (штриховые линии) спектров фазовых шумов для различных времен задержки представлены на рис. 3. Теоретические (штриховая линия) и экспериментальные (точки) значения фазовых шумов L' для различных значений d при отстройке $f_m = 10$ кГц показаны на рис. 4.

Заметно, что увеличение d приводит к уменьшению уровня спектра фазовых шумов. Например, при увеличении d от 1.5 до 19 мм, фазовый шум при отстройке 10 кГц уменьшается с -93 до -106 дБн/Гц. Из результатов сопоставления фазовых шумов при отстройке 10 кГц видно качественное и количественное совпадение теоретической и экспериментальной зависимостей.

Таким образом, описанное исследование демонстрирует возможность применения активного кольца, содержащего СВ ЛЗ в качестве основы перестраиваемого маломощного генератора моно-



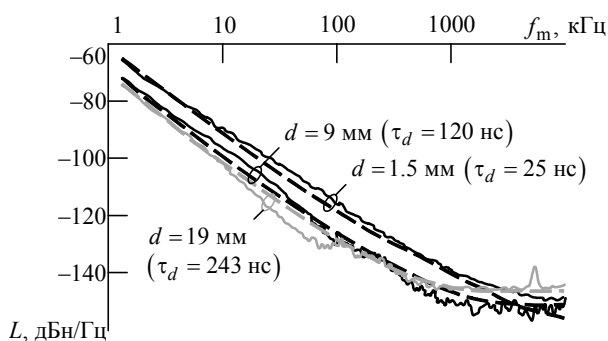


Рис. 3

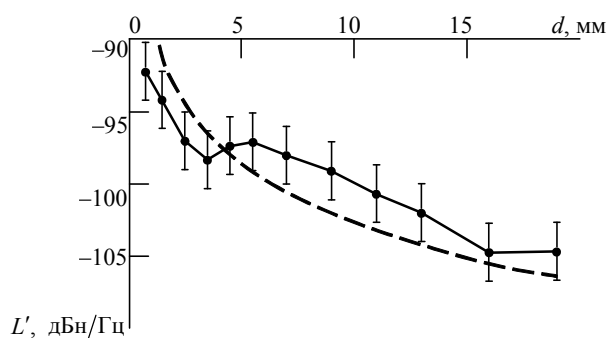


Рис. 4

хроматического СВЧ-сигнала. При этом спектром фазовых шумов генератора можно эффективно уп-

равлять подбором расстояния между возбуждающими приемными антеннами спиновых волн.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Pozar D. M. Microwave engineering. New York: John Wiley & Sons, 2009. 758 p.
2. <http://www.microlambdawireless.com/YIG-oscillator> (дата обращения: 17.11.2015).
3. Henaff J. Application of SAW-Oscillators to Digital Communications // 1979 Ultrasonics Symposium (IEEE). New Orleans, 26–28 Sept. 1979. P. 855–860. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/search/searchresult.jsp?newsearch=true&queryText=Henaff%20J.%20Application%20of%20SAW-Oscillators%20to%20Digital%20Communications>
4. 2 GHz surface transverse wave oscillator with low phase noise / L. Eichinger, B. Fleischmann, P. Russer, R. A. Weigel // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1988. Vol. MTT-36, iss. 12. P. 1677–1684.
5. AlGaIn/GaN-based SAW delay-line oscillators / J. Grajal, F. Calle, J. Pedrós et al. // Microwave and Optical Technology Letters. 2008. Vol. 50, iss. 11. P. 2967–2970.
6. Yao X. S., Maleki L. Optoelectronic oscillator for photonic systems // IEEE J. of Quantum Electronics. 1996. Vol. 32, iss. 7. P. 1141–1149.
7. Capmany J., Novak D. Microwave photonics combines two worlds // Nature Photonics. 2007. Vol. 1, № 6. P. 319–330.
8. Stancil D. D., Prabhakar A. Spin waves: Theory and applications. New York: Springer, 2009. 530 p.
9. Castera J. P. Tunable magnetostatic surface-wave-oscillators // IEEE Trans. on Magnetics. 1978. Vol. M-14, iss. 5. P. 826–828.
10. Adam J., Daniel M. R. The status of magnetostatic devices // IEEE Trans. on Magnetics. 1981. Vol. 17, iss. 6. P. 2951–2956.
11. Ishak W. 4–20 GHz magnetostatic-wave delay-line oscillator // Electronic Letters. 1983. Vol. 19, № 22. P. 930–931.
12. Chen C. L., Mahoney L. J. Tunable magnetostatic-wave oscillator employing a single GaAs MMIC chip // Electronic Letters. 1989. Vol. 25, № 3. P. 196–197.
13. Ishak W. S., Chang K. W. Tunable Microwave Resonators Using Magnetostatic Wave in YIG Films // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1986. Vol. MTT-34, iss. 12. P. 1383–1393.
14. Slavin A., Tiberkevich V. Nonlinear Auto-Oscillator Theory of Microwave Generation by Spin-Polarized Current // IEEE Trans. on Magnetics. 2009. Vol. M-45, iss. 4. P. 1875–1918.
15. Rubiola E. Phase noise and frequency stability in oscillators. Cambridge: Cambridge University Press, 2008. 228 p.

A. V. Drozdovskii, A. B. Ustinov, B. A. Kalinikos
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Phase Noise Spectrum of Microwave Active Ring Oscillators Based on Spin-wave Delay Lines

A phase noise of microwave oscillators having an active ring circuitry with a spin-wave delay line is theoretically and experimentally investigated. The delay line was made with yttrium iron garnet (YIG) film epitaxially grown on gadolinium gallium garnet substrate. Obtained results demonstrate a management of the oscillator phase noise with a variation of the distance between antennas used for excitation and reception of spin waves in the YIG film.

Spin waves, microwave generation, phase noise

Статья поступила в редакцию 5 октября 2015 г.

УДК 621.396.969.34

А. М. Мусин, К. М. Зейде
Уральский федеральный университет
им. первого Президента России Б. Н. Ельцина

Влияние вращения сферического тела, покрытого диэлектриком, на характеристики рассеяния¹

Приведен расчет коэффициентов рассеяния для сферы радиусом 250 мм с диэлектрическим покрытием для трех различных угловых скоростей вращения рассеивателя. Полученные результаты проанализированы.

Дифракция, рассеяние на вращающихся телах, радиолокационные характеристики, защитные материалы

Аналитические решения дифракционной задачи для вращающейся проводящей и диэлектрической сфер получены в [1], [2] соответственно. Анализ многослойных рассеивателей с использованием функций Грина описан в [3]. Механическое вращение сферы с покрытием – комплексная задача, включающая в себя некоторые результаты исследований описанных работ, однако требующая специального подхода к постановке и решению задачи. В настоящей статье представлены результаты исследования влияния вращения на характеристики рассеяния металлической сферы, покрытой специальным диэлектриком.

В рамках настоящей статьи исследованы новые материалы, представленные в [4] и рекомендованные для промышленного использования. Полученные результаты могут найти применения в радиолокации и радиодиагностике. Наряду с этим они представляют теоретический интерес, в силу того что влияние вращения становится ощутимым только при достаточно больших угловых скоростях рассеивателя.

В настоящей статье исследуется вращение сферы (рассеивателя) радиусом $r_1 = 250$ мм (рис. 1) с угловой скоростью Ω , создающее дополнительные составляющие вторичного электромагнитного поля с амплитудой порядка $\Omega r_1 / c$ (c – скорость света в вакууме). При небольших значениях Ω влиянием этих полей можно пренебречь. В ста-

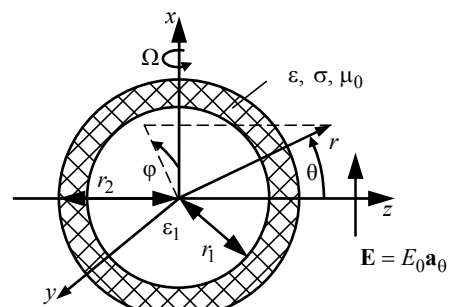


Рис. 1

тье рассмотрены значения угловых скоростей, при которых поля высших порядков становятся соизмеримыми по амплитуде с волной, рассеянной от неподвижной сферы [5]. Для анализа рассеивателя, обладающего отличными от рассмотренных угловыми скоростями, может быть использован алгоритм предсказания поведения вторичного поля, изложенный в [6].

В [7] рассмотрена неподвижная сфера с такими же укрытиями. Некоторые представленные далее результаты сравнивались с результатами настоящей работы.

Характеристики материалов. В качестве материала покрытия рассмотрена разработка [4]. Относительная диэлектрическая проницаемость и проводимость измерены прибором ИДХ 7003 на частоте 1 МГц (табл. 1). Магнитная проницаемость этих материалов равна магнитной проницаемости воздуха μ_0 . В настоящей статье приня-

Таблица 1

Параметр	Материал покрытия		
	ТЗМКТ-8	ТЗМКТ-8КН-Al ₂ O ₃	ТЗМКТО-8К-ГЭАТ-МС
Толщина покрытия $(r_2 - r_1)$, мм	3.5	4.0	3.75
Относительная диэлектрическая проницаемость (ϵ)	3.05	3.46	2.89
Проводимость $(\sigma \cdot 10^6)$, См/м	4.5	5.4	3.7

¹ Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 14-19-01396).

то допущение, что представленные параметры сохраняются во всем диапазоне анализируемых частот или меняются незначительно.

В статье приведены результаты численных расчетов частотной зависимости радиолокационного коэффициента рассеяния для неподвижной сферы, а также для сферы при различных фиксированных скоростях вращения.

Метод решения электродинамической задачи.

На рис. 1 изображена геометрия задачи, которая решается электродинамическим методом в сферической системе координат (r, θ, φ) . Единичные орты $\mathbf{a}_r$, $\mathbf{a}_\theta$ и $\mathbf{a}_\varphi$ (на рис. 1 не обозначены) направлены вдоль соответствующих осей. Падающая электромагнитная волна линейной поляризации $\mathbf{E} = E_0 \mathbf{a}_\theta$ (E_0 – амплитуда напряженности падающей волны) рассеивается вращающейся с угловой скоростью Ω металлической сферой с радиусом $r_1 = 250$ мм и диэлектрическим покрытием толщиной $r_2 - r_1$, обладающим относительной диэлектрической проницаемостью ϵ , проводимостью σ и магнитной проницаемостью μ_0 .

Для расчета характеристик рассеяния использован аппарат тензорных функций Грина [8]. Радиолокационный коэффициент рассеяния записывается следующим образом:

$$\Gamma_p = \frac{1}{(k_0 r_1)^2} \left| \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n (2n+1) (M_n - N_n) \right|^2, \quad (1)$$

где $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ – волновое число в свободном пространстве (λ_0 – длина волны); M_n и N_n – коэффициенты, определяемые структурой сферического тела.

Коэффициенты определяются следующим образом:

$$M_n = \frac{i\tilde{Z}_n(\gamma_n, r_2) \mathfrak{I}_n(k_0 r_2) - \mathfrak{I}'_n(k_0 r_2)}{i\tilde{Z}_n(\gamma_n, r_2) \chi_n^{(2)}(k_0 r_2)},$$

$$N_n = \frac{i\tilde{Y}_n(\gamma_n, r_2) \mathfrak{I}_n(k_0 r_2) - \mathfrak{I}'_n(k_0 r_2)}{i\tilde{Y}_n(\gamma_n, r_2) \chi_n^{(2)}(k_0 r_2)},$$

где $\tilde{Z}_n$ и $\tilde{Y}_n$ – ориентированные импеданс и адмитанс соответственно, отсчитываемые от границы между покрытием и свободным пространством в направлении начала координат (см. рис. 1); γ_n – постоянная распространения в диэлектрическом покрытии; $\mathfrak{I}_n(\cdot)$, $\chi_n^{(2)}(\cdot)$ – функции Риккати–

Бесселя n -го порядка и Риккати–Ганкеля 2-го рода n -го порядка [10] соответственно;

$$\tilde{Z}_n(\gamma_n, r_2) = \bar{Z}_n(\gamma_n, r_2) + \bar{Z}_n(\gamma_n, r_2);$$

$$\tilde{Y}_n(\gamma_n, r_2) = \bar{Y}_n(\gamma_n, r_2) + \bar{Y}_n(\gamma_n, r_2),$$

причем $\bar{Z}_n$ и $\bar{Y}_n$ – ориентированные импеданс и адмитанс, соответственно, отсчитываемые от границы между покрытием и свободным пространством в направлении свободного пространства [11]; знаком “~” обозначена нормировка к импедансу и адмитансу свободного пространства, а штрихами – производные функций по координате r .

Постоянная распространения в диэлектрическом покрытии γ_n определяется выражением, полученным в [11]:

$$\gamma_n^2 = k_0^2 N^2 - i\omega\mu_0\sigma + \frac{n\Omega\omega}{c^2} \left(2N^2 - 2 - i\frac{\sigma}{\omega\epsilon_0} \right), \quad (2)$$

где $N = \sqrt{\epsilon\mu}$ – коэффициент рефракции ($\mu = 1$ – относительная диэлектрическая проницаемость); $\omega = 2\pi c/\lambda_0$.

Отсюда следует, что если сферическое тело не вращается ($\Omega = 0$), постоянная распространения не зависит от n .

Влияние вращения сферического тела на характеристики рассеяния. Расчет зависимости радиолокационной характеристики от электрического радиуса сферы проведен для материалов из табл. 1. На рис. 2 приведены зависимости Γ_p (1) для $\Omega = 0$ (сплошные линии), $3.6 \cdot 10^7$ рад/с (штриховые линии) и $18 \cdot 10^7$ рад/с (штрих-пунктирные линии) для исследованных покрытий.

В табл. 2 приведены значения попутного коэффициента рассеяния

$$\Gamma_{\Pi} = \frac{1}{(k_0 r_1)^2} \left| \sum_{n=1}^{\infty} (2n+1) (M_n + N_n) \right|^2$$

для рассмотренных покрытий и тех же скоростей вращения рассеивателя.

Анализ результатов. Анализируя полученные результаты, можно сделать ряд выводов в отношении сравнения характеристик рассеяния для неподвижной и вращающейся сфер. Различия в указанных характеристиках вызваны главным образом тем, что при ненулевой угловой скорости на поверхности рассеяния возникает электрический ток, порожденный ускоренным движением заряженных частиц, находящихся в материале покрытия. От-

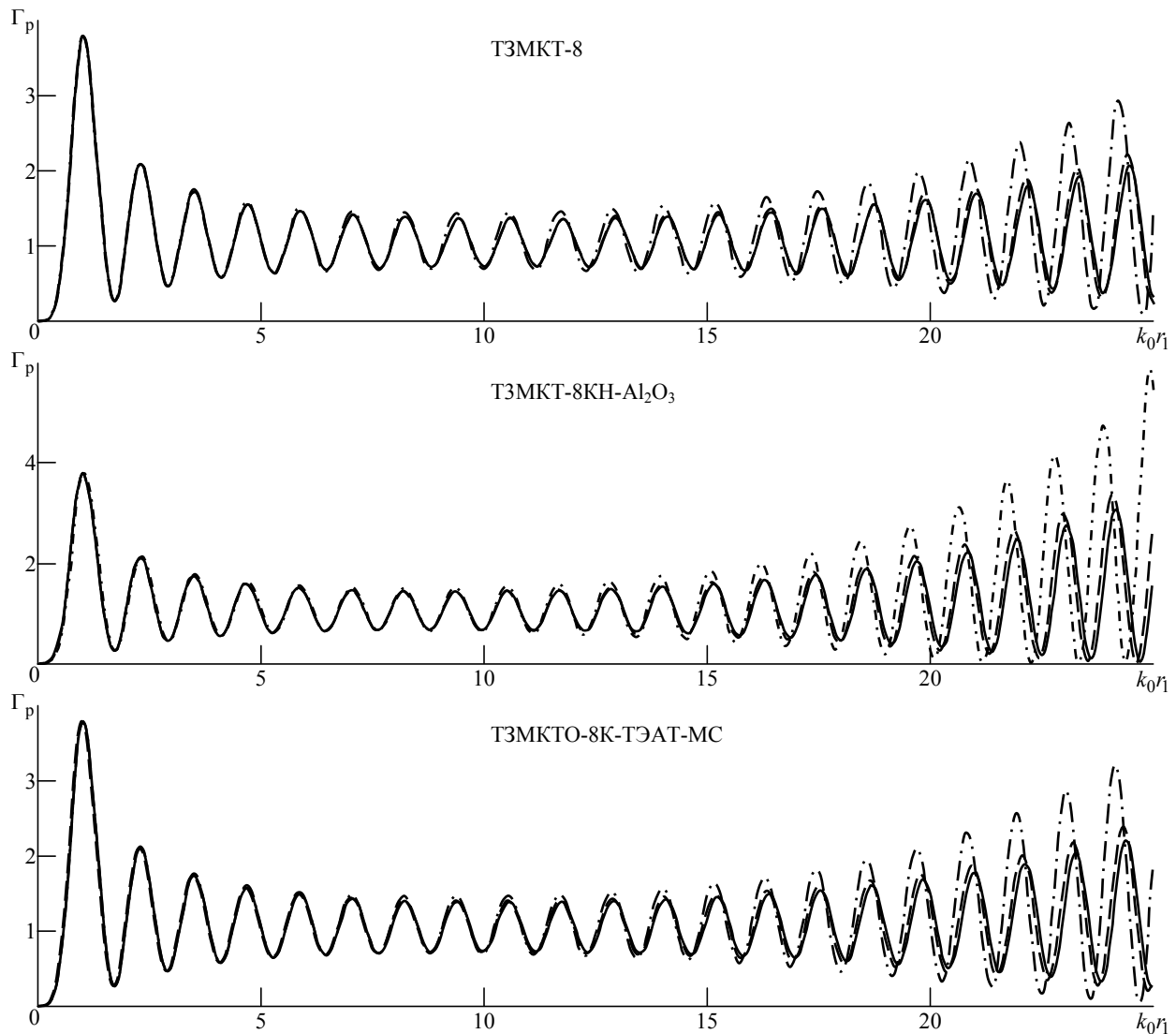


Рис. 2

Таблица 2

$\Omega \cdot 10^{-6}$, рад/с	$k_0 r_1$			
	10	15	20	25
	Γ_{Π}			
ТЗМКТ-8				
0	129.4352398	311.1053799	600.1949124	1010.289175
3.7	130.52952	315.3929594	610.9932012	1029.954017
18.7	134.8298434	332.4669906	652.2266635	1092.68756
ТЗМКТ-8КН-Al2O3				
0	136.3087743	337.2693014	662.6355684	1103.351456
3.7	137.766958	343.1379118	676.0728788	1112.602508
18.7	143.5309717	366.2756197	727.7954806	1162.332626
ТЗМКТО-8К-ТЭАТ-МС				
0	130.7104418	315.7194947	611.0439344	1028.674249
3.7	131.8959274	320.3711662	622.5011176	1048.683563
18.7	136.5678693	338.9046766	666.0333009	1104.411904

личная от нуля проводимость поверхности рассеяния определяет плотность этого тока. Материальные уравнения Максвелла и граничные условия вычисляются с учетом этого вклада, который в конечном итоге выражается в третьем слагаемом формулы (2). Более подробную информацию читатель может

найти в [1], [11]. Далее приведено формальное изложение результатов исследования.

Во-первых, при незначительных электрических радиусах рассеивателя ($k_0 r_1 < 5$) влияние вращения на радиолокационный коэффициент

рассеяния пренебрежимо мало. Причем значение минимального электрического радиуса, при котором влияние вращения начинает ощущаться (в рамках данного исследования), уменьшается с ростом скорости вращения сферы. Это справедливо для всех рассматриваемых покрытий.

Во-вторых, значения локальных максимумов и минимумов изменяются. Для всех рассматриваемых покрытий с увеличением Ω локальные максимумы становятся больше, а минимумы – меньше.

В-третьих, с увеличением скорости вращения локальные максимумы и минимумы σ_{Π} смещаются в области более низких частот.

Проанализировав полученные значения для попутного коэффициента рассеяния, можно сделать вывод, что с ростом скорости вращения плотность потока мощности в попутном направлении в области высоких частот увеличивается квазилинейно. Причиной этого является возрастание вклада поля высших порядков во вторичное поле. Подобная ситуация наблюдается для всех рассмотренных диэлектриков, однако для укрытия из ТЗМКТ-8КН- Al_2O_3 , при $k_0 r_1 > 20$ и $\Omega = 18.7 \cdot 10^6$ рад/с возникают осцилляции коэффициента Γ_{Π} (рис. 3).

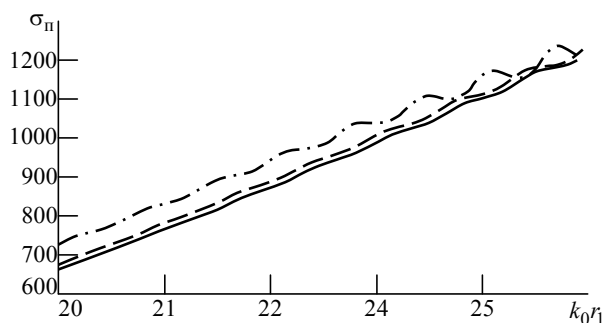


Рис. 3

Подобный эффект может быть объяснен максимальной (из рассматриваемых) проводимостью покрытия, что, в свою очередь, сказывается на увеличении вклада обратного рассеяния (отражения). При определенных значениях электрического радиуса и угловой скорости вращения сферы часть попутного потока мощности компенсируется отраженной от рассеивателя мощностью.

В настоящей статье получены радиолокационные характеристики для новых материалов покрытия при специфических условиях их использования. Полученные результаты согласуются с ранее полученными данными и расширяют их применимость.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Zutter de D. Scattering by a rotating conducting sphere // IEEE Trans. on ant. and propag. 1984. Vol. AP-32, iss. 1. P. 95–98.
2. Zutter de D. Scattering by a rotating dielectric sphere // IEEE Trans. on ant. and propag. 1980. Vol. AP-28, iss. 5. P. 643–651.
3. Knyazev S., Lesnaya L., Sabunin S. Green's functions of multilayered cylindrical structures and their application for radiation, propagation and scattering problems solving // 2011 SBMO/IEEE MTT-S Int. Microwave and Optoelectronics Conf.: Program and Book of Abstracts. Natal, Brazil. 29 Oct. – 1 Nov., 2011. Piscataway: IEEE, 2011. P. 748–752.
4. Койтов С. А., Мельников В. Н. Разработка наноструктурированного полимерного композиционного материала, армированного тугоплавким наполнителем // Вестн. концерна ПВО "Алмаз-Антей". 2013. Вып. 1(9). С. 64–69.
5. Зейде К. М. Анализ параметров вычислительного эксперимента по рассеянию ЭМВ от вращающе-

6. гося цилиндра // Фундаментальные исследования. 2015. № 2, ч.16. С. 3503–3507.
7. Zeyde K. Linear dependences of secondary field parameters versus angular velocity of scatterer // Int. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON-2015), Omsk, 20–22 May 2015. Omsk: The Tomsk IEEE Chapter & Student Branch, 2015. P. 1–4.
8. Панченко Б. А., Мусин А. М. Влияние теплозащитного покрытия выпуклых тел на радиолокационные характеристики // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2014. Вып. 6. С. 3–5.
9. Панченко Б. А. Рассеяние и поглощение электромагнитных волн неоднородными сферическими телами. М.: Радиотехника, 2012. 292 с.
10. Абрамовиц М., Стиган И. Справочник по специальным функциям. М.: Наука. 1979. 830 с.
11. Фелсен Л., Маркувиц Н. Излучение и рассеяние волн: в 2 т. Т. 1. М.: Мир, 1978. 547 с.
12. Zutter de D. Scattering by a rotating circular cylinder with finite conductivity // IEEE Trans. on ant. and propag. 1983. Vol. AP-31, iss. 1. P. 166–169.

A. M. Musin, K. M. Zeyde
Ural Federal University

The influence of rotation of spherical bodies with dielectric coating on its radar characteristics

Dispersion ratio for sphere in diameter of 500 mm with the heat-shielding covering, for tree different angular velocities, was calculated. Produced the analysis of obtained results.

Diffraction, scattering by a rotating objects, radar-tracking characteristics, protective materials

Статья поступила в редакцию 8 октября 2015 г.

УДК 621.396.663:51

М. Е. Шевченко, В. Н. Малышев, Д. Н. Файзуллина
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Совместное обнаружение и пеленгование с использованием коммутируемой антенной решетки¹

Разработаны и исследованы алгоритмы совместного обнаружения и пеленгования в частотной области в широкой полосе частот при отсутствии перекрытия спектров соседних сигналов, получаемых с помощью коммутируемой круговой антенной решетки. Показано энергетическое и вычислительное преимущество алгоритма с первичным обнаружением по амплитудному спектру и вторичным пеленгованием в отсчетах, содержащих сигнальные составляющие, перед алгоритмом с первичным пеленгованием во всех частотных отсчетах с последующим обнаружением частотных отсчетов, в которых присутствуют сигнальные составляющие.

Круговая коммутируемая антенная решетка, совместное обнаружение и пеленгование, оценка пеленга и угла места, УКВ-диапазон

В УКВ-диапазоне для радиопеленгации достаточно давно применяются круговые коммутируемые M -элементные антенные решетки (АР), конструктивно реализованные в одном изделии. В частности, они используются в аэродромных радиопеленгаторах [1] и в широкополосном сканирующем пеленгаторе [2]. Коммутируемость каналов позволяет использовать двух- или трехканальное радиоприемное устройство (РПУ) вместо M -канального. За счет этого облегчается калибровка трактов РПУ, снижаются стоимость и габариты пеленгатора.

Как правило, в коммутируемых АР одна антенна подключена к опорному (некоммутируемому) каналу, а остальные последовательно подключаются с помощью коммутатора ко второму – коммутируемому каналу приема (рис. 1).

На рынке представлен серийно выпускаемый радиопеленгатор УКВ-диапазона DDF550 "Rohde-&Schwarz", который формирует частотно-азимутальную панораму в полосе 80 МГц, пеленгует слабые (ниже уровня шума) шумоподобные сигналы [2]. В будущем фирма предполагает дополнить существующее программное обеспечение функцией сверхразрешения – возможностью формирования оценок пеленга нескольких источников радиоизлучения (ИРИ) на одной частоте.

Однако алгоритмы пеленгования в широкой полосе частот по данным от коммутируемой круговой АР в научной литературе и доступной технической документации подробно не описаны. В связи с этим была поставлена задача их собственной разработки для реализации в пеленгаторе УКВ-диапазона.

¹ При подготовке публикации использовались результаты работ по ОКР "Разработка пассивного когерентного локационного комплекса для охраны важных объектов", выполняемой СПбГЭТУ "ЛЭТИ" по договору с ОАО «НИИ "Вектор"» в рамках комплексного проекта по созданию высокотехнологичного производства при финансовой поддержке работ по проекту Министерством образования и науки Российской Федерации (постановление Правительства Российской Федерации от 9 апреля 2010 г. № 218).

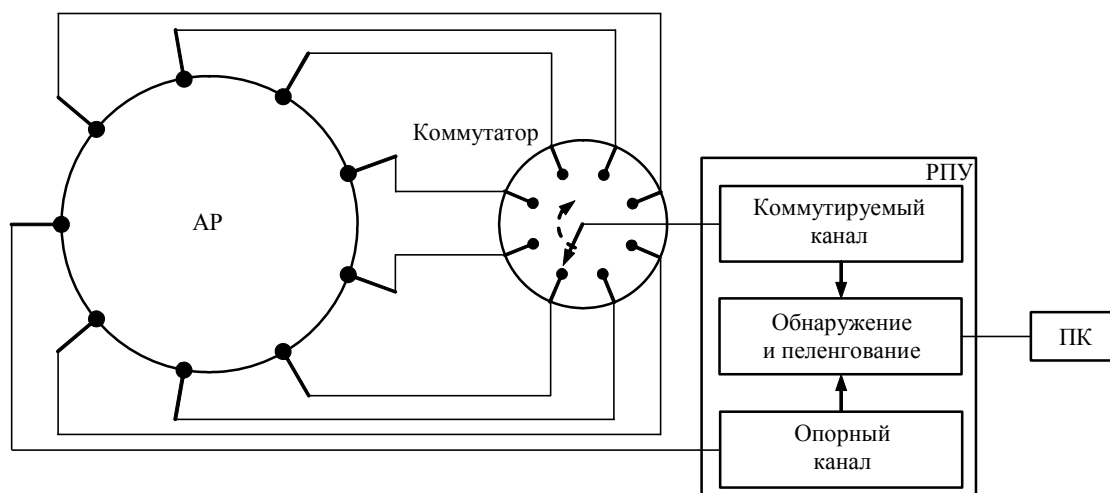


Рис. 1

Алгоритмы пеленгования при коммутируемой АР используют оценки разности фаз $\hat{\varphi}_{0,m}$ между колебаниями опорного и m -го коммутируемого каналов. В [1] разности фаз формируются фазовым детектором, поскольку полоса частот, в которой присутствует сигнал, заранее известна.

В пеленгаторе DDF550 [2] реализовано аппаратное формирование разностей фаз между данными опорного и коммутируемого каналов.

Оценка разности фаз между опорным и коммутируемым каналами вычисляется непосредственно как $\hat{\varphi}_{0,m} = \arg(x_m x_0^*)$, где x_m и x_0 – сигналы m -го коммутируемого и опорного каналов соответственно; "*" – символ комплексного сопряжения.

Постановка задачи. Обнаружение и пеленгование проводятся в широкой полосе частот УКВ-диапазона (30...1300 МГц) с использованием круговой M -элементной АР фиксированного радиуса r .

Для разделения сигналов по частоте целесообразно предварительно преобразовать временные выборки в частотную область с помощью алгоритма БПФ.

Поскольку в принятых данных могут присутствовать слабые сигналы, их обнаружение и пеленгование целесообразно проводить по нескольким циклам опроса элементов АР.

Наблюдаемыми данными являются комплексные отсчеты спектра опорного $(x_0)_k = \{x_{0n}\}_k$ и коммутируемых каналов $(x_m)_k = \{x_{m,n}\}_k$, $k = \overline{1, K}$, $m = \overline{1, M}$, $n = \overline{1, N}$, где K – число полных циклов опроса АР; N – размер выборки.

Отсчеты выборки

$$x_{m,n} = s_{i,n} \exp(j\varphi_{m_i}) + \xi_{m,n}, \quad m = \overline{0, M},$$

содержат составляющие i -го сигнала $s_{i,n}$ с фазовым сдвигом в m -й антенне

$$\varphi_{m_i} = \frac{2\pi r}{\lambda_n} \cos \beta_i \cos \left(\theta_i - \frac{2\pi m}{M} \right), \quad m = \overline{0, M},$$

(λ_n – длина волны в n -м частотном отсчете (ЧО); β_i – угол места, отсчитываемый от горизонтальной плоскости; θ_i – азимут i -го сигнала) и отсчеты шума $\xi_{m,n}$. Шум традиционно считаем гауссовским случайным процессом с нулевым средним и неизвестной дисперсией.

Предположим, что в одном частотном отсчете содержатся составляющие только одного сигнала.

Проверку гипотезы о наличии одного сигнала ИРИ в частотном отсчете выполним по следующему алгоритму:

1. Сформируем для каждого частотного отсчета матрицу

$$R_n = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ \frac{(x_{1n}x_{0n}^*)_1}{(x_{0n}x_{0n}^*)_1} & \dots & \frac{(x_{1n}x_{0n}^*)_K}{(x_{0n}x_{0n}^*)_K} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{(x_{Mn}x_{0n}^*)_1}{(x_{0n}x_{0n}^*)_1} & \dots & \frac{(x_{Mn}x_{0n}^*)_K}{(x_{0n}x_{0n}^*)_K} \end{bmatrix},$$

состоящую из

$$(x_m x_0^*)_k / (x_0 x_0^*)_k, \quad m = \overline{1, M}, \quad k = \overline{1, K},$$

– взаимных произведений отсчетов опорного и коммутируемых каналов, нормированных на мощность отсчета опорного канала.

2. Разложим R_n по сингулярным векторам и числам или вычислим корреляционную матрицу

$R_n R_n^H$ ("H" – символ эрмитового сопряжения) и разложим ее по собственным векторам и числам.

3. Сравним сингулярные (собственные) числа с заранее установленным порогом. Количество сингулярных (собственных) чисел, превысивших порог, равно числу сигналов, присутствующих в ЧО.

Возможность определения числа ИРИ в частотном отсчете по сингулярным (собственным) числам связана с тем, что сигналы от различных ИРИ приходят с разных направлений и уровни их спектральных составляющих не коррелированы между собой по времени.

Если число значимых сингулярных (собственных) чисел отличается от единицы, то следует отказаться от формирования оценки азимута методами, предназначенными для пеленгования одного ИРИ. При наличии более одного сигнала следует применять методы оценивания направлений прихода множества сигналов: ESPRIT или MUSIC².

Пеленгование. Выражения для оптимальных оценок азимута и угла места по данным, полученным от коммутируемой АР, получены в монографии [1]. Разработанные в ней выражения полностью применимы для каждого частотного отсчета при наличии в нем только одного сигнала.

Известно [1], что однозначное формирование оценок азимута фазовыми методами возможно при отношении $r/\lambda < 0.5$. При выполнении этого условия оценка разности фаз, формируемая по K циклам:

$$\hat{\varphi}_{0m_K} = \arg \left[\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (x_m x_{0k}^*) \right]. \quad (1)$$

Тогда оценка азимута по оптимальному алгоритму [1] вычисляется в виде

$$\hat{\theta}_n = \arctg \frac{\sum_{m=1}^M \hat{\varphi}_{m,n_K} \sin\left(\frac{2\pi m}{M}\right)}{\sum_{m=1}^M \hat{\varphi}_{m,n_K} \cos\left(\frac{2\pi m}{M}\right)}, \quad (2),$$

а оценка угла места – как

$$\hat{\beta}_n = \arccos \left\{ \frac{\lambda}{\pi R} \left[\left(\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \hat{\varphi}_{m,n_K} \sin \frac{2\pi}{M} m \right)^2 + \right. \right.$$

$$\left. + \left(\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \hat{\varphi}_{m,n_K} \cos \frac{2\pi}{M} m \right)^2 \right]^{0.5} \right\}. \quad (3)$$

При $r/\lambda > 0.5$ согласно алгоритму пространственной обработки [1] совместная оценка азимута и угла места имеет вид

$$\hat{\theta}_n, \hat{\beta}_n = \arg \max_{\bar{\theta}, \bar{\beta}} |\mathbf{G}_n(\bar{\theta}, \bar{\beta}) \mathbf{Y}_n| \quad (4)$$

и максимизирует модуль произведения вектора оценок взаимного спектра $\mathbf{Y}_n = \{Y_{m,n}\}$ и ожидаемого вектора оценок $\mathbf{G}_n(\bar{\theta}, \bar{\beta}) = \{G_{m,n}(\bar{\theta}, \bar{\beta})\}$, $m = \overline{1, M}$, для имеющегося отношения r/λ_n .

Оценки взаимного спектра определяются соотношением

$$Y_{m,n} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (x_{m,n} x_{0n}^*)_k,$$

а элементы ожидаемого вектора – как

$$G_{m,n}(\bar{\theta}, \bar{\beta}) = \exp \left\{ -j \frac{2\pi R}{\lambda_n} \left[\cos \bar{\beta} \cos \left(\bar{\theta} - \frac{2\pi m}{M} \right) - \cos \bar{\beta} \cos \bar{\theta} \right] \right\}.$$

Выбор стратегии обнаружения. Можно сформулировать 2 подхода к совместному обнаружению и пеленгованию сигналов в широкой полосе частот:

- первичное обнаружение по амплитудному спектру с последующим оцениванием пеленга и угла места в ЧО, содержащем обнаруженный сигнал;
- оценивание пеленга и угла места во всех ЧО с последующим обнаружением по сформированным оценкам.

Первый, классический, подход реализован в трехканальном мобильном пеленгаторе [3]. Его реализация требует оценивания уровня шума в условиях высокой заполненности частотного диапазона, что, однако, не представляет существенной проблемы.

Второй подход основан на факте группировки оценок пеленга в ЧО, в которых присутствует сигнал. В ЧО, содержащих только шум, группировки не наблюдается, оценки пеленга равномерно распределены по всей области значений. Однако оценивание пеленга в каждом ЧО требует больших вычислительных затрат, хотя и не подразумевает оценивания уровня шума.

Несмотря на то, что указанные особенности подходов периодически обсуждаются специалистами, в частности на научно-технических конференциях, при

² Авторами настоящей статьи разработаны алгоритмы пеленгования коммутируемой круговой АР при наличии нескольких сигналов, перекрывающихся по спектру. Однако эти методы исследованы не полностью, поэтому не представлены в статье.

защитах квалификационных работ и др., сравнение эффективности обоих подходов не выполнено.

Для рассматриваемой задачи на основе указанных подходов разработаны и исследованы 2 алгоритма совместного обнаружения и пеленгования, представленные далее.

Алгоритм с первичным обнаружением и вторичным пеленгованием. Алгоритм подразумевает следующие операции:

1. Формирование накопленного суммарного нормированного амплитудного спектра в каждом ЧО:

$$Sf_n = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \frac{(|x_{m,n}| + |x_{0n}|)_k}{(\hat{\gamma}_m \hat{\gamma}_0)_k},$$

где $\hat{\gamma}_m$, $\hat{\gamma}_0$ – оценки уровня шума в коммутируемом и опорном каналах соответственно (рис. 2, а). При высокой заполненности частотного диапазона можно использовать цензурированную медианную оценку уровня шума [3].

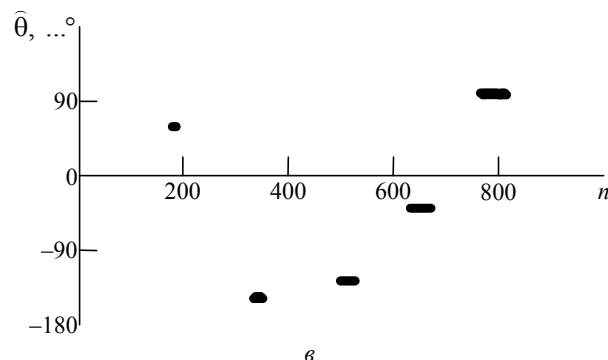
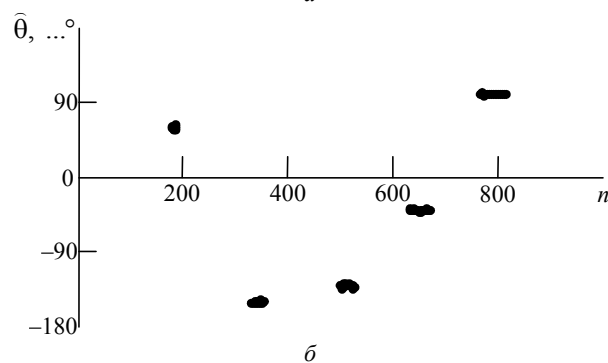
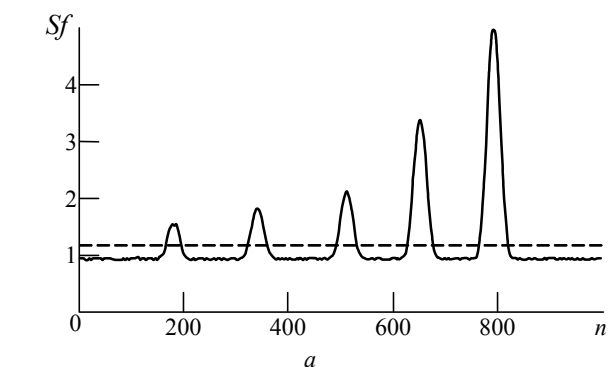


Рис. 2

2. Обнаружение сигнала в каждом ЧО по системе гипотез

$$H_0 : Sf_n < C_F; H_1 : Sf_n \geq C_F,$$

где H_0 , H_1 – гипотезы об отсутствии и о присутствии сигнала в ЧО соответственно; C_F – порог, устанавливаемый исходя из заданного уровня вероятности ложной тревоги F .

3. Для ЧО, в которых обнаружен сигнал, формируются накопленные оценки разностей фаз (1) и проверяется гипотеза о наличии единственного сигнала в ЧО. При выполнении условия $r/\lambda < 0.5$ формируются оценки азимута (2) (рис. 2, б) и угла места (3). Если $r/\lambda \geq 0.5$, то оценки азимута и угла места формируются по (4) (рис. 2, в).

В эксперименте, результаты которого проиллюстрированы рис. 2, для $r/\lambda < 0.5$ и $r/\lambda \geq 0.5$ задано одно и то же пространственное распределение принимаемых сигналов.

Алгоритм с первичным пеленгованием и вторичным обнаружением. Для реализации этого подхода дополнительно требуется увеличить число наблюдаемых выборок в L раз или уменьшить K в (1) в L раз ($K' = K/L$). Далее реализуется алгоритм, предусматривающий следующие этапы:

1. В просматриваемой полосе частот вне зависимости от значения r/λ для каждого ЧО на основе (4) формируются L оценок азимута $\hat{\theta}_n(l)$, $l = \overline{1, L}$, $n = \overline{1, N}$.

2. На основе L оценок формируется СКО $\sigma_{\hat{\theta}_n}$ ($n = \overline{1, N}$) оценки азимута $\hat{\theta}_n$ в n -м ЧО.

3. Обнаруживается сигнал по СКО оценок по системе гипотез

$$H_0 : \sigma_{\hat{\theta}_n} > \delta_F; H_1 : \sigma_{\hat{\theta}_n} \leq \delta_F,$$

где δ_F – порог заданного уровня вероятности ложной тревоги.

4. Для ЧО, в которых обнаружен сигнал, при $r/\lambda \geq 0.5$ повторно оцениваются азимуты по выражению (4) для устранения неоднозначности³.

5. Вычисляется результирующая оценка азимута $\tilde{\theta}_n = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \hat{\theta}_n(l)$.

Частотно-азимутальная панорама, полученная алгоритмом с первичным пеленгованием при

³ Непосредственное применение (4) на первом этапе приведет к существенной вычислительной нагрузке и невозможности реализации в реальном времени.

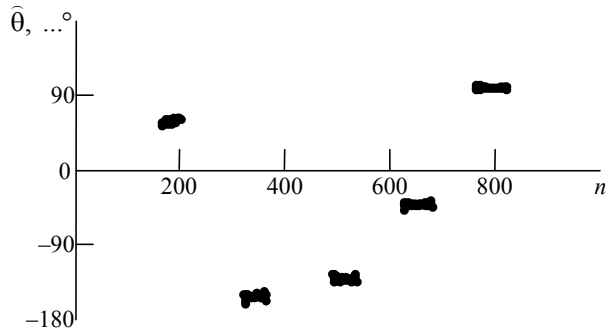
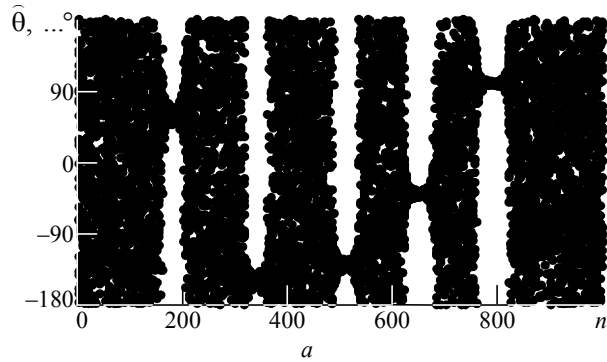


Рис. 3

$r/\lambda < 0.5$, изображена на рис. 3, а, а при $r/\lambda \geq 0.5$ – на рис. 4, а. Для каждого ЧО формировалось 10 оценок ($L=10$). На первичной частотно-азимутальной панораме при $r/\lambda < 0.5$ (рис. 3, а) оценки азимута в ЧО, в которых присутствует сигнал, группируются в ограниченных областях значений. На рис. 4, а при $r/\lambda \geq 0.5$ также наблюдается группировка оценок азимута, однако сами оценки смещены и могут сосредотачиваться в нескольких областях значений азимута. Для шумовых отсчетов оценки равномерно распределены на всей области значений.

Результаты вторичного обнаружения по сформированным оценкам при $r/\lambda < 0.5$ и уточненные оценки азимута при $r/\lambda \geq 0.5$ приведены на рис. 3, б и 4, б соответственно.

Результаты исследования алгоритмов. Цель исследования состояла в сравнении обоих алгоритмов по показателям качества. Исследование проведено статистическим имитационным моделированием сигнально-помеховой обстановки. Для корректности сравнения оценки, выносимые алгоритмами, формировались по одинаковым наблюдаемым данным. При моделировании были заданы $r = 0.45$ м, $N = 1024$.

Сигналы задавались гармоническим немодулированным колебанием. Шум моделировался гауссовским случайным процессом с нулевым средним и единичной дисперсией. Отношение сигнал/шум задавалось во временной области как

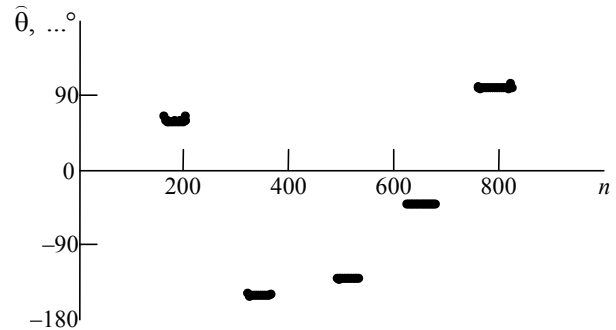
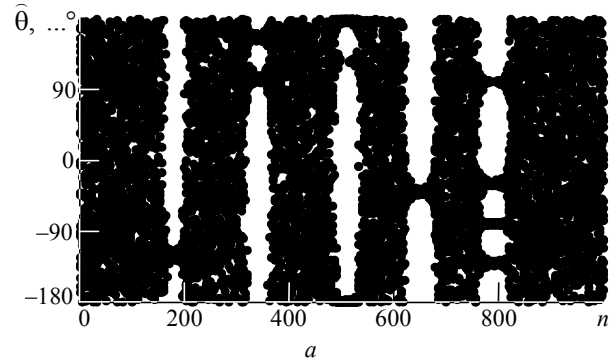
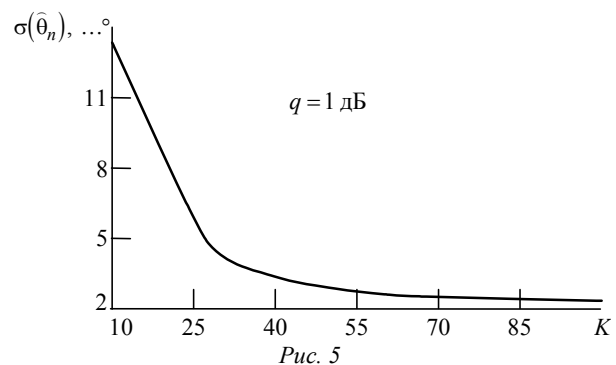


Рис. 4

отношение энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума.

На рис. 5 приведены зависимости СКО оценок азимута от числа накоплений K при фиксированном значении отношения сигнал/шум $q = 1$ дБ при $f = 100$ МГц. Из рис. 5 следует, что при $K < 30$ СКО существенно снижается с ростом K , а при превышении этого значения практически остается постоянным. В связи с этим дальнейшее моделирование выполнено при $K = 30$.

На рис. 6 приведены характеристики обнаружения (D – вероятность правильного обнаружения) для алгоритмов с первичным 1 и вторичным 2 обнаружением при $K = 30$, $L = 10$. Вероятность обнаружения оценивалась по 1000 испытаниям. Пороги C_F и δ_F подобраны так, чтобы для обоих алгоритмов вероятность ложной тревоги $F = 10^{-2}$.



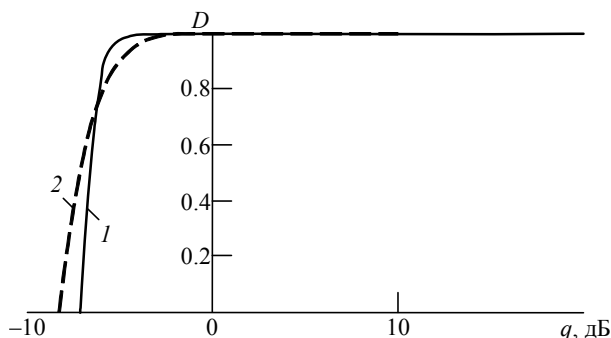


Рис. 6

Графики на рис. 6 практически совпадают при незначительном преимуществе алгоритма с первичным обнаружением по амплитудному спектру.

На рис. 7 приведены зависимости СКО оценок азимута от отношения сигнал/шум при $K = 30$, $L = 10$ для алгоритма с первичным обнаружением (кривая 1) и с первичным пеленгованием (кривая 2). Поскольку алгоритмом с первичным обнаружением и вторичным пеленгованием оценка азимута формировалась по $KL = 300$ выборкам, точность оценки азимута оказалась существенно лучше, чем при первичном пеленговании и вторичном обнаружении, для которого формировалась средняя оценка на основе 30 оценок азимута по $L = 10$ накоплениям. Таким образом, алгоритм с первичным обнаружением обеспечивает существенно большую точность, чем алгоритм со вторичным пеленгованием, при одинаковом объеме входных данных. И наоборот, при сравнимой точности алгоритм с первичным пеленгованием требует в L раз меньшего объема данных.

По результатам исследования можно сделать следующие выводы:

1. При одинаковых данных алгоритм со вторичным пеленгованием не имеет преимуществ по пороговому значению отношения сигнал/шум перед алгоритмом с первичным обнаружением по амплитудному спектру. Следует ожидать снижения эффективности алгоритма с вторичным обнаружением при пеленговании сильных сигналов и

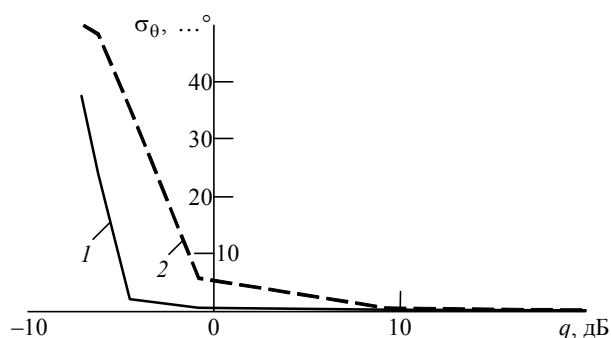


Рис. 7

многолучевом распространении из-за появления аномальных оценок азимута [4].

2. Алгоритм с первичным пеленгованием и вторичным обнаружением требует больших вычислительных ресурсов и объема хранимых в памяти данных по сравнению с алгоритмом с первичным обнаружением по амплитудному спектру.

3. Алгоритм с первичным обнаружением и вторичным пеленгованием при одном и том же объеме наблюдаемых данных обеспечивает лучшую точность пеленгования.

Таким образом, характеристики обнаружения и точности пеленгования, а также вычислительные преимущества свидетельствуют о целесообразности практической реализации алгоритма с первичным обнаружением и вторичным пеленгованием.

Все описанные алгоритмы пеленгования для круговой коммутируемой АР применимы только при наличии одного сигнала в ЧО. В остальных случаях выносимая оценка будет несостоятельна.

При наличии нескольких сигналов в отсчете как при $r/\lambda < 0.5$, так и при $r/\lambda \geq 0.5$ следует применять разработанные авторами алгоритмы, основанные на выделении сигнального подпространства и формировании из его векторов неизвестных оценок азимута и угла места. Предварительное исследование алгоритмов показало, что они применимы и при наличии одного сигнала, но по сравнению с представленным в статье имеют повышенную вычислительную сложность.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Проектирование фазовых автоматических радиопеленгаторов / А. С. Саидов, А. Р. Тагилаев, Н. М. Алиев и др. М.: Радио и связь, 1997. 160 с.
2. Техническая информация R&S@DDF550. URL: http://www.rohde-schwarz.ru/data/catalog_files/52/ddf550_ti_ru_new.html
3. Шевченко М. Е., Чемаров А. О. Обнаружение и оценивание параметров источников радиоизлуче-

ния в широкой полосе обзора. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2011. 136 с.

4. Гутин В. С., Шевченко М. Е. Возникновение аномальных оценок направлений источников радиоизлучения в условиях многолучевого распространения // 3-я Всерос. конф. "Радиоэлектронные средства получения, обработки и визуализации информации" (РСПОВИ-2013), Смоленск, 26–28 июня 2013 г. М.: РНТОРЭС, 2013. С. 166–169.

M. E. Shevchenko, V. N. Malyshev, D. N. Fayzullina
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Joint detection and direction finding using a switched antenna array

Algorithms for signals joint detection and direction at frequency area in a wide frequency band with no overlap of spectra of adjacent channels obtained through switched circular antenna array are developed and researched. The energy and the computational advantage of the algorithm with the primary detection on amplitude spectrum and the secondary direction finding at samples containing signal components, before the algorithm with the primary direction finding in all frequency samples with subsequent detection of the frequency samples that contain signal components is showed.

Switched circular antenna array, joint detection and direction finding, bearing and elevation angle evaluation, VHF-band

Статья поступила в редакцию 15 сентября 2015 г.

УДК 621.371

А. Д. Григорьев, Б. О. Джалилов
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Электрически перестраиваемая антенна для сотовых телефонов

Представлены результаты разработки перестраиваемой антенны для сотовых телефонов, работающих в стандарте LTE. Перестройка осуществляется с помощью переменного конденсатора с цифровым управлением. Антенну перестраивают на один из четырех низкочастотных диапазонов, при этом сохраняя настройку на высокочастотный диапазон. Компьютерное моделирование антенны проведено с помощью программы RFS.

Антенна, сотовый телефон, переменный конденсатор, компьютерное моделирование

Современные сотовые телефоны (смартфоны) являются одними из самых сложных радиоэлектронных устройств по количеству элементов в единице объема. В них остается очень мало места для размещения антенны – одного из наиболее важных элементов, определяющих качество приема и передачи сигнала – основное назначение телефона. В связи с переходом на новый стандарт LTE антенна должна обеспечивать прием и передачу сигналов в нескольких диапазонах частот, иметь в каждом диапазоне заданную ширину полосы пропускания и высокий КПД. Необходимо также во всех диапазонах обеспечить безопасный уровень удельной мощности рассеяния электромагнитной энергии, воздействующей на голову и руки пользователя. Учитывая, что в телефоне нет места для размещения нескольких антенн, целесообразно использовать электрически перестраиваемую антенну, способную работать в нескольких частотных диапазонах.

Электрически перестраиваемые антенны сотовых телефонов появились сравнительно недавно. Так, в [1] предложена антенна, для перестрой-

ки которой на две частоты используются отрезки линий передачи разной длины, подключаемые к антенне с помощью переключателя на полевом транзисторе. Антенна, перестраиваемая варактором в диапазоне 1.8...2.4 ГГц, описана в [2]. Однако эти антенны не совместимы со стандартом LTE.

В табл. 1 приведены параметры некоторых диапазонов связи стандарта LTE. Проектируемая антенна должна перестраиваться на один из низкочастотных диапазонов (B17–B8), сохраняя настройку на высокочастотный диапазон B7.

Для достижения этой цели сконструирована антенна, геометрическая модель которой, созданная в программной среде RFS [3], показана на рис. 1, а. Для удобства рассмотрения часть элементов конструкции (нижняя крышка, аккумулятор и ряд других) не показаны. В среде RFS сосредоточенные элементы R , L , C и их параллельное соединение, а также источники возбуждения (порты) задаются в виде прямоугольников, на которых определяется направление протекания тока.

Таблица 1

Диапазон	Центральная частота, МГц	Диапазон частот, МГц
B17	725.0	704.0...746.0
B13	766.5	746.0...787.0
B20	826.5	791.0...862.0
B5–B8	892.0	824.0...960.0
B7	2595.0	2500.0...2690.0

Для размещения антенны разработчиками телефона выделена площадь, ограниченная штриховой линией на рис. 1, а. Поэтому была выбрана малогабаритная антенна типа PIFA, содержащая две ветви. Ветвь 1 настроена на низкочастотные диапазоны B5–B20, а ветвь 2 – на высокочастотный диапазон B7. Антенна нанесена на внутреннюю сторону задней крышки телефона (на рис. 1, а крышка не показана). Она возбуждается источником напряжения (портом) 3 с внутренним сопротивлением 50 Ом, который включен между металлизацией печатной платы 4 и антенной (рис. 1, б). Последовательно включенный конденсатор С служит для согласования антенны с источником. Высокочастотная ветвь соединяется с источником напряжения узкой полоской 5, играющей роль индуктивности и служащей для развязки высокочастотной и низкочастотной ветвей. Изогнутая форма ветвей выбиралась исходя из доступного места для антенны.

К низкочастотной ветви подключен перестраиваемый конденсатор 6 (рис. 1, а) с цифровым управлением типа PE-62304 фирмы "Peregrine Semiconductor"¹. К достоинствам этого конденсатора относятся высокая допустимая СВЧ-мощность, низкий уровень потерь, линейность, малый ток управления (30 мкА при 2.8 В) и малый размер ($2 \times 2 \times 0.45 \text{ мм}^3$). Эквивалентная схема конденсатора показана на рис. 2. Значения параметров схемы приведены в табл. 2. Параметр $s=1$, 31 определяет значения элементов схемы конденсатора C_s , R_s . Элементы согласующей цепи и конденсатор расположены на подложке 7

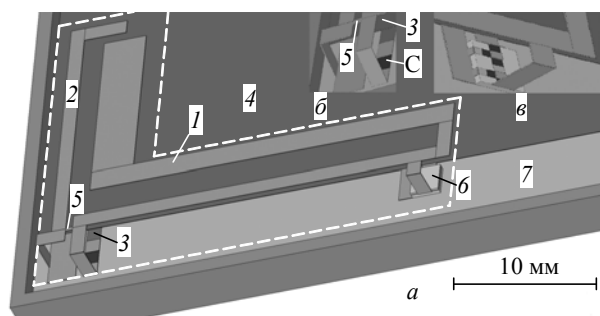


Рис. 1

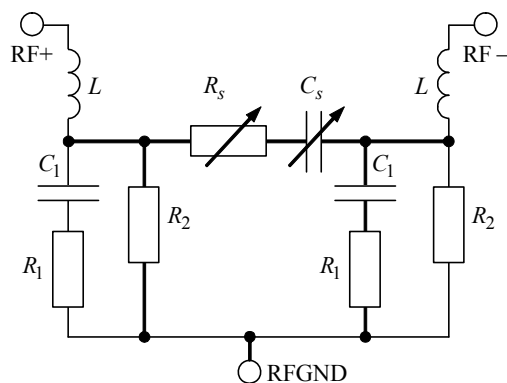


Рис. 2

Таблица 2

Элемент	Значение	Элемент	Значение
C_s , пФ	$0.129s + 0.6$	R_2 , кОм	10.00
R_s , Ом	$\frac{20}{s + 20/(s + 0.7)} + 0.7$	C_1 , пФ	0.50
R_1 , Ом	7.00	L , нГн	0.27

из диэлектрика FR4 с размерами $60 \times 5 \times 0.5 \text{ мм}^3$. Линейные размеры конденсатора в модели соответствуют его физическим размерам.

Моделирование в программе RFS проводилось с целью определения оптимального места включения перестраиваемого конденсатора, параметров согласующей цепи и геометрических параметров антенны. Конденсатор был включен между низкочастотной ветвью антенны и землей и моделировался схемой, состоящей из сосредоточенных элементов (рис. 1, в; конденсатор показан со снятой верхней крышкой). Сосредоточенные элементы вводились в конечно-элементную тетраэдральную сетку. Общее число тетраэдров составляло около 80 000.

На рис. 3 показана частотная зависимость коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) оптимизированной антенны для четырех значений параметра $s=12, 15, 19$ и 25, соответствующих значениям емкости $C_s = 2.15, 2.54, 3.05, 3.7$ пФ. В низкочастотном диапазоне значения резонансных частот, соответствующих минимуму КСВН, практически совпадают с требуемыми значениями (табл. 1). КСВН в низкочастотных и высокочастотном диапазонах не превосходит 3. Ширина рабочей полосы частот, определенная по уровню КСВН = 3, составляет 80...120 МГц, что соответствует ширине диапазонов B17–B20, но несколько меньше, чем ширина объединенного диапазона B5–B8.

На рис. 4 изображены зависимости радиационного КПД антенны для тех же значений емкости, рассчитанные по программе RFS. Радиаци-

¹ <http://www.psemi.com/products/product-catalogs>

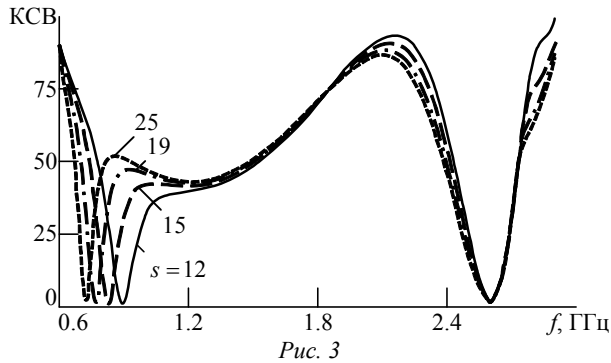


Рис. 3

онный КПД антенны в низкочастотных диапазонах составляет 11...22 %, а в высокочастотном диапазоне он достигает 65 %, что превышает требования технического задания.

Следует отметить, что при максимальной мощности передатчика около 100 мВт высокочастотное напряжение на элементе настройки по результатам моделирования составляет 6...10 В. Поэтому варакторы с малым напряжением пробоя не могут использоваться для перестройки частоты антенны.

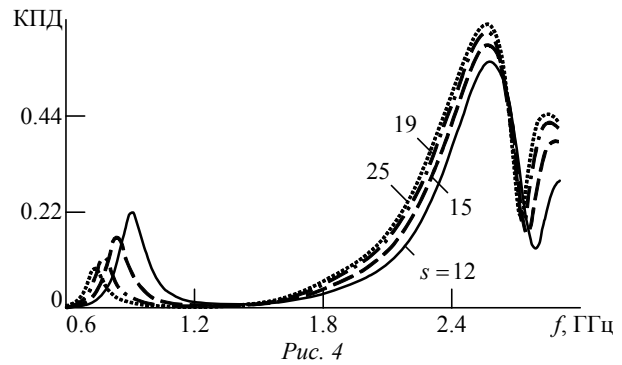


Рис. 4

Для расширения полосы частот необходимо уменьшать добротность антенны за счет дальнейшего увеличения радиационного КПД, а также подбора места подключения антенны к металлизации печатной платы. Работа по расширению рабочей полосы частот антенны в каждом из пяти диапазонов и увеличения радиационного КПД антенны в низкочастотных диапазонах в настоящее время продолжается.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Kivakas O., Ollikainen J., Vainikainen P. Frequency-tunable internal antenna for mobile phones // Proc. 12th Int. Symp. on antennas. 2002. № 2. P. 53–56.
2. Nguyen V.-A., Bhatti R.-A., Park S.-O. A simple PIFA-based tunable internal antenna for personal com-

munication handsets // IEEE ant. and wireless prop. letters. 2008. Vol. 7. P. 130–133.

3. Григорьев А. Д., Салимов Р. В., Тихонов Р. И. Моделирование антенн сотовых телефонов методом векторных конечных элементов // Радиоэлектроника. 2012. Т. 57, № 3. С. 261–270.

A. D. Grigoriev, B. O. Djalilov
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Electrically tunable antenna for mobile phones

First results of the development of a tunable antenna for cellular phones operating in the standard LTE are presented. The antenna consists of high- and low-frequency branches, the latter one is tuned by digital-controlled capacitor. Computer simulation of the antenna was conducted by using the RFS. Simulation results show that low-frequency antenna branch can be tuned without detuning high-frequency one. Radiation efficiency of the antenna in high-frequency band yields 60 % or more, while in low-frequency range efficiency drops to 20...30 %. The work on improving these results is now continuing.

Antenna, smartphone, variable condenser, computer simulation

Статья поступила в редакцию 10 июля 2015 г.



УДК 621.396.96

А. В. Бархатов, А. С. Козлов
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Быстрое вычисление частотно-временной функции в радиолокационной станции на графических процессорах¹

Описан алгоритм быстрого вычисления частотно-временной функции в радиолокационной станции (РЛС). Сделан акцент на особенностях программной реализации алгоритма. Описаны особенности параллельных вычислений функции на процессорах игровых видеокарт. Определено время, затрачиваемое на параллельные вычисления 16 частотно-временных функций в многоканальной РЛС.

Радиолокация, цифровая обработка, функция неопределенности, корреляционная функция, доплеровское смещение частоты, задержка, быстрое преобразование Фурье, графический процессор, параллельные вычисления

В подавляющем большинстве когерентных радиолокационных станций (РЛС) оптимальная обработка цифровых сигналов с неизвестными амплитудой, частотой, задержкой и начальной фазой предусматривает вычисление частотно-временной функции

$$|\Psi(l, d)| = \left| \sum_{n=0}^{N-1} s(n) s_{\text{ref}}^*(n-l) e^{-j2\pi dn/N} \right|, \quad (1)$$

где l – дискретизированная задержка (lag); d – дискретизированный частотный сдвиг; N – количество отсчетов принятого сигнала в обрабатываемом блоке; $n = \overline{0, N-1}$ – номер отсчета сигнала; $s(n)$ – принятый сигнал; $s_{\text{ref}}(n-l)$ – цифровой опорный (referenced) сигнал; "*" – символ комплексного сопряжения.

Дискретизированная задержка l представляет собой задержку сигнала τ , дискретизированную на интервал дискретизации (sampling) T_s : $l = \text{round}(\tau/T_s)$ ($\text{round}(\cdot)$ – операция взятия целой части аргумента). Дискретизированный частотный сдвиг аналогично связан с доплеровским смещением f_D и длительностью анализируемой выборки сигнала NT_s :

$$d = \text{round}(f_D NT_s) = \text{round}[(f_D/f_s)N],$$

где $f_s = 1/T_s$ – частота дискретизации.

Если $s(n)$ совпадает с опорным сигналом $s_{\text{ref}}(n-l)$, то (1) является оценкой функции неопределенности (ФН) сигнала $s_{\text{ref}}(n-l)$ на интервале задержек $0 \dots LT_s$ и частот $-Df_s/N \dots Df_s/N$. На практике в принятом сигнале обычно содержится множество копий $s_{\text{ref}}(n-l)$, сдвинутых по задержке и по частоте.

В зарубежной литературе функцию (1) называют "поверхностью амплитуда–дальность–Доплер" (amplitude–range–Doppler surface) или просто "поверхностью дальность–Доплер" из-за прямой связи задержки с дальностью и обусловленностью частотного сдвига эффектом Доплера. В отечественных источниках ее называют корреляционно-фильтровой функцией, взаимной функцией неопределенности, двумерной взаимно корреляционной функцией, функцией отклика и т. д. Далее будем называть (1) частотно-временной функцией (ЧВФ). На рис. 1 приведен пример ЧВФ, нормированной (normalized) на свое максимальное значение, выраженной в децибелах.

Алгоритм расчета частотно-временной функции. Различные способы расчета ЧВФ, учитыва-

¹ В публикации использованы результаты ОКР "Разработка пассивного когерентного локационного комплекса для охраны важных объектов", выполняемой СПбГЭТУ "ЛЭТИ" по договору с АО «НИИ "Вектор"» в рамках комплексного проекта по созданию высокотехнологичного производства при финансовой поддержке работ по проекту Министерством образования и науки Российской Федерации (постановление Правительства Российской Федерации от 9 апреля 2010 г. № 218).

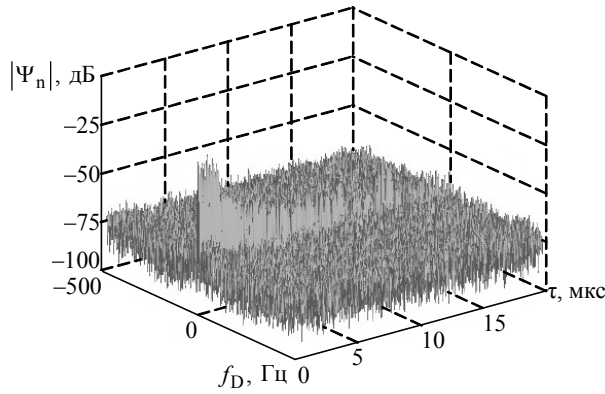


Рис. 1

ющие связь круговой свертки, линейной свертки, дискретного преобразования Фурье (ДПФ), а также свойства ДПФ и быстрого преобразования Фурье (БПФ), описаны в различных источниках. В настоящей статье сосредоточимся на деталях, важных при практической реализации вычисления ЧВФ. Обсуждаемый далее способ и вытекающий из него алгоритм при выполнении определенных условий, указанных ниже, обеспечивают наиболее быстрый расчет ЧВФ [1].

Пусть принятый сигнал s содержит N отсчетов, а опорный сигнал s_{ref} – $N + L$ отсчетов. На рис. 2, а блоки отсчетов условно показаны прямоугольниками.

Блок из N отсчетов сигнала s разбивается на M сегментов по N' отсчетов в каждом. Аналогично разбиваются N отсчетов сигнала s_{ref} и комплексной экспоненты. При этом можно записать:

$$|\Psi(l, d)| = \left| \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n'=0}^{N'-1} s(mN' + n') \times s_{\text{ref}}^*(mN' + n' - l) e^{-j2\pi d(mN' + n')/(MN')} \right|, \quad (2)$$

где $m = 0, \dots, M-1$ – номер сегмента; n' – номер отсчета внутри сегмента.

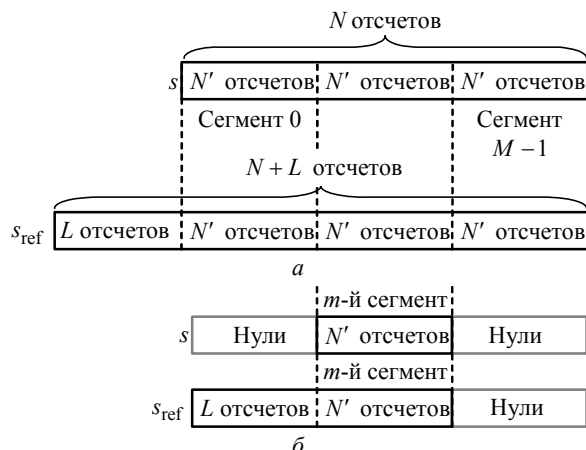


Рис. 2

С учетом того, что

$$\begin{aligned} e^{-j2\pi d(mN' + n')/(MN')} &= \\ &= e^{-j2\pi d m N'/(MN')} e^{-j2\pi d n'/(MN')} = \\ &= e^{-j2\pi d m/M} e^{-j2\pi d n'/(MN')}, \end{aligned}$$

получим

$$|\Psi(l, d)| = \left| \sum_{m=0}^{M-1} \left[e^{-j2\pi d m/M} \sum_{n'=0}^{N'-1} s(mN' + n') \times s_{\text{ref}}^*(mN' + n' - l) e^{-j2\pi d n'/(MN')} \right] \right|.$$

Рассмотрим случай $D \ll M$, что означает, что максимальное значение модуля частотного сдвига много меньше частоты повторения сегментов f_M :

$$\left(f_{D_{\text{max}}} = \frac{D}{N} f_s \right) \ll \left(f_M = \frac{f_s}{N'} = \frac{M}{N} f_s \right).$$

При этом максимальное значение модуля показателя экспоненты в (2)

$$[2\pi d n'/(MN')]_{\text{max}} = 2\pi D(N' - 1)/(MN') \approx 2\pi D/M \approx 0.$$

Тогда $e^{-j[2\pi d n'/(MN')]_{\text{max}}} \approx e^{-j0} = 1$. При меньших значениях d и n' это равенство тем более выполняется.

В этом случае ЧВФ

$$|\Psi(l, d)| = \left| \sum_{m=0}^{M-1} \left[e^{-j2\pi d m/M} \sum_{n'=0}^{N'-1} s(mN' + n') \times s_{\text{ref}}^*(mN' + n' - l) \right] \right|. \quad (3)$$

Обозначим

$$r_m(l) = \sum_{n'=0}^{N'-1} s(mN' + n') s_{\text{ref}}^*(mN' + n' - l) \quad (4)$$

– дискретную линейную свертку m -го сегмента s и m -го сегмента s_{ref}^* (рис. 2, б), вычисленную в ограниченном диапазоне сдвигов $0 \leq l \leq L$.

Спектр (результат ДПФ) круговой (циклической) свертки двух периодических последовательностей равен произведению спектров этих последовательностей [2]. Если выровнять длины периодов последовательностей, дополнив более короткий период нулями, то круговая свертка периодических последовательностей будет равна линейной свертке последовательностей конечной длины. Таким образом, линейную свертку двух конечных последовательностей можно вычислить с помощью ДПФ, предварительно дополнив хотя бы одну из последовательностей нулевыми отсчетами. В рассматриваемом случае одна конечная

последовательность образована отсчетами в m -м сегменте s , вторая – отсчетами в m -м сегменте s_{ref}^* . Сокращение вычислительных затрат достигается за счет вычисления ДПФ с помощью алгоритма БПФ. Другими словами, для быстрого вычисления (4) нужно хотя бы один из сегментов (или принятого, или опорного сигналов) дополнить нулевыми отсчетами, выполнить БПФ для каждого из сегментов, перемножить полученные спектры и выполнить обратное БПФ. При программной реализации массивы с отсчетами сигналов должны иметь одинаковую длину, поэтому нулевыми отсчетами дополняются оба сегмента. При этом, во-первых, сегмент принятого сигнала s сначала дополняется L нулевыми отсчетами слева (см. рис. 2, б), во-вторых, количество нулевых отсчетов, которыми дополняются оба сегмента справа, выбирается таким, чтобы длина дополненных массивов не только равнялась или превышала $L + N' + N' - 1$ (чтобы круговая свертка совпадала с линейной), но и была степенью двойки – при этом обеспечивается наилучшая вычислительная эффективность БПФ.

С учетом (4) перепишем (3):

$$|\Psi(l, d)| = \left| \sum_{m=0}^{M-1} r_m(l) e^{-j2\pi dm/M} \right|. \quad (5)$$

Для каждого значения задержки l (5) представляет собой ДПФ вектора

$$[r_0(l), r_1(l), \dots, r_{M-1}(l)]^T$$

("Т" – символ транспонирования), которое также можно рассчитать по алгоритму БПФ для сокращения вычислений. Таким образом, для каждого значения l сечение ЧВФ вычисляется с помощью БПФ. На рис. 3 проиллюстрировано, как совпадающие по задержке отсчеты $r_m(l)$ объединяются в вектор для последующего расчета l -го сечения ЧВФ.

Перед БПФ вектор $[r_0(l), r_1(l), \dots, r_{M-1}(l)]^T$ должен быть дополнен нулевыми отсчетами так,

$r_0(0)$	$r_0(1)$	...	$r_0(L)$
$r_1(0)$	$r_1(1)$	...	$r_1(L)$
...	...	...	...
$r_m(0)$	$r_m(1)$	...	$r_m(L)$
...	...	...	...
$r_{M-1}(0)$	$r_{M-1}(1)$	...	$r_{M-1}(L)$

Рис. 3

чтобы длина дополненного вектора, во-первых, была не меньше $2M - 1$ и, во-вторых, была степенью двойки. Для снижения уровня боковых лепестков ЧВФ перед дополнением нулевыми отсчетами вектор следует умножить на оконную функцию (например, Хемминга) длиной M .

На основании изложенного алгоритм вычисления ЧВФ включает следующие операции:

1. Получение векторов s длиной N и s_{ref} длиной $L + N$.
2. Комплексное сопряжение вектора s_{ref} .
3. Разделение вектора s длиной N на M векторов s_m длиной N' (см. рис. 2).
4. Разделение вектора s_{ref}^* на M векторов $s_{\text{ref } m}^*$ длиной $N' + L$ (см. рис. 2).
5. Определение числа точек БПФ $r_m(l)$ (4): $N_{\text{FFT}r} = 2^{\text{nextpow}2(2N'+L-1)}$ (FFT – Fast Fourier Transformation – быстрое преобразование Фурье; $\text{nextpow}2(n)$ – функция, возвращающая минимальное p , такое, что $2^p \geq n$).
6. Дополнение каждого вектора s_m L нулями слева и $N_{\text{FFT}r} - L - N'$ нулями справа.
7. Дополнение каждого вектора $s_{\text{ref } m}^*$ $N_{\text{FFT}r} - L - N'$ нулями справа.
8. БПФ для всех векторов s_m и $s_{\text{ref } m}^*$ (далее – БПФ-8).
9. Перемножение векторов-результатов БПФ-8 для совпадающих m .
10. Обратное БПФ (далее – БПФ-10) для всех M векторов-результатов перемножения из п. 9.
11. Отбрасывание в каждом векторе-результате БПФ-10 последних $N_{\text{FFT}r} - (L + 1)$ отсчетов.
12. Формирование матрицы R_{ml} с размерами $M \times (L + 1)$ из векторов-результатов БПФ-10.
13. Умножение каждого столбца матрицы R_{ml} на оконную функцию длиной M .
14. Определение количества точек БПФ $\Psi(l, d)$ (5): $N_{\text{FFT}\Psi} = 2^{\text{nextpow}2(2M)}$.
15. Дополнение всех столбцов матрицы R_{ml} $N_{\text{FFT}\Psi} - M$ нулями.
16. БПФ (далее – БПФ-16) для каждого столбца матрицы R_{ml} с размерами $N_{\text{FFT}\Psi} \times (L + 1)$.
17. Формирование новой матрицы с размерами $(2D + 1) \times (L + 1)$.

18. Копирование в первые D столбцов сформированной матрицы из п. 17 последних D столбцов матрицы-результата из п. 16, а в последние $D + 1$ столбцов указанной матрицы – первых $D + 1$ столбцов матрицы-результата из п. 16.

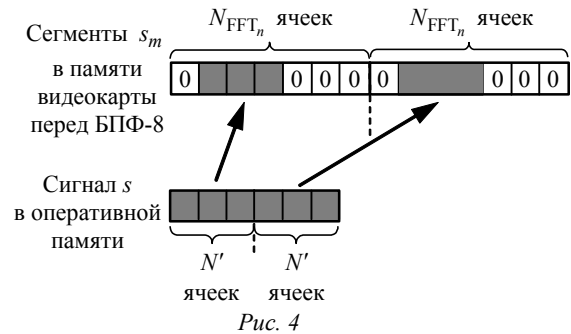
Вычисление частотно-временной функции.

Относительно недавно у разработчиков появилась возможность выбора способа реализации цифровой обработки радиолокационных сигналов и, в частности, вычисления ЧВФ: конструировать и программировать специализированный вычислитель (на сигнальных процессорах и программируемых логических схемах) или использовать аппаратные средства персональных компьютеров (центральные процессоры, математические сопроцессоры, графические процессоры). Преимущества и недостатки разных подходов рассмотрены в [3]. В настоящей статье описано вычисление ЧВФ на графических процессорах (далее – видеокартах), а именно на широко распространенных игровых видеокартах.

Видеокарты привлекательны тем, что их архитектура позволяет организовать параллельные вычисления за счет многопроцессорности. Например, используемая в описанной далее реализации относительно недорогая видеокарта ASUS Radeon R9 290 содержит 2560 универсальных вычислительных процессоров. Кроме того, при параллельных вычислениях для увеличения суммарного объема памяти или для повышения производительности можно использовать не одну, а две и более видеокарт.

Первым этапом вычисления ЧВФ на видеокарте является подготовка данных для параллельных вычислений БПФ-8. Подготовка заключается в копировании отсчетов принятого и опорного сигналов в память видеокарты, разделении их на сегменты и дополнении нулями. Для минимизации количества операций по работе с памятью видеокарты (поскольку они являются самыми медленными) следует не копировать отсчеты в память и затем перемещать их там, дополняя нулями (при этом на каждый элемент обрабатываемого массива придется как минимум две операции копирования), а предварительно заполнить память нулями и, используя простой алгоритм, скопировать каждый элемент всего один раз. На рис. 4 это упрощенно проиллюстрировано для сигнала s (здесь подразумевается, что данные в память видеокарты копируются из оперативной памяти компьютера).

Несмотря на то, что при таком варианте приходится копировать каждый сегмент по отдельности (в отличие от копирования целиком всего блока от-



счетов сигнала), временные потери оказываются невелики, так как передача данных осуществляется по технологии прямого доступа к памяти.

В рассмотренной реализации компьютерная программа вычисления ЧВФ создана с помощью OpenCL (фреймворк для написания компьютерных программ, связанных с параллельными вычислениями, содержащий свой язык программирования и интерфейс программирования приложений). БПФ (шаги 8 и 16 алгоритма вычисления ЧВФ), а также обратное БПФ (шаг 10 алгоритма) осуществлялись с помощью библиотеки c1FFT OpenCL (при этом настройка БПФ сводилась к указанию количества точек, типа данных, буферов для хранения входных и выходных данных). Требовалось обеспечить параллельное вычисление ЧВФ для 16 приемных каналов. Количество необходимой для обработки 16 каналов памяти превышало объем памяти одной видеокарты, поэтому параллельные вычисления выполнялись на двух видеокартах. При этом пришлось создать 2 контекста (рабочих пространства) для библиотеки c1FFT, каждый из которых содержал по одной видеокарте. На скорости вычислений использование двух контекстов вместо одного не сказывалось.

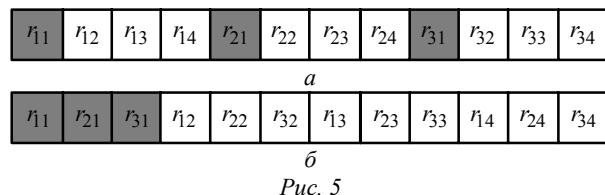
Перемножение спектров (шаг 9 алгоритма) выполнялось ядром OpenCL. OpenCL не содержит операций для работы с комплексными числами, поэтому они были реализованы с помощью специально написанных inline-функций. Для представления комплексного числа в OpenCL использован тип данных float2, содержащий два числа с плавающей точкой.

После выполнения обратного БПФ-10 выходной буфер данных (здесь и далее – для каждого приемного канала) содержал M векторов по N_{FFT} комплексных отсчетов в каждом. В процессе реализации шагов 11–15 алгоритма эти векторы преобразовывались в матрицу R_{ml} с размерами $N_{FFT} \Psi \times (L + 1)$.

Отсчеты матрицы содержались во входном буфере перед выполнением БПФ-16. В рассмотренной реализации оба буфера (выходной буфер после

обратного БПФ-10 и входной буфер перед БПФ-16) не могли быть размещены в памяти видеокарты одновременно. В связи с этим создавался промежуточный буфер меньшего размера, в который копировались $L+1$ отсчетов каждого из M векторов, после чего выходной буфер обратного БПФ-10 уничтожался. Затем создавался и заполнялся нулями буфер для матрицы R_{ml} , после чего отсчеты из промежуточного буфера копировались в новый буфер по аналогии с тем, как это делалось при загрузке данных в память видеокарты перед выполнением БПФ-8 (см. рис. 4).

Матрицу R_{ml} следует ориентировать в памяти видеокарты так, как показано на иллюстративном примере (рис. 5) для матрицы размером 3×4 , чтобы друг за другом располагались отсчеты одной строки (рис. 5, а), а не столбца (рис. 5, б), несмотря на то, что БПФ выполняется для столбцов матрицы. Заливкой на рис. 5 выделены ячейки с элементами первой строки. Для операции выполнения БПФ расположение элементов в памяти не играет роли, но при последующем извлечении данных (в том числе из памяти видеокарты) для выполнения шагов 17, 18 алгоритма это важно, и размещение по строкам заметно экономит время.



Время вычисления частотно-временной функции. Описанным способом выполнялось параллельное вычисление 16 ЧВФ. Блок комплексных отсчетов для каждого из 16 принятых сигналов s имел длину $N = 2\,308\,198$ отсчетов. Опорный сигнал s_{ref} содержал $N + L = 2\,308\,198 + 4\,572 = 2\,312\,770$ отсчетов. Каждый сигнал разделялся на $M = 1262$ сегментов по $N' = 1829$ комплексных отсчетов в каждом (перекрывающиеся сегменты опорного сигнала содержали по $N' + L = 1829 + 4572 = 6401$ отсчету). Количество точек БПФ-8 $N_{\text{FFT},r} = 16\,384$. На шаге 8 алгорит-

ма для всех сигналов (16 принятых и одного опорного) суммарно выполнялось 21 454 БПФ на 16 384 точках. На шаге 10 алгоритма для всех сигналов выполнялось 20 192 обратных БПФ на 16 384 точках. Количество точек БПФ-16 $N_{\text{FFT},\Psi} = 4096$ (матрица R_{ml} на этом шаге алгоритма имела размеры 4096×4573). На шаге 16 алгоритма для всех приемных каналов суммарно выполнялось 73 168 БПФ на 4 096 точках. Размеры выходной матрицы, представляющей ЧВФ, 1537×4573 . Расчет 16 ЧВФ на двух видеокартах ASUS Radeon R9 290 с учетом загрузки данных в память видеокарт и извлечения результатов в оперативную память компьютера занял 660 мс.

Полученный результат – время, затрачиваемое на расчет ЧВФ, позволяет, на взгляд авторов, рассматривать описанный вариант аппаратно-программной реализации цифровой обработки как приемлемый для использования в реальной практике. В частности, при интервале дискретизации порядка 100 нс блок отсчетов сигнала длиной, аналогичной приведенной ранее (несколько миллионов отсчетов), соответствует времени накопления несколько сот миллисекунд, соизмеримому со временем обработки на видеокартах. Можно сформулировать по-другому. В рассмотренном примере две видеокарты обработали около 40 млн отсчетов за 660 мс. Поскольку каждый отсчет является 64-разрядным, обрабатываемый поток составил 3.8 Гбит/с, что также является неплохим показателем. Рассмотренный вариант реализации вычисления ЧВФ позволяет увеличивать количество обрабатываемых приемных каналов без повышения времени вычислений за счет добавления видеокарт. С точки зрения стоимости рассмотренный вариант также привлекателен, так как обычно специализированный вычислитель стоит существенно дороже видеокарт. Программный код, написанный в OpenCL, не привязан к конкретной аппаратуре, что позволяет использовать видеокарты различных производителей. Во многих случаях гражданского применения, когда использование на РЛС компьютеров допускается техническими требованиями, применение видеокарт для цифровой обработки сигналов является реальной альтернативой.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Bistatic radar: emerging technology / ed. by M. Cherniakov. Chichester: John Wiley & Sons, 2008. 406 p.
2. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие. 3-е изд. СПб.: БХВ-Петербург, 2011. 768 с.

3. Altera. May 2013. Radar Processing: FPGA or GPUs? WP-01197-2.0 White paper. URL: <http://www.altera.com/literature/wp/wp-01197-radar-fpga-or-gpu.pdf> (дата обращения: 03.09.2015).

A. V. Barkhatov, A. S. Kozlov
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Radar amplitude-range-doppler surface fast calculation on graphics processing units

The paper describes the algorithm of fast calculation of the amplitude-range-Doppler surface. The features of the software implementation of the algorithm are drawn. The nuances of parallel computing of the surface on graphics processing units of the gaming graphics card are shown. The result, the sixteen surfaces parallel computing time for multi-channel radar, is presented.

Radar, digital processing, ambiguity function, cross-correlation, Doppler shift, delay, fast Fourier transformation, graphics processing units, parallel computing

Статья поступила в редакцию 7 сентября 2015 г.

УДК 621.396.9

С. В. Штанько, Д. А. Лесняк
Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского

Алгоритмы защищенного информационного обмена в радиоканалах космической навигационной системы

Для повышения защищенности информационного обмена по радиоканалам космической навигационной системы с целью предотвращения несанкционированного использования системы предложено использовать криптографические методы защиты сигнала высокой точности. Эту задачу позволяет решить криптографическая система, реализующая защищенные протоколы аутентификации, передачи ключей и информационного обмена.

Космическая навигационная система, межспутниковые каналы, алгоритм Диффи-Хеллмана, криптографическая защита

В настоящее время околоземное космическое пространство является сферой ведения военно-космической деятельности и применения космических средств различного назначения, а также рассматривается как стратегическая космическая зона.

На современном этапе развития радиотехнических систем особое место занимают космические навигационные системы (КНС).

Пространственная электромагнитная доступность, являющаяся свойством любых радиоканалов, создает условия для реализации угроз несанкционированного доступа к радиоканалам космического аппарата (КА). Нормальное функционирование КНС может быть нарушено в результате различных деструктивных воздействий.

Применение существующих протоколов защиты информации в радиоканалах навигационной системы ограничено особенностями ее функционирования, связанными в первую очередь с тем, что в ней существуют только однонаправленные каналы передачи информации "навигационный космический аппарат (НКА) – наземная

аппаратура потребителя (НАП)", что накладывает существенные ограничения на процедуры аутентификации и обмена ключевой информацией.

Одним из способов смены ключей является генерация новых ключей на основе совершения циклической операции со старым ключом (например, шифрование на старом ключе очередного числа, поступающего от датчика псевдослучайных чисел одинаковой для всех абонентов структуры) [1]. В этом случае, если наземный абонент не может расшифровать полученную информацию, он генерирует новый ключ и пытается расшифровать информацию с его помощью. Это позволяет абоненту восстановить текущий ключ системы независимо от того, сколько циклов смены ключа он пропустил [2]. Недостатком рассмотренного способа является возможность вскрытия структуры датчика псевдослучайных чисел, если вероятный нарушитель сможет получить в свое распоряжение экземпляр НАП. В дальнейшем, вскрыв один ключ, он также может получать последующие ключи с использованием датчика псевдослучайных чисел.

При использовании описанной схемы секретность зависит не только от сохраняемой в секрете структуры датчика псевдослучайной последовательности (ПСП), но и от ключевой информации. Кроме того, такой датчик также может быть построен на основе использования криптографических функций (например, с использованием математического аппарата эллиптических кривых) [3]. Это позволит периодически (либо по команде) менять ключ, определяющий начальное состояние генератора ПСП. При этом ключ генератора ПСП необходимо менять реже, чем ключи шифрования. Этот ключ можно доставлять абонентам (НКА и НАП) одним из описанных способов.

Значительно облегчает задачу распространения ключей наличие в навигационной системе межспутниковых каналов. В случае их отсутствия передачу новых ключей на НКА необходимо выполнять индивидуально для каждого НКА в ходе сеанса управления (СУ). Если же есть возможность передачи информации по межспутниковым каналам, то в предельном случае ключи можно передать только на один НКА, остальные НКА получают ключи по межспутниковым каналам. Компьютерное моделирование показало, что в случае использования межспутниковых каналов среднее время доведения информации (в том числе ключевой) до каждого НКА (для примера был использован состав группировки из 24 КА) ограничивается только скоростью передачи информации и составляет десятки секунд–единицы минут. В случае отсутствия межспутниковых каналов и доведения информации до каждого НКА в ходе СУ среднее время доведения определяется средним временем ожидания СУ и составляет от нескольких часов до полусуток.

Использование асимметричных алгоритмов и наличие у каждого КА своей пары ключей (открытого k_0 и закрытого k_3), помимо возможности осуществления аутентификации навигационной информации, предоставляет еще одну дополнительную возможность реализации закрытого режима работы при передаче навигационной информации. В этом случае для приема навигационной информации с каждого КА можно будет формировать свой уникальный ключ на основе использования алгоритма Диффи–Хеллмана [4]. Использование при формировании ключа временной метки t позволит сделать этот ключ уникальным для каждой передачи информационного массива.

С целью повышения надежности системы криптографической защиты можно предложить

следующую схему осуществления закрытой передачи навигационной информации. Пара ключей шифрования асимметричной криптосистемы k_0 и k_3 используется как мастер-ключи, или ключи первого уровня, для выработки сеансовых ключей, или ключей второго уровня. Передача навигационной информации осуществляется следующим образом:

1. Абонент A формирует информационный массив (суперкадр) m для передачи абоненту B .

2. Абонент A генерирует случайное число (или набор чисел) R .

3. С помощью числа R и закрытого ключа k_3 формируется пара "закрытый сеансовый ключ $k_{3,c}$ ", а из него открытый сеансовый ключ $k_{0,c}$.

4. Информационный массив m шифруется на ключе $k_{0,c}$: $c = m \otimes k_{0,c}$ ($\otimes$ – операция шифрования сообщения m на ключе k).

5. Случайное число (набор чисел) R и полученная криптограмма $c' = R || c$ передаются абоненту B ($||$ – операция присоединения блока c к блоку R).

6. Абонент B принимает криптограмму c' .

7. Абонент B выделяет из полученной криптограммы число R .

8. Абонент B с помощью числа R и закрытого ключа k_3 формирует закрытый сеансовый ключ $k_{3,c}$.

9. Абонент B расшифровывает криптограмму c' , получая на сеансовом закрытом ключе $k_{3,c}$ информационный массив $m' = c' \otimes k_{3,c}$, который считает совпадающим с исходным массивом m .

Аналогичным образом описанный алгоритм можно использовать и для реализации симметричной схемы. В этом случае у каждого абонента имеется общий секретный мастер-ключ k , а с помощью случайного числа R формируются сеансовые секретные ключи k_c .

Общая архитектура системы криптографической защиты каналов КНС с использованием комбинированных алгоритмов может выглядеть следующим образом.

Симметричная часть. Шифрование передаваемой информации осуществляется симметричным алгоритмом методом гаммирования [5]. Гамма шифра при этом может вырабатываться на основе алгоритма, предусмотренного ГОСТ 28147–89 [6], либо на основе алгоритмов на эллиптических кривых (ЭК) [3]. Может быть разработан новый или

использован существующий потоковый шифр, обладающий высокими криптографическими, статистическими и скоростными свойствами, в случае если он будет сертифицирован для использования.

Асимметричная часть. Используется для генерации сеансовых ключей и осуществления аутентификации в случае необходимости (аутентификация НКА абонентами в НАП, аутентификация НКА друг другом в случае реализации межспутниковых каналов) [7]. Основой асимметричной части целесообразно выбрать математический аппарат ЭК.

Архитектура системы смены ключей. Сеансовые ключи симметричной системы для шифрования и асимметричной для аутентификации (в случае необходимости) генерируются на основе алгоритма Диффи–Хеллмана с использованием долговременных ключей асимметричной системы и случайного числа либо меток времени (или того и другого), для того чтобы сеансовые ключи отличались друг от друга. При этом, если генерируются ключи для осуществления передачи данных по межспутниковым каналам, можно использовать полноценный асимметричный алгоритм на основе алгоритма Диффи–Хеллмана. При передаче кадра навигационной информации наземному абоненту алгоритм Диффи–Хеллмана является упрощенным в том смысле, что у всех наземных абонентов долговременные ключи одинаковы и алгоритм не зависит от того, какому абоненту передается информация и не требует передачи информации от наземного абонента.

Пример использования алгоритма. Рассмотрим использование алгоритма передачи информации по каналу НКА–НАП с осуществлением криптографической защиты.

Рассмотрение базируется на следующих параметрах:

$E_d(\cdot)$ – шифрующее преобразование симметричного алгоритма;

$D_d(\cdot)$ – расшифровывающее преобразование симметричного алгоритма;

GP_p – конечное поле простой характеристики p ;

$E_p(a, b)$ – эллиптическая кривая над полем GP_p в форме Вейрштрасса (кривая может быть задана на простом поле GP_p или расширенным полем GP_{q^n} в аффинных либо в проективных координатах);

G – базовая точка – генератор подгруппы;

q – порядок циклической подгруппы;

h – односторонняя хеш-функция, принимающая значения во множестве двоичных векторов длины 256, определенная ГОСТ Р 34.10-2012 [8];

i – номер НКА;

$k_{o_{KAI}}$ – открытый долговременный ключ НКА (точка ЭК);

$k_{3_{KAI}} = k_{o_{KAI}} \times G$ – закрытый долговременный ключ НКА (число) (" $\times$ " – символ умножения точки на число);

$k_{3_{NAIP}}$ – закрытый долговременный ключ наземных абонентов (число);

$k_{o_{NAIP}} = k_{3_{NAIP}} \times G$ – открытый долговременный ключ наземных абонентов (точка ЭК);

d – секретный сеансовый ключ шифрования данных (число);

r – случайное число.

Алгоритм передачи информации по каналу НКА–НАП с осуществлением криптографической защиты:

1. НКА формирует сеансовый массив m .

2. НКА генерирует случайное число r .

3. НКА вычисляет сеансовый ключ

$$d = h(k_{3_{KAI}} \times r \times k_{o_{NAIP}}) = h(k_{3_{KAI}} \times r \times k_{3_{NAIP}} G).$$

4. НКА шифрует кадр m на ключе d : $c = E_d(m)$;

5. НКА передает комбинацию $i\|c\|r$;

6. НАП, получив комбинацию $i\|c\|r$, в матрице доступности находит открытый ключ i -го НКА $k_{o_{KAI}}$.

7. НАП вычисляет сеансовый ключ

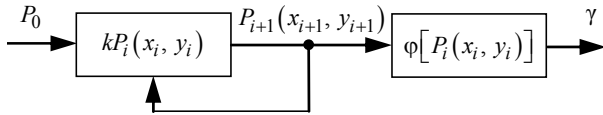
$$d = h(k_{3_{NAIP}} \times r \times k_{o_{KAI}}) = h(k_{3_{NAIP}} \times r \times k_{o_{KAI}} G).$$

8. НАП расшифровывает полученный кадр $m = D_d(c)$.

В качестве r может быть использовано как собственно случайное число, так и временная метка τ , а также их совокупность $R = r\tau$.

Сеансовый ключ также может быть относительно коротким (100...150 бит), так как актуальность навигационной информации сохраняется достаточно короткое время (порядка секунды). Точная длина ключей может быть определена в зависимости от используемых алгоритмов и требований по стойкости, заданных вероятностью раскрытия за определенный период.

Долговременные ключи меняются периодически на основе проведения циклической операции



со старыми ключами. Смена может производиться как на заранее заданной временной сетке, так и по команде центра. Используем в качестве аппарата, осуществляющего циклическую операцию, генератор на ЭК. Примером может служить генератор, основанный на умножении точки на число в группе точек эллиптической кривой, заданной в аффинных координатах, следующего вида:

$$P_{i+1}(x_{i+1}, y_{i+1}) = kP_i(x_i, y_i); \gamma = \varphi(P_{i+1}).$$

Текущим состоянием генератора является точка ЭК P_i . Следующее состояние P_{i+1} получается умножением некоторой константы k на текущее состояние. Схема построения генераторов на эллиптических кривых представлена на рисунке.

Функция $\varphi(P_{i+1}) = h(x_{i+1} \| y_{i+1})$ определяет выход генератора.

Число k может быть как неизменяемой константой, так и псевдослучайным числом, поступающим с другого датчика, либо случайным числом, передаваемым центром. В последнем случае должны быть задействованы каналы доведения информации до НАП, не связанные с КНС.

Примерный алгоритм смены долговременных ключей всеми абонентами (НКА и НАП) предлагается реализовать следующим образом.

1. По привязке ко времени или по команде центра абонент вычисляет очередную точку: $P_{i+1}(x_{i+1}, y_{i+1}) = k \times P_i(x_i, y_i)$. Если вычисление осуществляется по команде центра, то в качестве k используется случайное число, передаваемое вместе с командой.

2. Абонент запоминает новую точку P_{i+1} для последующей генерации.

3. Абонент вычисляет

$$k_{3, i+1} = k_{3, i}^{\varphi(P_{i+1})} \pmod{p} = h(x_{i+1} \| y_{i+1}).$$

4. Абонент вычисляет $k_{0, i+1} = k_{3, i+1} \times G$.

Генераторы после однократной установки в одно и то же начальное состояние будут воспроизводить одинаковое значение $\varphi(P_{i+1})$. Это позволит НКА вычислить текущие ключи НАП на основании предыдущих, а абонентам НАП вычислить ключи всех НКА. После вычисления все значения закры-

тых ключей других абонентов сразу же уничтожаются, остаются только значения открытых ключей.

Если НАП не будет функционировать в момент смены долговременных ключей, для получения новых ключей в следующий момент необходимо выполнить циклическую операцию. Если же было пропущено несколько смен ключей, циклическую операцию необходимо повторять несколько раз до тех пор, пока НАП не сможет расшифровывать навигационную информацию. Такую процедуру можно выполнять только в том случае, если k постоянно. Если же операция умножения выполняется на основе случайного числа, то для восстановления текущего ключа абоненту требуются случайные числа всех циклов.

Генераторы всех абонентов синхронизируются (выставляются в начальное состояние) посредством мастер-ключа. В качестве такого ключа может выступать генератор подгруппы G в группе точек ЭК. Чтобы синхронно изменить начальное состояние генераторов гаммы, необходимо всем абонентам передать новое значение G . Эту операцию можно производить достаточно редко, например только в случае необходимости, по команде центра, в угрожаемый период. При этом на НКА новое значение передается в ходе СУ, а наземным абонентам либо в зашифрованном виде с НКА, либо, что надежнее, но сложнее, по другим каналам передачи информации.

Генераторы НКА могут работать и асинхронно с НАП. В этом случае каждый НКА генерирует свою пару долговременных ключей и передает открытый ключ в открытом виде в каждом кадре. Таким образом, любой абонент НАП может сгенерировать сеансовый ключ на основе своих закрытого и открытого ключей НКА. НКА же будет получать единый долговременный открытый ключ НАП в ходе СУ с использованием межспутниковых каналов. Генераторы НАП должны работать синхронно в любом случае, так как ключи для всех абонентов НАП являются едиными. Синхронно с ними должен работать и генератор в центре, для того чтобы иметь возможность доводить ключи НАП до НКА в ходе СУ.

Представленный в работе алгоритм позволяет использовать для защиты навигационной информации симметричные и асимметричные криптосистемы. Предпочтительным является использование комбинированных криптосистем, использующих преимущество первых по скорости и вторых по широким возможностям построения схем аутентификации и доставки ключей. Окончательный вариант архитектуры зависит от тре-

бований, предъявляемых к криптографической системе защиты навигационной информации, наличия межспутниковых каналов, способов доставки ключей до НАП и т. д.

В качестве алгоритмов асимметричной части комбинированной схемы рекомендуется использо-

вать математический аппарат эллиптических кривых, обладающий наилучшими криптографическими и скоростными характеристиками по сравнению с другими типами асимметричных алгоритмов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шнайер Б. Прикладная криптография. Протоколы, алгоритмы, исходные тексты на языке Си / пер. с англ. М.: Триумф, 2012. 816 с.
2. Столингс В. Криптография и защита сетей: принципы и практика / пер. с англ. 2-е изд. М.: Вильямс, 2001. 672 с.
3. Ростовцев А. Г., Маховенко Е. Б. Введение в криптографию с открытым ключом. СПб.: Мир и семья, 2001. 336 с.
4. Diffie W., Hellman M. E. New Directions in Cryptography // IEEE Trans. on inf. theory. 1976. Vol. IT-22, iss. 11. P. 644–654.

5. Ростовцев А. Г., Маховенко Е. Б. Теоретическая криптография. СПб.: Профессионал, 2004. 479 с.
6. ГОСТ 28147–89. Системы обработки информации. Защита криптографическая. М.: Изд-во стандартов, 1996. 28 с.
7. Штанько С. В., Жукова Н. А. Схемы аутентификации данных и пользователей в распределенных информационных системах // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2012. № 8. С. 46–51.
8. ГОСТ Р 34.10–2012. Информационная технология. Криптографическая защита информации. Процессы формирования и проверки электронной цифровой подписи. М.: Изд-во стандартов, 2012. 24 с.

S. V. Shtanko, D. A. Lesnyk
Mozhaisky Military Space Academy

Algorithms of the protected information exchange in radio channels of a space navigation system

To improve the security of information exchange throw navigation space system radio channels to prevent unauthorized use of the system is proposed to use high accuracy cryptographic methods to protect signal. This task allows to solve a cryptographic system that implements secure authentication protocols, key collection and information exchange.

Space navigation system, inter-satellite channels, Diffi–Hellman's algorithm, cryptographic protection

Статья поступила в редакцию 29 сентября 2015 г.

УДК 621.391

А. И. Соколов, Ю. С. Юрченко
*Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)*

Использование пространственной информации в комплексных инерциально-спутниковых навигационных системах летательных аппаратов

Рассмотрены алгоритмы работы тесно связанной схемы комплексирования инерциальной системы навигации и спутниковой радионавигационной системы с последовательной обработкой наблюдений псевдодальностей и псевдоскоростей. Предложено учитывать информацию инерциальной системы навигации о положении источника сигнала относительно диаграммы направленности антенны и оказывать поиск при кратковременном отключении радиосигнала из-за маневра летательного аппарата.

Инерциальные навигационные системы, спутниковые радионавигационные системы, информация о пространственной ориентации летательного аппарата, комплексирование

Перспективным направлением комплексирования навигационных систем является объединение инерциального способа навигации (ИСН) и радиотехнических способов навигации (РСН). Методам комплексирования и оценке их эффективности посвящен ряд работ [1]–[3]. Однако в известных работах при комплексировании учитываются только статистические характеристики ошибок этих способов навигации и неявно предполагается существование идеальных всенаправленных антенн в радиотехнических системах. В то же время реальные антенные системы можно считать ненаправленными лишь в некотором секторе углов. Например, антенны спутниковой радионавигационной системы (СРНС) обслуживают лишь верхнюю полусферу, и при больших углах крена летательных аппаратов сигналы ряда спутников существенно ослабляются или не принимаются. Не обладают идеальными всенаправленными свойствами также авиационные антенны дальномерной радионавигационной системы DME.

При исчезновении сигнала приемник радионавигационной системы переходит из режима измерения в режим поиска сигнала до тех пор, пока не обнаружит новый сигнал. При кратковременном исчезновении сигнала режим поиска является не только бесполезным, но и опасным из-за высокой вероятности захвата ложных сигналов. Кроме того, после появления сигнала система поиска окажется в случайном состоянии, в то время как поиск желательно начинать с того состояния, в котором произошла потеря сигнала. Особенно существенно предотвратить переход в поиск в системах с высокой помехоустойчивостью. Использование глубокой (тесной) интеграции позволяет повысить помехоустойчивость СРНС на 15 дБ [1]. Однако при таком росте помехоустойчивости существенно увеличивается время поиска сигнала, что иллюстрируется табл. 1, где приведено время накопления сигнала для различных отношений "сигнал/помеха" при вероятности правильного обнаружения 0.99, вероятности ложной тревоги 10^{-3} и потерях из-за неоптимальной обработки 2.5 дБ [5].

Из таблицы следует, что при снижении отношения "сигнал/помеха" менее 35 дБ·Гц время накопления превышает период модуляции информационного сообщения 20 мс. Поэтому аппаратура массового применения, использующая

сигнал широкого доступа, ограничивается уровнем помехоустойчивости около 35 дБ·Гц. Однако новые спутниковые сигналы без информационной модуляции позволяют получить и большие уровни помехоустойчивости при увеличении времени на поиск и обнаружение сигналов. Вместе с тем рост времени накопления существенно увеличивает время поиска. Например, для просмотра 1000 элементов задержки с помощью 100-канального коррелятора при отношении "сигнал/помеха" 20 дБ·Гц потребуется 3.16 с. Рост времени накопления затрудняет также поиск по частоте, так как шаг такого поиска обратно пропорционален времени накопления [6].

Чтобы остановить поиск при кратковременном отключении сигнала требуется информация о положении источника сигнала относительно диаграммы направленности антенны. При наличии инерциальной навигационной системы (ИНС) такая информация существует, но обычно не используется [2]. Особенно целесообразно использовать пространственную информацию при тесной интеграции инерциальной и спутниковой навигационных систем [3]. В современных бесплатформенных инерциальных системах (БИНС) вычисляется матрица или кватернион преобразования из связанной системы координат (ССК) объекта в навигационную систему координат (НСК), используемую для вычисления координат и скорости объекта. Это преобразование необходимо, поскольку в БИНС инерциальные датчики жестко связаны с корпусом объекта и выполняют измерения векторов угловой скорости ω^b и ускорения a^b в ССК, а вычисление координат и вектора скорости выполняется в НСК. Например, в летательных аппаратах ССК содержит оси углов крена, тангажа и рыскания, а НСК имеет начало координат в точке расположения объекта, две оси, расположенные в горизонтальной плоскости, направленные на север (N) и восток (E), а также вертикальную ось, направленную вниз (D) [4]. В примере построения

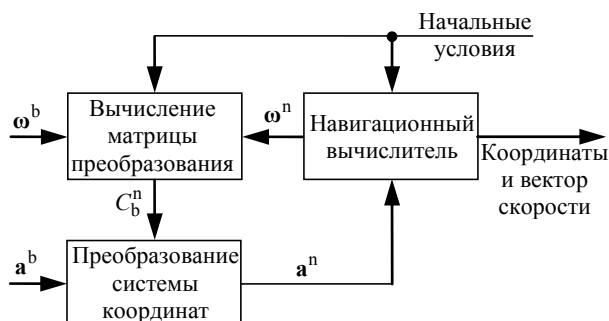


Рис. 1

Таблица 1

Отношение "сигнал/помеха", дБ·Гц	35	30	25	20
Время накопления, мс	10	31.6	100	316

ния БИНС (рис. 1) вектор измеренной угловой скорости ω^b используется для вычисления ортогональной матрицы преобразования координат C_b^n , используемой при переходе от ССК к НСК. При этом вычислении также учитывается вектор вращения НСК ω^n , формируемый в навигационном вычислителе. Матрица C_b^n используется далее для преобразования вектора ускорения a^b , измеренного в ССК, в вектор a^n в НСК.

Антенная система спутниковой радионавигационной аппаратуры обычно жестко закреплена на корпусе объекта, и положение источника сигнала относительно диаграммы направленности определяется в ССК. С другой стороны определение азимута и угла места принимаемых навигационных спутников (НС) в приемной аппаратуре выполняется в НСК. Таким образом, для определения положения НС относительно диаграммы направленности антенны (ДНА) необходимо выполнить преобразование НСК в ССК, обратное преобразованию C_b^n .

Благодаря ортогональности матрицы C_b^n обратное преобразование находится транспонированием:

$$C_n^b = [C_b^n]^T \quad [4] \text{ ("T" – символ транспонирования)}.$$

Вычисление положения НС относительно ДНА в ССК производится в следующем порядке. Сначала формируются векторы положения НС в НСК с использованием углов места и азимута НС, вычисленных в спутниковом приемнике в НСК. Угол места спутника γ отсчитывается относительно горизонта, а угол азимута α – относительно направления на север. Спутники с малым углом места (например, менее 5°) маскируются. Направление на i -й спутник в НСК при этом характеризуется вектором

$$N_i^n = [\cos \gamma \cos \alpha \quad \cos \gamma \sin \alpha \quad -\sin \gamma].$$

Затем формируются векторы направлений НС в ССК с помощью матрицы $[C_b^n]^T$:

$$N_i^b = [C_b^n]^T N_i^n.$$

Если ДНА задана в координатах "азимут–угол места", необходимо вычислить эти углы в ССК. Например, если вектор направления имеет вид $N_i^b = [n_{1i} \quad n_{2i} \quad n_{3i}]^T$, то угол места i -го НС определяется как $-\arcsin n_{3i}$, а азимут – как $\arctg(n_{2i}/n_{1i})$. Далее коэффициент усиления антенны в направлении на i -й НС K_i^a сравнивается с порогом, и в принимаемом рабочем созвездии для измерений используются сигналы спутников, для которых коэффициент усиления антенны превышает порог. Для спутников, оказавшихся ниже порога, поиск сигналов не включается и выполняется экстраполяция навигационных параметров. При превышении порога выполняется контрольное обнаружение и восстановление измерений или поиск при существенных ошибках экстраполяции.

Рассмотренный алгоритм можно реализовать при использовании тесно связанной схемы комплексирования ИСН и СРНС [1]. Структура формирования сигналов и ошибок (рис. 2) содержит векторы измерений БИНС Z_1 , СРНС Z_2 , векторы ошибок БИНС V_1 и СРНС V_2 , вектор ошибок инерциальных датчиков U , вектор координат X и сдвиг шкалы времени потребителя СРНС τ . Задача фильтрации заключается в оценке вектора ошибок ИНС $\hat{V}_1$ с целью последующей компенсации ошибок этой системы.

Так как определение положения спутников и измерение псевдодальностей и псевдоскоростей в приемном устройстве потребителя СРНС производятся в прямоугольной геоцентрической вращающейся вместе с Землей системе координат $OXYZ$, вектор Z_1 и вектор ошибок V_1 также преобразуются в эту систему координат.

Вектор координат

$$X = [x \quad y \quad z \quad v_x \quad v_y \quad v_z \quad \alpha \quad \beta \quad \gamma]^T$$

содержит истинные значения составляющих положения x, y, z , скорости v_x, v_y, v_z и углов ориентации α, β, γ .



Рис. 2

Вектор измерений БИНС

$$\mathbf{Z}_1 = [x_{\text{и}} \ y_{\text{и}} \ z_{\text{и}} \ v_{x\text{и}} \ v_{y\text{и}} \ v_{z\text{и}} \ \alpha_{\text{и}} \ \beta_{\text{и}} \ \gamma_{\text{и}}]^T$$

объединяет измеренные значения указанных величин, а вектор ошибок БИНС

$$\mathbf{V}_1 = [\delta x \ \delta y \ \delta z \ \delta v_x \ \delta v_y \ \delta v_z \ \delta \alpha \ \delta \beta \ \delta \gamma]^T$$

содержит ошибки измерений. При этом $\mathbf{Z}_1 = \mathbf{X} + \mathbf{V}_1$.

При формировании вектора ошибок БИНС используется вектор ошибок инерциальных датчиков $\mathbf{U}$, содержащий погрешности трех акселерометров и трех датчиков угловой скорости:

$$\mathbf{U} = [\delta a_{x_1} \ \delta a_{y_1} \ \delta a_{z_1} \ \delta \omega_{x_1} \ \delta \omega_{y_1} \ \delta \omega_{z_1}]^T.$$

Эти погрешности представлены в ССК, содержащей оси x_1 , y_1 и z_1 .

Формирование вектора $\mathbf{V}_1$ описывается дифференциальным уравнением

$$\dot{\mathbf{V}}_1 = F_{\text{и}} \mathbf{V}_1 + C_{\text{и}} \mathbf{U}, \quad (1)$$

где $F_{\text{и}}$ – матрица системы дифференциальных уравнений; $C_{\text{и}}$ – матрица преобразования.

Матрица $F_{\text{и}}$ определяется известным способом [4] (из-за сложности не приводится). Матрица $C_{\text{и}}$ содержит матрицы $C_{\text{б}}^x$ преобразования ошибок инерциальных датчиков из ССК в систему OXYZ:

$$C_{\text{и}} = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} & C_{\text{б}}^x & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & -C_{\text{б}}^x \end{bmatrix}^T.$$

При цифровой обработке выполняется переход от системы дифференциальных уравнений в непрерывном времени (1) к системе разностных уравнений в дискретном времени i :

$$\mathbf{V}_1(i+1) = \Phi_{\text{и}} \mathbf{V}_1(i) + C_{\text{и}} \mathbf{U}(i),$$

где $\Phi_{\text{и}} = I + F_{\text{и}} \Delta t$, причем I – единичная матрица; Δt – интервал временной дискретизации.

Сигналы СРНС представляют собой псевдодальности и псевдоскорости, зависящие от положения, скорости и шкалы времени потребителя. Размерность вектора $\mathbf{Z}_2$ зависит от количества принимаемых спутников. Вектор ошибок измерений СРНС $\mathbf{V}_2$ моделируется с помощью белого шума.

Полагая, что ошибки инерциальных датчиков моделируются с помощью системы дифференциальных уравнений первого порядка (например,

как экспоненциально-коррелированные процессы), образуем новый вектор состояния

$$\mathbf{Y}(i) = [\mathbf{V}_1^T(i) \ \mathbf{U}^T(i) \ \tau(i) \ v_{\tau}(i)]^T,$$

дополнив векторы $\mathbf{V}_1(i)$ и $\mathbf{U}(i)$ переменными сдвига шкалы времени $\tau(i)$ и скорости ухода часов $v_{\tau}(i)$ потребителя. Далее составим систему разностных уравнений ошибок (уравнение состояния формирующего фильтра для расширенного фильтра Калмана):

$$\mathbf{Y}(i+1) = \Phi \mathbf{Y}(i) + \mathbf{W}(i), \quad (2)$$

где $\Phi = \begin{bmatrix} \Phi_{\text{и}} & C_{\text{и}} & 0_{9 \times 8} \\ 0_{6 \times 9} & \Phi_{\text{д}} & 0_{6 \times 2} \\ 0_{2 \times 9} & 0_{2 \times 6} & \Phi_t \end{bmatrix}$, причем $\Phi_{\text{д}}$ – матрица размером 6×6 , соответствующая выбранной модели ошибок инерциальных датчиков;

$$\Phi_t = \begin{bmatrix} 1 & \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Предполагается известной корреляционная матрица Q дискретного белого шума $\mathbf{W}(i)$.

Затем составим вектор наблюдаемой величины

$$\mathbf{Z}_2(i) = [\mathbf{z}_{\text{пд}}^T(i) \ \mathbf{z}_{\text{пс}}^T(i)]^T, \quad (3)$$

где $\mathbf{z}_{\text{пд}}(i)$ и $\mathbf{z}_{\text{пс}}(i)$ – векторы измеренных псевдодальностей и псевдоскоростей.

Вектор $\mathbf{z}_{\text{пд}}(i)$ содержит m элементов вида

$$z_{\text{пд}}(i, k) = h_{\text{кд}}[\mathbf{Y}(i), \mathbf{Z}_1(i)] + n_k(i), \quad (4)$$

где $k = 1, 2, \dots, m$ – порядковый номер спутника; $h_{\text{кд}}(\cdot)$ – нелинейная функция; $n_k(i)$ – дискретный белый шум с известной дисперсией и нулевым средним.

При формировании псевдодальностей используется нелинейная зависимость вида

$$\begin{aligned} h_{\text{кд}}[\mathbf{Y}(i), \mathbf{Z}_1(i)] = & \left\{ [x_k(i) - x(i)]^2 + [y_k(i) - y(i)]^2 + \right. \\ & \left. + [z_k(i) - z(i)]^2 \right\}^{0.5} + c\tau(i), \end{aligned}$$

где $x_k(i)$, $y_k(i)$, $z_k(i)$ – координаты k -го спутника; $x(i) = x_{\text{и}}(i) - \delta x(i)$; $y(i) = y_{\text{и}}(i) - \delta y(i)$; $z(i) = z_{\text{и}}(i) - \delta z(i)$; c – скорость света, причем $x_{\text{и}}(i)$, $y_{\text{и}}(i)$, $z_{\text{и}}(i)$ – элементы вектора $\mathbf{Z}_1(i)$, соответствующие измеренным в ИНС координатам.

Вектор $\mathbf{z}_{\text{пс}}(i)$ содержит m элементов вида

$$z_{\text{пс}}(i, k) = \mathbf{h}_{\text{кс}} \mathbf{Y}(i) + \mathbf{h}_{\text{и}} \mathbf{Z}_1(i) + \mathbf{S}_k(i) + n_{\text{vk}}(i), \quad (5)$$

где

$$\mathbf{h}_{\text{кс}} = [0_{3 \times 1} \quad \cos_{kx} \quad \cos_{ky} \quad \cos_{kz} \quad 0_{1 \times 10} \quad 1];$$

$$\mathbf{h}_{\text{и}} = -[0_{1 \times 3} \quad \cos_{kx} \quad \cos_{ky} \quad \cos_{kz} \quad 0_{1 \times 3}];$$

$$\mathbf{S}_k(i) = v_{kx}(i) \cos_{kx} + v_{ky}(i) \cos_{ky} + v_{kz}(i) \cos_{kz};$$

$n_{\text{vk}}(i)$ – дискретный белый шум с известной дисперсией и нулевым средним, причем $\cos_{kx}$, $\cos_{ky}$, $\cos_{kz}$ – направляющие косинусы k -го спутника; $v_{kx}(i)$, $v_{ky}(i)$, $v_{kz}(i)$ – составляющие вектора скорости k -го спутника.

Выполнив в (5) математические преобразования, для элемента вектора псевдоскоростей получим

$$\begin{aligned} z_{\text{пс}}(i, k) = & -\{[v_x(i) - v_{x\text{и}}(i)] \cos_{kx} + [v_y(i) - v_{y\text{и}}(i)] \cos_{ky} + \\ & + [v_z(i) - v_{z\text{и}}(i)] \cos_{kz} + cv_{\tau}(i)\} + n_{\text{vk}}(i), \end{aligned}$$

где $v_x(i) = v_{x\text{и}}(i) - \delta v_x(i)$; $v_y(i) = v_{y\text{и}}(i) - \delta v_y(i)$; $v_z(i) = v_{z\text{и}}(i) - \delta v_z(i)$, причем $v_{x\text{и}}(i)$, $v_{y\text{и}}(i)$, $v_{z\text{и}}(i)$ – элементы вектора $\mathbf{Z}_1(i)$, соответствующие измеренным в ИНС составляющим вектора скорости.

Элементы вектора скорости спутников и направляющие косинусы находятся после обработки эфемеридных данных.

Используя (4) и (5), представим (3) в виде

$$\mathbf{Z}_2(i) = \mathbf{H}[\mathbf{Y}(i), \mathbf{Z}_1(i)] + \mathbf{V}_2(i),$$

где $\mathbf{H}(\cdot)$ – нелинейная функция; $\mathbf{V}_2(i)$ – вектор дискретного белого шума, содержащий m элементов $n_k(i)$ и m элементов $n_{\text{vk}}(i)$. Шумы $n_k(i)$ и $n_{\text{vk}}(i)$ полагаем некоррелированными, т. е. вектор шума $\mathbf{V}_2(i)$ имеет диагональную корреляционную матрицу R , причем диагональ состоит из $2m$ элементов $r(j)$.

Оптимальная оценка вектора состояния формирующего фильтра (2) $\hat{\mathbf{Y}}(i)$ строится с помощью алгоритма расширенного фильтра Калмана:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{Y}}(i) = & \hat{\mathbf{Y}}^-(i) + K(i) \{ \mathbf{Z}_2(i) - \mathbf{H}[\hat{\mathbf{Y}}^-(i), \mathbf{Z}_1(i)] \}, \quad (6) \end{aligned}$$

где $\hat{\mathbf{Y}}^-(i) = \Phi \hat{\mathbf{Y}}(i-1)$; $K(i)$ – оптимальный коэффициент усиления – матрица с размерами $2m \times 2m$.

В общем случае расчет оптимального коэффициента фильтра Калмана $K(i)$ требует обращения матрицы, размер которой при отключении части спутников должен изменяться. Однако при диагональной форме корреляционной матрицы шума $\mathbf{V}_2(i)$ можно использовать более удобную с точки зрения вычислений последовательную обработку наблюдений псевдодальностей и псевдоскоростей, которая исключает обращение матриц [7]. При этом обработка последовательности отсчетов псевдодальностей и псевдоскоростей для i -го момента времени выполняется с помощью двух циклов из m шагов – цикла нелинейной обработки псевдодальностей $z_{\text{пд}}(i, k)$

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{Y}}(i, j) = & \hat{\mathbf{Y}}(i, j-1) + \mathbf{K}(i, j) \times \\ & \times \{ z_{\text{пд}}(i, k) - h_{\text{кд}}[\hat{\mathbf{Y}}^-(i)] \}, j = k = \overline{1, m} \quad (7) \end{aligned}$$

и цикла линейной обработки псевдоскоростей $z_{\text{пс}}(i, k)$:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{Y}}(i, j) = & \hat{\mathbf{Y}}(i, j-1) + \mathbf{K}(i, j) \times \\ & \times [z_{\text{пс}}(i, k) - \mathbf{h}_{\text{кс}} \hat{\mathbf{Y}}^-(i)], j = m + k = \overline{m+1, 2m}, \quad (8) \end{aligned}$$

где $\hat{\mathbf{Y}}(i, 0) = \hat{\mathbf{Y}}^-(i)$; $\hat{\mathbf{Y}}(i) = \hat{\mathbf{Y}}(i, 2m)$.

Коэффициент усиления $\mathbf{K}(i, j)$ (вектор) определяется как

$$\begin{aligned} \mathbf{K}(i, j) = & \\ = & P(i, j) \mathbf{h}^T(j) [\mathbf{h}(j) P(i, j) \mathbf{h}^T(j) + r(j)]^{-1}, \quad (9) \end{aligned}$$

где

$$P(i, j) = [I - \mathbf{K}(i, j) \mathbf{h}(j)] P(i, j-1), \quad (10)$$

причем $P(i, 0) = P^-(i)$; $(P^-(i) = \Phi P(i-1) \Phi^T + Q$ и $P(i-1) = P(i-1, 2m)$ – корреляционные матрицы ошибок фильтрации и экстраполяции соответственно);

$$\begin{aligned} \mathbf{h}(j) = & (\partial h_{\text{кд}} / \partial \mathbf{Y})|_{\hat{\mathbf{Y}}^-(i)} = \\ = & [\cos_{kx} \quad \cos_{ky} \quad \cos_{kz} \quad 0_{1 \times 12} \quad c \quad 0] \end{aligned}$$

при $j = \overline{1, m}$ и $\mathbf{h}(j) = \mathbf{h}_{\text{кс}}$ при $j = \overline{m+1, 2m}$.

Несмотря на большое количество циклических шагов, последовательный алгоритм не требует существенного увеличения количества вычислений, так как коэффициент $\mathbf{K}(i, k)$ является

Таблица 2

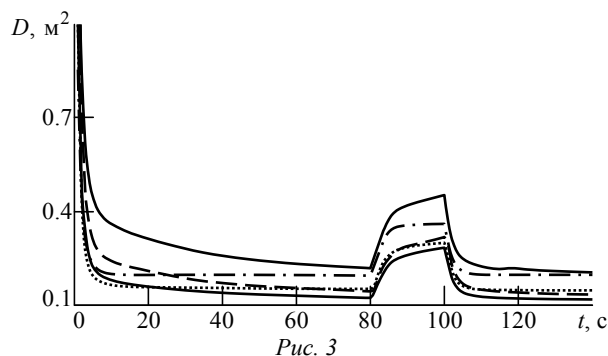
Идентификатор спутника		1	2	4	10	13	16	20	23	30	31	32
Азимут	Начало	76	320	282	294	240	106	144	172	88	46	126
	Конец	68	314	270	294	244	100	144	116	80	44	128
Угол места	Начало	23	20	42	19	50	13	50	82	22	24	27
	Конец	26	26	41	28	59	20	41	79	26	17	19

вектором, а оптимальный коэффициент усиления $K(i)$ (6) при параллельной обработке всех отсчетов является матрицей с $2m$ столбцами.

Последовательный алгоритм удобен при обработке сигналов с кратковременными отключениями спутников. Если сигнал спутника номер l не принимается, то необходимо пропустить операции (7)–(10) при $j = l$ и $j = m + l$.

Было выполнено моделирование влияния кратковременного отключения сигналов части спутников в тесно связанной схеме комплексирования ИСН и СРНС в предположении, что используется ИСН тактического класса и в матрице F_{ii} уравнения ошибок (1) не учитывается ускорение Кориолиса, возникающее из-за вращения Земли [4]. Для моделирования выбран двадцатиминутный сеанс работы приемника СРНС с созвездием системы GPS, содержащим 11 спутников. Идентификаторы спутников, а также их азимуты и углы места в начале и в конце сеанса приведены в табл. 2.

Дисперсии ошибок измерений в СРНС составляли: 4 м^2 – для псевдодальностей, $0.25 \text{ м}^2/\text{с}^2$ – для псевдоскоростей. В ходе моделирования предполагалось, что сигналы пяти спутников (с идентификаторами 1, 16, 30, 31 и 32) временно не принимались из-за маневра летательного аппарата и наклона приемной антенны. На рис. 3 показаны зависимости дисперсий ошибок экстраполяции псевдодальностей $D = h_{kd}^T P^-(i) h_{kd}$ отключаемых спутников (на интервале времени 80...100 с сигналы указанных спутников не принимались).



Благодаря комплексированию СРНС и ИСН достигается существенное снижение дисперсии флуктуационной ошибки. Возрастание дисперсии на интервале отключения сигналов спутников соответствует потере примерно половины принимаемой энергии сигналов, однако, несмотря на рост, ошибка экстраполяции в комплексной системе остается меньше апертуры дискриминационной характеристики системы слежения за задержкой в СРНС, составляющей от нескольких десятков (при узком корреляторе) до нескольких сотен метров [7]. При этом подтверждается известный результат о возможности ускорения ввода в слежение при появлении сигнала в комплексной системе [1], однако для реализации этого свойства необходимо иметь надежную информацию об отключении и появлении сигналов, основанную на использовании пространственной информации [3]. При отсутствии такой информации невозможно предупредить переход приемного устройства СРНС в поиск несуществующих или ненадежных сигналов и появление аномальных ошибок в СРНС.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. 3-е изд. М.: Радиотехника, 2005. 688 с.
2. Pat. US 20100106416 A1. Int. Cl. G01C 21/00, G06F 17/00. Aircraft navigation using the global positioning system, inertial reference system and distance measurements / T. E. Yochum. Pub. Date 29.04.2010.
3. Пат. РФ 2536768 C1. МПК G01C 21/00, G01C 23/00. Способ инерциально-спутниковой навигации летательных аппаратов / В. И. Бабуров, А. И. Соколов, Ю. С. Юрченко и др.; опубл. 27.12.2014. Бюл. № 36.
4. Titterton D. H., Weston J. L. Strapdown Inertial Navigation Technology. 2nd ed. Cambridge: MIT Press, 2007. 558 p.
5. Бартон Д. Радиолокационные системы. М.: Воен. изд-во, 1967. 488 с.
6. Радиосистемы управления / В. А. Вейцель, А. С. Волковский, С. А. Волковский и др.; под ред. В. А. Вейцеля. М.: Дрофа, 2005. 416 с.
7. Grewal M. S., Weill L. S., Andrews A. P. Global Positioning Systems, Inertial Navigation, and Integration. 2nd ed. New York: John Wiley & Sons, 2007. 525 p.

A. I. Sokolov, Yu. S. Yurchenko
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Use spatial information in integrated inertial-satellite navigation systems of aircraft

The tightly coupled integration with serial measurement processing of the pseudo ranges and carrier Doppler measurements is investigated. The spatial information of inertial navigation systems is used for determination satellite attitude relative to directional diagram and for signal search stoppage at the time of the flight maneuver.

Inertial Navigation Systems, Global Navigation Satellite Systems, Spatial Aircraft Information, Integration

Статья поступила в редакцию 10 сентября 2015 г.

УДК 621.396.96

В. М. Кутузов, В. Н. Попов
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Теория обнаружения в приложении к автоколебательным РЛС с обратной связью

Рассмотрены физическая и математическая модели РЛС с обратной связью через пространство и цель, работающей по принципу автоколебательной системы. Проанализирован линейный режим установления колебаний. Найдены рабочие статистики обнаружения и построены характеристики обнаружения обычной РЛС и РЛС с обратной связью. Выполнено сравнение полученных характеристик с аналогичными характеристиками обычных когерентных РЛС. Оценена энергетическая скрытность работы РЛС в режиме ожидания и в режиме возникновения автоколебаний.

РЛС с пространственной обратной связью, автогенератор с запаздыванием, коэффициент усиления петли обратной связи, излучаемая мощность, характеристики обнаружения и энергетической скрытности

В радиолокации режим автоколебаний или автогенерации в замкнутой системе "РЛС – пространство – цель" первоначально использовался для точного измерения дистанции или ее изменений в системах ближней локации [1]. Физической моделью подобной радиолокационной системы является автогенератор с задержанной положительной обратной связью (ОС) (рис. 1). При выполнении баланса амплитуд, когда суммарный коэффициент усиления замкнутой системы $K > 1$, баланс фаз выполняется для целой сетки частот

$$f_i = i/T \quad (1)$$

(i – целое положительное число; T – задержка сигнала в петле ОС), на которых, при попадании хотя бы одной из частот в полосу прозрачности фильтра ΔF , возможно возникновение автоколебаний [2].

Измеряя смещение между частотами $\Delta f = f_{i+1} - f_i$ (например, с помощью перестройки фильтра

при последовательном возбуждении автоколебаний на соседних частотах f_i и f_{i+1}), можно достаточно точно определять дистанцию до одиночной цели. При радиальном перемещении цели меняется задержка T , что изменяет сетку частот (1). Это дает возможность оценивать изменение дистанции и движение цели. Однако измерение дистанции происходит в режиме установившихся автоколебаний при условии, что цель одиночная, а отраженный от нее сигнал достаточно мощный. Это означает, что в таких системах задачи обнаружения и разрешения нескольких целей не рассматриваются, что определяет возможные области их применения в системах ближней радиолокации, таких, как РЛС швартовки судов или посадки летательных аппаратов.

Задачи обнаружения и разрешения сигналов по дальности (задержке) в РЛС с ОС впервые подробно исследовались в работе [3], в которой показано, что для обнаружения целей необходимо

использовать линейный режим нарастания возникающих автоколебаний, а для разрешения целей по дальности возможно использование дополнительной модуляции нарастающих автоколебаний с последующей корреляционной обработкой отраженного сигнала, обеспечивающей сжатие сигнала в частотной области. Там же установлено, что синхронный когерентный перенос частоты сигнала в приемнике и передатчике, а также квазинепрерывный режим работы на одну антенну не влияют на возникновение автоколебаний в РЛС со сложномодулированным сигналом. Следовательно, физической моделью РЛС с ОС по-прежнему остается автогенератор с задержанной ОС, но работающий в линейном режиме установления нарастающих автоколебаний.

Математической моделью, описывающей работу автогенератора с задержанной ОС в линейном режиме, является линейное дифференциальное уравнение с запаздывающим аргументом второго порядка [4]:

$$\frac{d^2 u(t)}{dt^2} + 2\alpha \frac{du(t)}{dt} + \omega_0^2 u(t) = 2\alpha K \frac{du(t-T)}{dt}, \quad (2)$$

где $\alpha = \pi \Delta F$ – полуполоса фильтра ОС, характеризующая его добротность (узкополосность) и скорость переходных процессов; ω_0 – центральная частота узкополосного фильтра ОС.

В работе [5] получено приближенное решение уравнения (2) в виде реакции системы на δ -функцию Дирака $\delta(t+T)$, сдвинутую на время задержки T в область отрицательного времени. Решение, имеющее смысл импульсной характеристики (ИХ) линейной системы с ОС, представляет собой бесконечный ряд:

$$u(t) = \frac{\alpha}{\omega} \sin(\omega t) \sum_{n=0}^{\infty} 1[t - (n-1)T] \times \frac{(\alpha K)^n}{n!} [t - (n-1)T]^n e^{-\alpha[t - (n-1)T]}, \quad (3)$$

где $1[\cdot]$ – единичная функция, а частота генерации ω определяется из трансцендентного уравнения

$$\omega^2 = \omega_0^2 + 2\alpha\omega \operatorname{tg}(\omega T)$$

при условии, что решение обеспечивает минимум абсолютной разности $|\omega - \omega_0|$ и эта разность меньше половины полосы фильтра ОС: $|\omega - \omega_0| < \alpha$. Однако следует иметь в виду, что решение вида (3) описывает систему с момента времени $t = -T$. Это

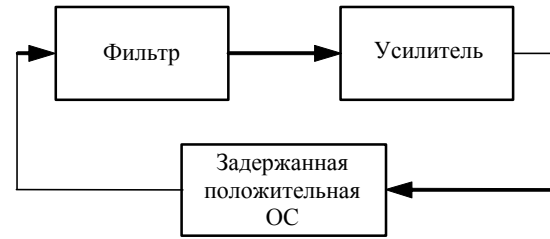


Рис. 1

означает, что до завершения первой циркуляции ($t = 0$), когда в замкнутой системе, как и в разомкнутой, действуют собственные шумы постоянного уровня и автоколебания не возникают, решение (3) не является физически адекватным, поскольку представляет собой затухающий процесс вида

$$u(t) = (\alpha/\omega) \sin(\omega t) \exp(-\alpha t).$$

Из этого следует важный для практики вывод, что при постоянно открытом пороге обнаружения, рекомендуемом для досрочного прекращения автоколебаний в РЛС с ОС [3], принятие решения на первой циркуляции сигнала нецелесообразно, поскольку ведет к увеличению вероятности ложной тревоги (ВЛТ).

Решение дифференциального уравнения (2) вида (3) может быть представлено как

$$u(t) = A(t) \sin(\omega t),$$

где $A(t)$ – огибающая нарастающих автоколебаний $u(t)$. При узкополосном фильтре ОС огибающая $A(t)$ изменяется медленно по сравнению с периодом автоколебаний на частоте генерации ω . Это дает возможность упростить дифференциальное уравнение (2), перейдя к поиску решения для огибающей $A(t)$ [4]. В результате указанного упрощения получим линейное дифференциальное уравнение первого порядка с запаздывающим аргументом:

$$dA(t)/dt + \alpha A(t) = \alpha K A(t-T). \quad (4)$$

Очевидно, что при любых α , $K > 1$ и $\Delta f \geq 1/T$ нарастание автоколебаний в системе с задержанной ОС не может происходить быстрее, чем время циркуляции сигнала в петле ОС. Следовательно, время задержки T выступает в роли естественного интервала дискретизации, необходимого, в соответствии с теоремой Котельникова, для однозначного представления нарастающих автоколебаний в системе. Последнее обстоятельство делает целесообразным анализ переходных процессов в РЛС с ОС в нормированном к времени задержки безразмерном времени $\theta = t/T$. Тогда нормированная безразмерная постоянная фильтра ОС $\alpha_n = \alpha T$, а уравнение (4) переписывается в виде

$$dA(\theta)/d\theta + \alpha_n A(\theta) = \alpha_n K A(\theta - 1). \quad (5)$$

Решение уравнения (5) примет вид

$$A(\theta) = \alpha_n \sum_{n=0}^{\infty} 1[\theta - (n-1)] \frac{(\alpha_n K)^n}{n!} \times \\ \times [\theta - (n-1)]^n e^{-\alpha_n [\theta - (n-1)]}. \quad (6)$$

Используя фильтрующие свойства единичной функции во времени и учитывая, что интерес представляет положительное время, выражение (6) можно переписать в виде

$$A(\theta) = \alpha_n e^{-\alpha_n (\theta+1)} \sum_{n=0}^{\theta} 1[\theta + 1 - n] \times \\ \times \frac{[\alpha_n K (\theta + 1 - n) e^{\alpha_n}]^n}{n!}. \quad (7)$$

Огибающая вида (7) с высокой точностью (менее 1 % при $n > 3$) для $\theta \geq 1$ может быть аппроксимирована экспоненциальной функцией с действительным показателем γ :

$$A(\theta) = A(0) e^{\gamma \theta} = \alpha_n e^{\gamma \theta}, \quad (8)$$

где $A(0)$ – начальное значение огибающей ИПХ, определяемое так же, как и в разомкнутой системе.

Известно [2], что ИПХ разомкнутой системы с полосой α_n имеет затухающий вид: $A(\theta) = \alpha_n e^{-\alpha_n \theta}$, поэтому $A(0) = \alpha_n$. Показатель экспоненты γ , определяющий скорость нарастания автоколебаний в замкнутой системе, при фиксированной полосе фильтра ОС и, следовательно, $\alpha_n = \text{const}$ зависит только от коэффициента усиления петли ОС K (рис. 2).

Подставив аппроксимацию вида (8) в дифференциальное уравнение (5), получим уравнение, связывающее показатель экспоненты γ с коэффициентом усиления петли обратной связи K и постоянной фильтра α_n :

$$\gamma + \alpha_n = \alpha_n K e^{-\gamma}. \quad (9)$$

К сожалению, уравнение (9) является трансцендентным и его решение может быть найдено и представлено лишь графически или табулировано с помощью приближенных методов.

Главным условием автогенерации колебаний, обеспечивающим выполнение баланса амплитуд, является компенсация энергетических потерь сигнала η на трассе "РЛС – пространство – цель" за счет усиления в аппаратуре РЛС. Общий коэф-

фициент усиления петли ОС по мощности K^2 должен быть больше единицы:

$$K^2 = K_P \eta > 1, \quad (10)$$

где K_P – коэффициент усиления по мощности приемопередающей аппаратуры РЛС. Потери на трассе $\eta = P_{\text{пр}}/P_{\text{изл}}$, где $P_{\text{пр}}$ – мощность отраженного сигнала на входе приемника; $P_{\text{изл}}$ – выходная мощность, излучаемая в пространство передатчиком (на начальном этапе – усиленная мощность собственных шумов приемника РЛС с ОС $P_{\text{шОС}}$ в полосе ΔF). На последующих циркуляциях излучаемая $P_{\text{изл}}$ и принимаемая $P_{\text{пр}}$ мощности являются функциями нормированного времени θ . На основе известного уравнения радиолокации минимальное значение $K_{P_{\text{min}}}$, при котором $K = 1$, можно определить как

$$K_{P_{\text{min}}} = \frac{(4\pi)^3 R_k^4 \zeta^2 W_k}{G^2 \lambda^2 \sigma}, \quad (11)$$

где R_k – дальность до цели в k -м дальномерном канале, на просмотр которого настроен приемник РЛС; ζ – ослабление мощности сигнала в атмосфере на трассе распространения; $W_k \leq 1$ – значение нормированного коэффициента потерь при приеме квазинепрерывного сигнала для k -го канала дальности при работе на одну антенну [3]; G – коэффициент усиления приемопередающей антенны; λ – длина волны несущего колебания; σ – эффективная площадь рассеяния (ЭПР) цели.

Как известно [3], баланс фаз гарантированно выполняется, если полоса фильтра ОС ΔF не меньше интервала между соседними возможными частотами генерации $\Delta f = f_{n+1} - f_n$:

$$\Delta F > \Delta f = 1/T. \quad (12)$$

Поскольку задержка сигнала на трассе распространения τ_k в каждом дальномерном канале k определяется дальностью до цели, для гарантированного выполнения баланса фаз (12) целесообразно ввести дополнительную (аппаратную) задержку τ_a , изменяемую при последовательном или при параллельном обзоре пространства таким образом, чтобы $\tau_k + \tau_a = T = \text{const}$. Заметим, что при равенстве в (12) $\Delta F = \Delta f$ нормированная постоянная фильтра $\alpha_n = \pi$.

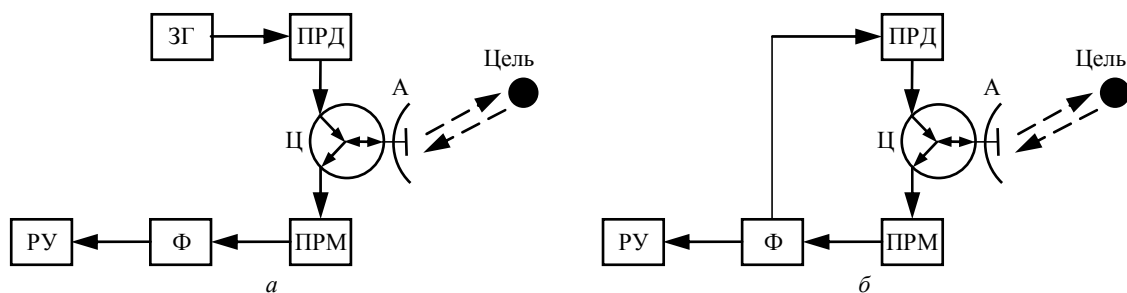


Рис. 2

Рассмотрим основное отличие структуры когерентной РЛС с традиционной схемой построения от структуры автоколебательной РЛС с ОС. На рис. 2, *а* представлена упрощенная схема традиционной РЛС, включающая когерентный задающий генератор ЗГ, передатчик ПРД, формирующий и усиливающий излучаемый сигнал, подключенную через Y-циркулятор Ц приемо-передающую антенну А, согласованный по закону модуляции с отраженным сигналом приемник ПРМ, накопительный (интегрирующий) фильтр Ф и решающее устройство РУ, в котором принимается решение об обнаружении сигнала от цели в дальномерных каналах. На рис. 2, *б* представлена упрощенная схема РЛС с ОС, принципиальным отличием которой от РЛС с традиционной структурой является связь выхода фильтра Ф со входом передатчика на высокой частоте. Таким образом, выходной сигнал фильтра определяет форму и характер несущего колебания, поступающего на вход передатчика, вместо сигнала задающего генератора. В остальном функциональные схемы рассматриваемых РЛС полностью идентичны.

При отсутствии целей в зоне обзора выходные сигналы фильтров в традиционной схеме РЛС (рис. 2, *а*) и в РЛС с ОС (рис. 2, *б*) качественно совпадают: первоначально разряженные узкополосные фильтры накапливают собственные шумы приемников в течение некоторого времени анализа T_0 . Отличие заключается в том, что в традиционной РЛС узкополосный интегрирую-

щий фильтр с исходной полосой $\Delta F_{\text{тр}} < 1/T_0$ и разряжаемый с периодом T_0 , будет иметь эквивалентную полосу $\Delta F_{\text{экв}} \approx 1/T_0$ и форму частотной характеристики, близкую функции $\sin x/x$, тогда как полоса фильтра ОС в соответствии с условием (12) должна быть в несколько раз больше. В результате в первом случае накопление шумов идет с линейным трендом, как и положено при интегрировании (рис. 3, *а*, кривая 1), в то время как во втором случае наблюдается эффект насыщения сигнала до уровня выходных шумов приемника (рис. 3, *б*, кривая 1). При появлении слабой цели, ЭПР которой не достаточна для выполнения баланса амплитуд (10), характер выходных сигналов фильтров качественно не изменится (кривые 2 на рис. 3, *а*, *б*), однако следует иметь в виду, что РЛС с ОС в этом случае работает как пространственный рециркулятор, накапливающий сигнал более эффективно, чем простой накопительный фильтр [6].

Существенная разница в выходных сигналах появляется при выполнении баланса амплитуд и возникновении автоколебаний в РЛС с ОС ($\gamma > 1$). В традиционной РЛС сигнал по-прежнему накапливается линейно (кривые 3 и 4 на рис. 3, *а*), причем наклон кривой прямо пропорционален интенсивности сигнала от цели, в данном случае ее ЭПР. В РЛС с ОС происходит экспоненциальный рост сигнала автогенерации (кривые 3 и 4 на рис. 3, *б*),

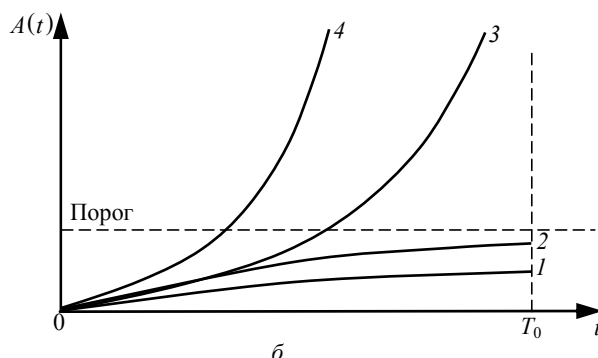
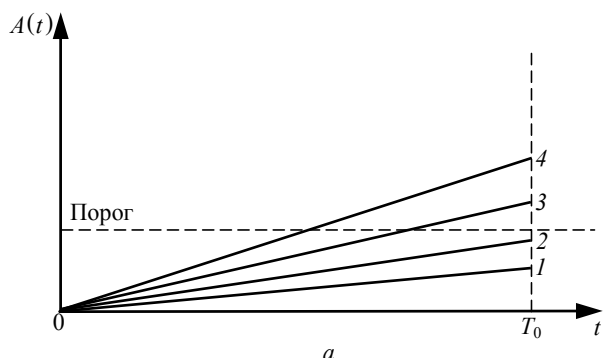


Рис. 3

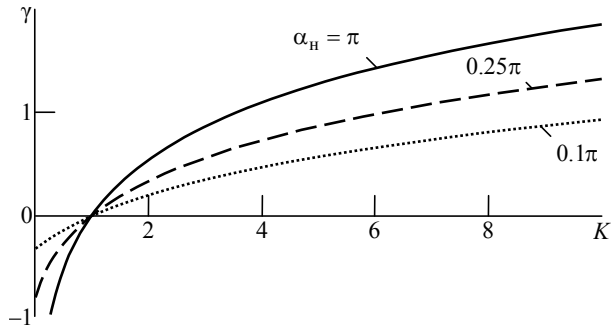


Рис. 4

причем показатель экспоненты определяется коэффициентом усиления (10) в соответствии с уравнением (9). При этом коэффициент усиления всей петли ОС K также пропорционален ЭПР цели. На рис. 4 приведены зависимости показателя экспоненты γ от коэффициента усиления K , построенные на основании уравнения (9) при фиксированных значениях α_n .

При сравнении РЛС с ОС и традиционной РЛС следует учитывать ряд особенностей, позволяющих считать сравнение корректным. Во-первых, должна быть оговорена функциональная задача, решаемая сравниваемыми РЛС. Во-вторых, должны быть оговорены параметры и характеристики, подлежащие сравнению, а также параметры и характеристики, подлежащие фиксации при сравнении. В-третьих, сравниваемые РЛС должны работать в идентичных условиях и иметь сопоставимые технические характеристики.

В рамках настоящей статьи представляет интерес сравнение скрытности работы обоих типов РЛС в режиме обнаружения цели в просматриваемом элементе разрешения пространства. Именно в этом случае при возникновении автогенерации мощность излучения в РЛС с ОС начинает возрастать и сравнение с постоянно излучающей высокой мощностью традиционной РЛС можно считать корректным. Таким образом, мощность и энергия излучаемых сигналов являются сравниваемыми параметрами, а параметры, которые следует зафиксировать при сравнении – ВЛТ F и вероятность правильного обнаружения (ВПО) D идентичных по радиолокационным характеристикам целей. В дальнейшем считается, что среднее значение ЭПР цели σ фиксировано, а отражаемый целью сигнал имеет случайную начальную фазу, равномерно распределенную на интервале $[0, 2\pi]$, и случайную амплитуду, распределенную по закону Рэлея. Кроме того, считается, что все параметры, входящие в основное уравнение радиолокации [3] и в соотношение (10), кроме мощностей излучения, равны для обеих РЛС.

Отличия будут касаться и мощностей собственных шумов приемников традиционной РЛС $P_{штр}$ и РЛС с ОС $P_{шОС}$ в полосе анализа интегрирующих фильтров. Поскольку полосы фильтров традиционной РЛС $\Delta F_{тр} \approx 1/T_0$ и РЛС с ОС $\Delta F = 1/T$ при равных временах анализа T_0 соотносятся как $\Delta F = \theta_0 \Delta F_{тр}$, в такой же пропорции будут соотноситься и мощности собственных шумов приемников:

$$P_{шОС} = \theta_0 P_{штр}, \quad (13)$$

где дискретное нормированное время анализа $\theta_0 = T_0/T$ соответствует числу полных циркуляций сигнала в кольце ОС. Установив равное время анализа для обеих РЛС, тем самым определяются требования к необходимому времени когерентного приема и обработки сигналов.

Следует заметить, что различие в полосах интегрирующих фильтров в θ_0 раз не ведет к существенному различию точности измерения радиальной скорости цели, оцениваемой по доплеровскому сдвигу частоты отраженного когерентного сигнала, поскольку в РЛС с ОС доплеровский сдвиг частоты происходит на каждой циркуляции и при появлении соответствующего смещения в пространство излучается сигнал с доплеровской добавкой. Таким образом, за θ_0 циркуляций происходит θ_0 -кратное смещение частоты, что практически уравнивает точностные характеристики двух РЛС [5].

Для выбранной модели отраженного от цели сигнала известно соотношение, связывающее условные ВПО D и ВЛТ F с отношением средних за время анализа T_0 мощностей сигнала P_c и нормального "белого" шума $P_{штр}$ на выходе интегрирующего фильтра в РЛС с традиционной структурой [3]:

$$D = F^{1/(1+q_0^2)}, \quad (14)$$

где $q_0^2 = P_c/P_{штр}$ – пороговое значение отношения "сигнал/шум" по мощности. После логарифмирования и преобразования (14) получим:

$$q_0^2 = \lg F / \lg D - 1. \quad (15)$$

Используя основное уравнение радиолокации и принятые в формуле (11) обозначения, запишем выражение для требуемой мощности передатчика традиционной РЛС:

$$P_{\text{тр}} = \frac{P_c (4\pi)^3 R_k^4 \zeta^2 W_k}{G^2 \lambda^2 \sigma} = \frac{q_0^2 P_{\text{ш,тр}} (4\pi)^3 R_k^4 \zeta^2 W_k}{G^2 \lambda^2 \sigma} = q_0^2 P_{\text{ш,тр}} B, \quad (16)$$

где общий для обоих типов РЛС сомножитель B имеет вид

$$B = (4\pi)^3 R_k^4 \zeta^2 W_k / (G^2 \lambda^2 \sigma).$$

Из выражений (10) и (11) следует:

$$K_P = K^2 \frac{(4\pi)^3 R_k^4 \zeta^2 W_k}{G^2 \lambda^2 \sigma} = K^2 K_{P_{\text{мин}}} = K^2 B. \quad (17)$$

В автогенераторных РЛС с ОС не используется общепринятое отношение "сигнал/шум", поскольку накапливающийся в узкополосном фильтре ОС шум сам выступает в качестве сигнала и переизлучается в пространство. Целесообразно в качестве параметра при построении характеристик обнаружения использовать суммарный коэффициент усиления петли ОС K , который характеризует степень неустойчивости автоколебательной системы. Теоретически при неограниченном времени наблюдения процесса возникновения автоколебаний пороговое значение для K соответствует условию баланса амплитуд (10). При ограниченном времени наблюдения $\theta = \theta_0$ для определения порогового значения $K = K_0$ необходимо анализировать соответствующие плотности распределения решающей статистики. Учитывая схожесть структуры двух рассматриваемых типов РЛС (см. рис. 2), возможно использование в качестве рабочей статистики обнаружения огибающей $A(\theta)$ выходного колебания узкополосного фильтра вида (8), которая непосредственно связана с коэффициентом усиления через показатель экспоненты в выражении (9). При фиксированной нормированной к задержке полосе фильтра ОС $\alpha_n = \pi \Delta F T$ эта связь однозначна и монотонна (см. рис. 4).

При отсутствии цели в элементе разрешения система является разомкнутой и устойчивой, ее ИПХ известна и определяется полосой фильтра:

$$A_p(\theta) = \alpha_n e^{-\alpha_n \theta}. \quad (18)$$

Мощность шума $P_{\text{шОС}}$ определим как дисперсию шумового процесса, пересчитанную к выходу узкополосного фильтра. Найдем ее на основании ИПХ вида (18):

$$\sigma_{\text{ш}}^2 = N_0 \int_0^\infty A_p^2(\theta) d\theta = \frac{N_0 \alpha_n}{2}, \quad (19)$$

где N_0 – спектральная плотность шума на входе приемника. Сам шумовой процесс в этом случае является нормальным стационарным, а его огибающая $A_p(\theta)$ подчиняется простому рэлеевскому распределению:

$$W_p(A) = \frac{A}{\sigma_{\text{ш}}^2} \exp\left(-\frac{A^2}{2\sigma_{\text{ш}}^2}\right).$$

При появлении цели в элементе разрешения система становится замкнутой и неустойчивой. Поскольку рассматриваются возникающие автоколебания на линейном этапе их нарастания, узкополосный шумовой процесс остается нормальным с рэлеевским распределением огибающей, но принципиально нестационарным. Помимо явного сужения ширины спектра плотности мощности автоколебания изменяется и его дисперсия, которая в замкнутой системе становится функцией нормированного времени $\sigma_3^2 = \sigma_3^2(\theta)$. Плотность распределения вероятности в этом случае имеет вид

$$W_3(A) = \frac{A}{\sigma_3^2(\theta)} \exp\left[-\frac{A^2}{2\sigma_3^2(\theta)}\right].$$

Для нахождения мощности автоколебаний как дисперсии нарастающего узкополосного шумового процесса $\sigma_3^2(\theta)$ воспользуемся, по аналогии с (19), выражением (8), имеющим смысл ИПХ замкнутой системы:

$$\sigma_3^2(\theta) = N_0 \int_0^\theta A_3^2(\theta) d\theta = \frac{N_0 \alpha_n^2}{2\gamma} (e^{2\gamma\theta} - 1). \quad (20)$$

С учетом (19) выражение (20) представим так:

$$\sigma_3^2(\theta) = \sigma_{\text{ш}}^2 \frac{\alpha_n}{\gamma} (e^{2\gamma\theta} - 1). \quad (21)$$

ВЛТ F найдем из соотношения

$$F = \int_a^\infty W_p(A) dA = \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma_{\text{ш}}^2}\right) = \exp\left(-\frac{a^2}{N_0 \alpha_n}\right), \quad (22)$$

где a – порог обнаружения, обеспечивающий заданную ВЛТ F . Аналогично определим ВПО D :

$$D = \int_a^\infty W_3(A) dA = \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma_3^2}\right) = \exp\left[-\frac{a^2\gamma}{N_0\alpha_H^2(e^{2\gamma\theta} - 1)}\right]. \quad (23)$$

На основании (21)–(23) получим выражение, близкое по сути известному из теории обнаружения сигналов в традиционной радиолокации соотношению (14):

$$D = F^{1/\Pi_{\text{обн}}^2}, \quad (24)$$

где параметр обнаружения $\Pi_{\text{обн}}$ определяется из соотношения

$$\Pi_{\text{обн}}^2 = \frac{\lg F}{\lg D} = \frac{\sigma_3^2(\theta)}{\sigma_{\text{ш}}^2} = \frac{\alpha_H}{\gamma}(e^{2\gamma\theta} - 1). \quad (25)$$

Параметр обнаружения (25) имеет ясный физический смысл: для принятия решения об обнаружении цели в элементе разрешения необходимо сравнивать мощность сигнала автогенерации в замкнутой системе в конце времени анализа $\theta = \theta_0$ с постоянной мощностью собственных шумов разомкнутой системы. При заданных параметрах системы α_H и θ_0 параметр обнаружения зависит только от показателя нарастающей экспоненты γ , который однозначно связан с коэффициентом усиления кольца ОС K , определяющего степень устойчивости замкнутой системы. Воспользовавшись уравнением (9), получим зависимость $K(\gamma)$:

$$K = \frac{(\gamma + \alpha_H)}{\alpha_H} e^\gamma. \quad (26)$$

Зависимости $K(\gamma)$ при фиксированных значениях α_H представлены на рис. 5. Для графика, полученного при $\alpha_H = \pi$, она близка к прямой линии для области значений $|\gamma| < 0.3$. В более общем случае это справедливо для $\alpha_H \gg \gamma$, поэтому

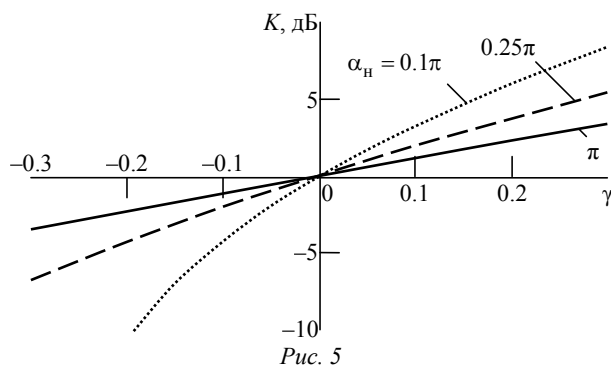


Рис. 5

выражение (26) можно преобразовать, прологарифмировав обе части и преобразовав линейный член в разложении логарифма в степенной ряд:

$$\ln K = \ln\left(1 + \frac{\gamma}{\pi}\right) + \gamma \approx \gamma\left(1 + \frac{1}{\pi}\right),$$

откуда

$$K \approx e^{\gamma(1+1/\pi)}. \quad (27)$$

Выражения (24), (25), (26) или (27) позволяют построить характеристики обнаружения РЛС с ОС как зависимость ВПО D от коэффициента усиления K при фиксированных ВЛТ F . На рис. 6 представлены характеристики обнаружения РЛС с ОС, полученные для различных значений ВЛТ F для двух значений времени анализа автоколебаний θ_0 при согласованной по условию баланса фаз (12) полосе фильтра ОС $\alpha_H = \pi$. Заметим, что даже при $K < 1$ (0 дБ), когда баланс амплитуд не выполняется и автоколебания не возникают, РЛС с ОС обеспечивает обнаружение с ВПО $D > 0.5$ за счет пространственной рециркуляции и накопления собственного шумового сигнала.

Представляет интерес сравнение изменений характеристик обнаружения традиционной РЛС и РЛС с ОС в зависимости от изменений q_0^2 и K^2 соответственно, например при изменении значения ЭПР цели σ . Для наглядности характеристики обнаружения совмещаются в фиксированных точках, соответствующих выбранным значениям ВПО. На рис. 7 представлены характеристики обнаружения в форме зависимости $D(\sigma)$, полученные при различных значениях ВЛТ и точках совмещения сравниваемых характеристик, соответствующих $D = 0.9$, 0.8 и 0.7. Как видно из графиков, характеристики обнаружения РЛС с ОС (сплошные кривые) имеют существенно большую крутизну по сравнению с аналогичными характеристиками традиционной РЛС (штриховые кривые). Физическая сущность этого эф-

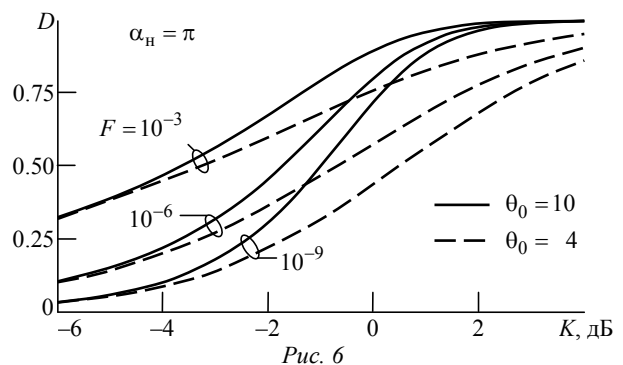


Рис. 6

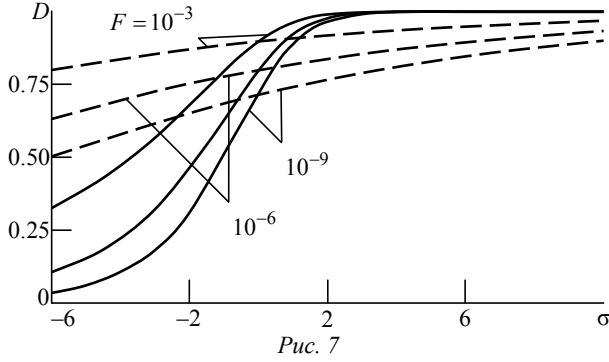


Рис. 7

фекта заключается в том, что в процессе возникновения автоколебаний при выполнении баланса фаз в РЛС с ОС происходит естественное согласование начальной фазы отраженного сигнала. Это эквивалентно обнаружению сигнала с известной фазой, что на практике не доступно для РЛС с традиционным построением.

Для сравнения скрытности работы двух типов РЛС зафиксируем ВЛТ $F = \text{const}$ и ВПО $D = \text{const}$. Приравняв выражения (15) и (25) при равных ВПО и ВЛТ, получим соотношение, являющееся основой для сравнения скрытности работы двух рассматриваемых типов РЛС:

$$\Pi_{\text{обн}}^2 = q_0^2 + 1$$

или

$$P_c / P_{\text{штр}} + 1 = \sigma_3^2(\theta) / \sigma_{\text{ш}}^2. \quad (28)$$

Учитывая, что в соответствии с (13) $\sigma_{\text{ш}}^2 = \theta_0 P_{\text{штр}}$ и, как правило, $q_0^2 \gg 1$, соотношение (28) примет вид

$$P_c \approx \sigma_3^2(\theta) / \theta_0.$$

На основании выражений (16) и (17) можно записать соотношение для излучаемых мощностей традиционной РЛС $P_{\text{излтр}}$ и РЛС с ОС $P_{\text{излОС}}(\theta)$:

$$P_{\text{излОС}}(\theta) / P_{\text{излтр}} \approx \theta_0 K^2. \quad (29)$$

Как видно из (29), излучаемая мощность РЛС с ОС в конечный момент времени анализа $\theta = \theta_0$ в $(\theta_0 K^2)$ раз выше мощности, излучаемой РЛС с традиционной структурой при равных условиях работы. При этом соотношение излучаемых мощностей рассматриваемых РЛС в случае отсутствия цели и нарастающих автоколебаний в РЛС с ОС, также как и в начальный момент $\theta = 0$, с учетом выражений (13), (16) и (17) примет вид

$$P_{\text{излОС}}(0) / P_{\text{излтр}} = \theta_0 K^2 / q_0^2. \quad (30)$$

Для оценки энергетической скрытности двух сравниваемых типов РЛС представляет интерес сравнение энергий излучаемых сигналов при наличии и при отсутствии цели в зоне обзора. Заметим, что энергия излучаемого сигнала для традиционной РЛС $E_{\text{тр}}$ остается неизменной в обоих случаях:

$$E_{\text{тр}} = P_{\text{излтр}} \theta_0,$$

где θ_0 – нормированное время анализа, одинаковое для сравниваемых РЛС.

Рассмотрим отношение энергий сигналов традиционной РЛС $E_{\text{тр}}$ и РЛС с ОС $E_{\text{ОС}}$. В случае отсутствия цели в зоне обзора РЛС с ОС излучает усиленные собственные шумы приемника постоянного уровня, поэтому отношение энергий Δ_p примет вид

$$\Delta_p = \frac{E_{\text{ОС}}}{E_{\text{тр}}} = \frac{P_{\text{излОС}}(0) \theta_0}{P_{\text{излтр}} \theta_0} = \frac{P_{\text{излОС}}(0)}{P_{\text{излтр}}}.$$

С учетом формулы (30) получим окончательное выражение:

$$\Delta_p = K^2 \theta_0 / q_0^2. \quad (31)$$

При наличии цели в зоне обзора и возникновении автоколебаний в РЛС с ОС отношение энергий Δ_3 примет вид

$$\Delta_3 = \frac{E_{\text{ОС}}}{E_{\text{тр}}} = \frac{\int_0^{\theta_0} P_{\text{излОС}}(\theta) d\theta}{P_{\text{излтр}} \theta_0} = \frac{K_P \int_0^{\theta_0} \sigma_3^2(\theta) d\theta}{P_{\text{излтр}} \theta_0}. \quad (32)$$

После преобразований, аналогичных выполненным при выводе соотношения (31), выражение (32) примет вид

$$\Delta_3 = \frac{\Delta_p}{2\gamma\theta_0} (\Pi_{\text{обн}}^2 - 2\alpha_n \theta_0). \quad (33)$$

Полученное соотношение требует отдельного комментария, поскольку выражение в круглых скобках в формуле (33) может принимать отрицательное значение. Следует отметить, что при $\Pi_{\text{обн}}^2 = 2\alpha_n \theta_0$ показатель экспоненты $\gamma = 0$, а

коэффициент усиления петли ОС $K^2 = 1$. При $\Pi_{\text{обн}}^2 < 2\alpha_n\theta_0$ показатель экспоненты становится отрицательным ($\gamma < 0$), а коэффициент усиления $K^2 < 1$. В этом случае РЛС с ОС считается устойчивой, однако она должна рассматриваться как пространственный рециркулятор, поэтому накапливает собственный шумовой сигнал лучше, чем традиционный интегрирующий фильтр (см. рис. 3, б, кривая 2). При этом ВПО D при фиксированной ВЛТ F граничного с точки зрения устойчивости состояния РЛС с ОС определяется как

$$D = F^{1/(2\alpha_n\theta_0)}.$$

Для получения количественных оценок относительной энергетической скрытности в соответствии с выражениями (31) и (33) необходимо положить равными параметры обнаружения сравниваемых РЛС $F = \text{const}$ и $D = \text{const}$. На рис. 8 приведены зависимости отношений энергий РЛС с ОС при замкнутой ОС и традиционной РЛС Δ_3

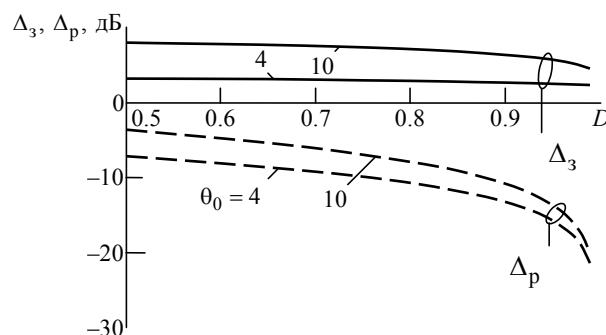


Рис. 8

и РЛС с ОС при разомкнутой ОС и традиционной РЛС Δ_p как функции ВПО D , полученные при $F = 10^{-6}$ для двух значений времени анализа θ_0 . Как видно из графиков, в обоих случаях при $D > 0,9$ и отсутствии цели энергетический выигрыш может достигать 10 и более децибел. При появлении цели наблюдается проигрыш в отношении энергий излучаемого сигнала РЛС с ОС и традиционной РЛС, причем этот проигрыш тем меньше, чем меньше время анализа θ_0 , и не превышает 3 дБ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Коган М. Ю. Ближняя радиолокация. М.: Сов. радио, 1973. 272 с.
2. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. 2-е изд. М.: Сов. радио, 1971. 672 с.
3. Морская радиолокация / В. А. Генкин, В. И. Винокуров, С. П. Калениченко; под ред. В. И. Винокурова. Л.: Судостроение, 1986. 256 с.
4. Попов В. Н., Щербак В. И. Линейный этап установления автоколебаний в генераторе с запаздыванием // Изв. ЛЭТИ. 1977. Вып. 215. С. 22–24.

5. Попов В. Н. Вопросы обнаружения и разрешения целей радиолокационной станцией с обратной связью через пространство – цель: дис. ... канд. техн. наук / ЛЭТИ. Л., 1977. 198 с.

6. Чапурский В. В. Избранные задачи теории сверхширокополосных радиолокационных систем. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2012. 279 с.

V. M. Kutuzov, V. N. Popov

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Detection theory as application to the radar with a self-oscillating feedback

The physical and mathematical models of radar with feedback through space and target, operating on the principle of self-oscillating system are discussed. The linear mode of fluctuations establishing is analyzed. Working detection statistics are found and detection statistics for usual radar and radar with feedback are built. Obtained characteristics compare with the corresponding characteristics of usual coherent radar. Energy stealth of the radar in standby mode and in the mode of occurrence of self-oscillations is estimated.

Spatial feedback radar, oscillator with a delay, feedback loop gain, radiated power, detection and energy stealth performances

Статья поступила в редакцию 11 сентября 2015 г.



Наши авторы

Алпатова Ольга Витальевна

Кандидат технических наук (2001), доцент (2005) кафедры электротехники и мехатроники Института радиотехнических систем и управления Южного федерального университета (Таганрог). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика импедансных структур, проблемы электромагнитной совместимости, методы неразрушающего контроля и обнаружения неисправностей с помощью СВЧ.

Тел.: 8 (8634) 37-16-94.

E-mail: alpatova-ov@yandex.ru

Бархатов Алексей Владимирович

Инженер кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Окончил названный университет (1998) по специальности "Радиотехника". Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов, спектральный анализ, радиолокационная гидрография, многопозиционные радиолокационные комплексы.

Тел.: +7 (904) 630-76-87.

E-mail: aleksbar@yandex.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 150 научных работ, в том числе двух учебников и двух монографий. Сфера научных интересов – электроника и техника СВЧ, вычислительная электродинамика.

Тел.: 8 (812) 234-90-73.

E-mail: adgrigoriev@eltech.ru

Джалилов Бахромжон Одиложонович

Магистр (2013) по направлению "Электроника и микроэлектроника", аспирант кафедры радиотехнической электроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Сфера научных интересов – техника СВЧ, телекоммуникационная техника.

Тел.: +7 (904) 551-84-85.

E-mail: bahrom3909@mail.ru

Дроздовский Андрей Викторович

Кандидат физико-математических наук (2011), ассистент (2011) кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ". Автор более 50 научных работ. Сфера научных ин-

тересов – волновые процессы в нелинейных диэлектрических структурах.

Тел.: 8 (812) 234-99-83.

E-mail: drozdovskyav@gmail.com

Зейде Кирилл Михайлович

Аспирант кафедры высокочастотных средств радиосвязи и телевидения Института радиоэлектроники и информационных технологий – РТФ Уральского федерального университета им. первого Президента России Б. Н. Ельцина. Окончил названный университет (2010) по специальности "Радиотехника". Автор шести научных публикаций. Сфера научных интересов – прикладная электродинамика.

Тел.: +7 (902) 254-11-77.

E-mail: k.m.zeide@urfu.ru

Зиатдинов Сергей Ильич

Доктор технических наук (2005), профессор (2008) кафедры информационно-сетевых технологий Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор более 140 научных работ. Сфера научных интересов – обработка сигналов в радиотехнических системах.

Тел.: 8 (812) 584-76-41.

E-mail: zsi@k53.guap.ru

Калиникос Борис Антонович

Доктор физико-математических наук (1985), профессор (1989), заведующий кафедрой физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ". Автор более 300 научных работ. Сфера научных интересов – возбуждение и распространение волн СВЧ в твердом теле, спиновые волны в тонких ферромагнитных пленках, солитоны огибающей спиновых волн, линейная и нелинейная динамика спиновых волн и хаос, устройства на основе ферритовых и мультиферроидных структур, радиофотоника.

Тел.: 8 (812) 234-99-83.

E-mail: spinlab@eltech.ru

Козлов Александр Сергеевич

Инженер кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Окончил названный университет (2011) по специальности "Радиотехника". Автор восьми научных публикаций. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов, спектральный анализ, обнаружение сигналов.

Тел.: +7 (921) 091-41-54.

E-mail: dedlion@gmail.com

Коновалов Александр Анатольевич

Научный сотрудник кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Окончил названный университет (1996) по специальности "Радиотехника". Автор более 40 научных работ. Сфера научных интересов – траекторная обработка радиолокационной информации, многопозиционные радиолокационные комплексы, объединение информации.
Тел.: +7 (911) 739-74-09.
E-mail: al_an_kon@mail.ru

Кошкидько Владимир Георгиевич

Кандидат технических наук (1988), доцент (1993) кафедры антенн и радиопередающих устройств Института радиотехнических систем и управления Южного федерального университета (Таганрог). Автор более 70 научных работ. Сфера научных интересов – исследования в области электромагнетизма и прикладной электродинамики (рассеяние электромагнитных волн импедансными структурами; импедансные, щелевые и микрополосковые электродинамические структуры; микрополосковые антенны; антенны с реактивными нагрузками).
Тел.: 8 (8634) 37-17-33.
E-mail: kvgs59@mail.ru

Кутузов Владимир Михайлович

Доктор технических наук (1997), профессор (1999), ректор Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – разработка и применение радиолокационных систем и комплексов.
Тел.: 8 (812) 234-46-51.
E-mail: VMKutuzov@eltech.ru

Лесняк Денис Александрович

Кандидат технических наук (2014), старший преподаватель (2015) кафедры космических радиотехнических систем ФГКВОУ ВПО "Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского" (Санкт-Петербург). Автор более 20 научных работ. Сфера научных интересов – защита информации, информационная безопасность.
Тел.: +7 (911) 760-60-71.
E-mail: denislesnyk@mail.ru

Малышев Виктор Николаевич

Доктор технических наук (2000), профессор (2004), декан факультета радиотехники и телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – численные методы; СВЧ-техника; антенны; информационные сети; информационная безопасность.
Тел.: 8 (812) 234-25-76.
E-mail: vm@eltech.ru

Мусин Андрей Маликович

Аспирант кафедры высокочастотных средств радиосвязи и телевидения Института радиоэлектроники и информационных технологий – РТФ Уральского федерального университета им. первого Президента России Б. Н. Ельцина. Окончил указанный университет (2010) по специальности "Радиотехника". Автор двух научных работ. Сфера научных интересов – прикладная электродинамика.
Тел.: +7 (932) 113-71-21.
E-mail: andrmm@uralweb.ru

Попов Владимир Никанорович

Кандидат технических наук (1977), старший научный сотрудник (1985). С 1970 по 2001 гг. работал на кафедре радиооборудования кораблей Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). В настоящий момент на пенсии. Сфера научных интересов – когерентная радиолокация со сложными сигналами.

Соколов Алексей Иванович

Кандидат технических наук (1979), доцент (1995) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 60 научных работ. Сфера научных интересов – радионавигационные системы.
Тел.: +7 (911) 815-22-56.
E-mail: aisusu@ya.ru

Стеблевская Ивета

Аспирантка кафедры микроэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Окончила Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения (2015) по специальности "Проектирование и технология электронно-вычислительных средств". Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – технология получения тонких пленок; технологическая подготовка производства.
Тел.: +7 (953) 350-02-67.
E-mail: isteblevska@gmail.com

Тупик Виктор Анатольевич

Доктор технических наук (2012), доцент (2000), заведующий кафедрой микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры (2013), проректор (2005) Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Член Научного совета по проблемам материаловедения, механики, прочности при президенте СПб НЦ РАН по направлению "Конструкционные материалы и нанотехнологии", член Совета по химическим наукам СПб НЦ РАН. Автор более 110 научных работ. Сфера научных интересов – технология создания тонких пленок; компьютерное моделирование физических процессов.
Тел.: 8 (812) 346-28-53.
E-mail: Vatupik@etu.ru

Устинов Алексей Борисович

Доктор физико-математических наук (2012), профессор (2015) кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – линейные и нелинейные свойства колебаний и волн намагнитности в ферромагнитных пленках и слоистых структурах на их основе; разработка СВЧ микроэлектронных приборов.
Тел.: 8 (812) 234-99-83.
E-mail: Ustinov_rus@yahoo.com

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) 234-15-84.
E-mail: VNUshakov1@mail.ru

Файзуллина Дилара Наилевна

Магистр (2013) по направлению "Инфокоммуникационные технологии и системы связи", аспирантка кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – прием и обработка радиосигналов, цифровая обработка сигналов; обнаружение и пеленгование сигналов.
Тел.: +7 (981) 811-28-69.
E-mail: dilara89@yandex.ru

Чу Чонг Шы

Магистр (2015) по направлению "Конструирование и технология электронных средств", аспирант кафедры микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского госу-

дарственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – технология создания тонких пленок; компьютерное моделирование физических процессов.
Тел.: +7 (962) 703-79-87.
E-mail: chusu171@mail.ru

Шевченко Майя Евгеньевна

Кандидат технических наук (1997), доцент (2002) кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 40 научных работ. Сфера научных интересов – прием и обработка радиосигналов; обнаружение, оценивание и пеленгование сигналов, частотный радиомониторинг; цифровая обработка сигналов.
Тел.: 8 (812) 234-46-81.
E-mail: m_e_shevchenko@mail.ru

Штанько Сергей Владимирович

Кандидат технических наук (2004), доцент (2013), заместитель начальника кафедры космических радиотехнических ФГКВОУ ВПО "Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского" (Санкт-Петербург). Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – защита информации и информационная безопасность в радиоканалах информационного обмена с космическими аппаратами.
Тел.: +7 (911) 944-84-11.
E-mail: craft2001@mail.ru

Юрченко Юрий Семенович

Доктор технических наук (1993), профессор (1996) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Почетный работник науки и техники. Автор более 180 научных работ. Сфера научных интересов – обработка сигналов в системах радионавигации.
Тел.: 8 (812) 430-71-73.
E-mail: yurchenko-etu@mail.ru

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

В редакционный совет журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- распечатку рукописи (1 экз.). Распечатка должна представлять собой твердую копию файла статьи;
- электронную копию статьи (CD либо DVD). По предварительному согласованию с редсоветом допустима передача по электронной почте;
- отдельный файл для каждого рисунка и каждой таблицы в формате тех редакторов, в которых они были подготовлены (также возможна передача по электронной почте по предварительному согласованию). Размещение рисунка в электронной копии статьи не освобождает от его представления отдельным файлом;
- элементы заглавия на английском языке (1 экз.);
- экспертное заключение о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- сведения об авторах и их электронную копию (на русском и на английском языках) (1 экз.);
- рекомендацию кафедры (отдела) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.).

Авторы вправе представить вместе с авторскими материалами рецензию независимого специалиста. За редакцией при рецензировании рукописи сохраняется право учесть представленную рецензию. Подпись рецензента должна быть заверена по месту его работы.

Правила оформления текста

Текст статьи подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word. Формат бумаги А4. Параметры страницы: поля – верхнее, левое и нижнее 2.5 см, правое 2 см; колонтитулы – верхний 2 см, нижний 2 см. Применение полужирного и курсивного шрифтов допустимо при крайней необходимости.

Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье. Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.

Все сведения и текст статьи набираются гарнитурой "Times New Roman"; размер шрифта 10.5 pt; выравнивание по ширине; абзацный отступ 0.6 см; межстрочный интервал "Множитель 1.1"; автоматическая расстановка переносов.

Распечатка подписывается всеми авторами.

Элементы заглавия публикуемого материала

1. УДК (выравнивание по левому краю).
2. Перечень авторов – Ф. И. О. автора (-ов) полностью, если авторов несколько – разделенные запятыми. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; не отрывать инициалы от фамилии.
3. Место работы авторов. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, а затем список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.
4. Название статьи.
5. Аннотация – 3–7 строк, характеризующих содержание статьи.
6. Реферат – текст объемом до 1000 знаков, характеризующий содержание статьи; необходим для размещения статьи в базе данных.
7. Ключевые слова – 3–10 слов и/или словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми; в конце списка точка не ставится.

Каждый элемент заглавия приводится с новой строки.

Основной текст

Шрифт "Times New Roman" 10.5 pt, выравнивание по ширине, абзацный отступ 0.6 см, межстрочный интервал "Множитель 1.1".

Используются постраничные подстрочные ссылки (шрифт "Times New Roman" 8 pt, выравнивание по ширине; межстрочный интервал "Одинарный"), имеющие сквозную нумерацию в пределах статьи.

Список литературы

1. Строка с текстом "Список литературы".
2. Собственно список литературы – библиографические описания источников, выполненные по ГОСТ 7.1–2008 "Библиографическое описание документа". Каждая ссылка с номером – в отдельном абзаце.

В ссылках на материалы конференций обязательно указание даты и места их проведения; при ссылках на статьи в сборниках статей обязательно приводятся номера страниц, содержащих данный материал.

Ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются.

При ссылках на материалы, размещенные на электронных носителях, необходимо указывать электронный адрес до конкретного материала (т. е. включая сегмент, оканчивающийся расширением, соответствующим текстовому документу) и дату обращения к нему либо полный издательский номер CD или DVD. Редакция оставляет за собой право потребовать от автора замены ссылки, если на момент обработки статьи по указанному адресу материал будет отсутствовать.

При ссылках на переводную литературу необходимо отдельно привести ссылку на оригинал.

При ссылках на источники на русском языке необходимо дополнительно привести перевод ссылки на английский язык с указанием после ссылки "(in Russian)". Формат перевода должен соответствовать формату, принятому в журналах IEEE.

Элементы заглавия на английском языке

Элементы включают:

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

2. Место работы авторов. Необходимо убедиться в корректном (согласно уставу организации) написании ее названия на английском языке. Перевод названия возможен лишь при отсутствии англоязычного названия в уставе. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, а затем список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.

3. Название статьи (перевод названия, указанного перед текстом).

4. Резюме (abstract) статьи объемом до 0.5 с., кратко излагающее постановку задачи, примененные методы ее решения, полученные результаты. Допустимы ссылки на рисунки и таблицы, приведенные в основном тексте.

5. Аннотация (перевод аннотации, указанной перед текстом).

6. Ключевые слова (перевод списка ключевых слов, указанного перед текстом).

Каждый элемент заглавия приводится с новой строки.

Верстка формул

Формулы подготавливаются в редакторе формул MathType; нумеруются только те формулы, на которые есть ссылки в тексте статьи; использование при нумерации букв и других символов не допускается.

Формулы, как правило, выключаются в отдельную строку; в тексте допустимо расположение только однострочных формул, на которые нет ссылок (надстрочные и подстрочные символы в таких формулах допустимы).

Выключенные в отдельную строку формулы выравниваются по середине строки, номер (при необходимости) заключается в круглые скобки и выравнивается по правому краю текста.

Необходимо использовать следующие установки редактора формул. **Размеры:** "полный" 10.5 pt, "подстрочный" 9 pt, "под-подстрочный" 7 pt, "символ" 14.5 pt, "подсимвол" 12.5 pt. **Стили:** текст, функция, число, кириллица – шрифт "Times New Roman", вектор-матрица – шрифт "Times New Roman", жирный; греческий малый, греческий большой, символ – шрифт "Symbol", прямой; переменная – шрифт "Times New Roman", курсив. Индексы, представляющие собой слова, сокращения слов или аббревиатуры, набираются только в прямом начертании.

Скобки и знаки математических операций вводятся с использованием шаблонов редактора формул MathType.

Начертание обозначений в формулах и в основном тексте должно быть полностью идентично. Все впервые встречающиеся в формуле обозначения должны быть расшифрованы сразу после формулы. После нее ставится запятая, а на следующей строке без абзацного отступа после слова "где" приводятся все обозначения и через тире – их расшифровки; список должен быть составлен в порядке появления обозначений в формуле; в многострочных формулах вначале полностью описывается числитель, а затем – знаменатель; изменение индекса также считается введением нового обозначения, требующего новой расшифровки.

Если при расшифровке встречается обозначение, в свою очередь требующее формульной записи и расшифровки, то с ним поступают как с отдельной формулой, но расшифровку помещают в круглые скобки.

Верстка рисунков

Рисунки, представляющие собой графики, схемы и т. п., должны быть выполнены в графических векторных редакторах (встроенный редактор Microsoft Word, CorelDraw, Microsoft Visio и т. п.) в черно-белом виде. Использование точечных форматов (.bmp, .jpeg, .tiff, .html) допустимо только для рисунков, представ-

ление которых в векторных форматах невозможно (фотографии, копии экрана монитора и т. п.). Качество рисунков и фотографий должно быть не менее 300 dpi.

В поле рисунка должны размещаться только сам рисунок и его нумерационный и тематический заголовки. Под рисунком размещаются нумерационный заголовок и через точку – тематический. Строка (строки), содержащая заголовки, центрируется относительно рисунка. Переносы в словах в этой области недопустимы.

Описание самого рисунка и введенных на нем обозначений следует приводить в основном тексте статьи.

Каждый рисунок вместе с заголовком должен помещаться в текстовое поле или в поле объекта (в терминах Microsoft Word).

Следует стремиться к горизонтальному размеру рисунка, равному 16.5 или 7.9 см (в первом случае рисунок будет заверстан в разрез текста, во втором – в оборку).

Буквенные обозначения фрагментов рисунка (шрифт "Times New Roman", курсив, 9 pt) ставятся под фрагментом перед нумерационным заголовком; в тексте ссылка на фрагмент ставится после нумерационного заголовка через запятую (например, рис. 1, а).

Рисунок размещается в ближайшем возможном месте после первого упоминания его или его первого фрагмента в тексте. Первая ссылка на рисунок приводится, например, как (рис. 3), последующие – как (см. рис. 3).

Основные линии на рисунках (границы блоков и соединительные линии на схемах, линии графиков) имеют толщину 1 pt, вспомогательные (выноски, оси, размерные линии) – 0.6 pt.

При формировании рисунка, представляющего собой схему, следует придерживаться требований ГОСТ, ЕСКД, ЕСПД (в частности, недопустимо использовать условные графические обозначения, соответствующие стандартам США и Европы, но не совпадающие с предусмотренными ГОСТ).

На рисунках, представляющих собой графики зависимостей, не следует делать размерную сетку, следует дать лишь засечки на осях, причем все засечки должны быть оцифрованы (т. е. всем засечкам должны соответствовать определенные числовые значения).

Если оси на рисунках оцифрованы, то они завершаются на позиции очередной засечки, где засечка не ставится, а вместо числовых значений даются обозначение переменной и (через запятую) единица измерения. Если оси не оцифровываются, то они завершаются стрелками, рядом с которыми даются обозначения переменных без единиц измерения.

Длины и шаг засечек следует устанавливать таким образом, чтобы на рисунке не было пустых областей, т. е. каждая засечка должна оцифровывать хотя бы некоторые точки одной из приведенных кривых.

Все текстовые фрагменты и обозначения на рисунке даются гарнитурой "Times New Roman" размером 9 pt с одинарным межстрочным интервалом; цифровые обозначения, буквенные обозначения фрагментов и нумерационный заголовок выделяются курсивом.

При необходимости в отдельных текстовых полях на рисунке могут помещаться обозначения и тексты, сформированные в редакторе формул; при этом следует использовать следующие установки редактора: размеры – "полный" 9 pt, "подстрочный" 7 pt, "под-подстрочный" 5.5 pt, "символ" 13 pt, "подсимвол" 11 pt.

Ссылки на обозначения на рисунке в основном тексте даются тем же начертанием (прямым или курсивным), как и на рисунке, но с размером шрифта 10.5 pt, соответствующим размеру основного текста.

Верстка таблиц

Текст в таблицах печатается через одинарный интервал, шрифтом "Times New Roman"; основной текст 9 pt, индексы 7 pt, подындексы 5.5 pt.

Таблица состоит из следующих элементов: нумерационного и тематического заголовков; головки (заголовочной части), включающей заголовки граф (объясняют значение данных в графах); боковика (первой слева графы) и прографки (остальных граф таблицы).

Нумерационный заголовок содержит слово "Таблица" и ее номер арабскими цифрами (без знака номера перед ними, без точки на конце; выравнивается по правому полю таблицы и выделяется светлым курсивом). На следующей строке дается тематический заголовок (выравнивается по центральному полю таблицы и выделяется жирным прямым; после него точка не ставится). Ссылка в тексте на таблицу дается аналогично ссылке на рисунок. Нумерация таблиц – сквозная в пределах статьи. Если таблица единственная, нумерационный заголовок не дается, а ссылка в тексте приводится по типу "см. таблицу".

Над продолжением таблицы на новой странице ставится заголовок "Продолжение табл. 5" (если таблица на данной странице не оканчивается) или "Окончание табл. 5" (если таблица на данной странице оканчивается). Если таблица продолжается на одной или на нескольких последующих страницах, то ее головка должна быть повторена на каждой странице.

Ни один элемент таблицы не должен оставаться пустым.

Заголовки пишут в именительном падеже единственного или множественного числа без произвольного сокращения слов (допустимы только общепринятые сокращения всех видов: графические сокращения, буквенные аббревиатуры и сложносокращенные слова). Множественное число ставится только тогда, когда среди текстовых показателей графы есть показатели, стоящие во множественном числе.

В одноярусной головке все заголовки пишутся с прописной буквы. В двух- и многоярусных головках заголовки верхнего яруса пишутся с прописной буквы; заголовки второго, третьего и т. д. ярусов – с прописной буквы, если они грамматически не подчинены стоящему над ними заголовку верхнего яруса, и со строчной, если они грамматически подчинены ему.

Сведения об авторах

Включают для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), почетные звания (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (не более 5–6 строк), название организации, должность, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты, при наличии – факс. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. В справке следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

Перечень основных тематических направлений журнала

Тематика журнала соответствует группам специальностей научных работников 05.12.00 – "Радиотехника и связь", 05.27.00 – "Электроника" и 05.11.00 – "Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы" (в редакции приказа ВАК от 10.01.2012 № 5) и представляется следующими основными рубриками:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов;
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств;
- Телевидение и обработка изображений;
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны;
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций;
- Радиолокация и радионавигация;

"Электроника":

- Микро- и нанoeлектроника;
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника;
- Радиофотоника;
- Электроника СВЧ;

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн;
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы;
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Рукописи аспирантов публикуются бесплатно.

Адрес редакционного совета: 197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", Издательство.
Технические вопросы можно выяснить по адресу radioelectronic@yandex.ru