



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. Калинин (Санкт-Петербург, Россия),
Э. Ляхдеранта (Лаппеенранта, Финляндия),
С. Б. Макаров (Санкт-Петербург, Россия),
Ф. Мартин (Барселона, Испания),
В. А. Обуховец (Ростов-на-Дону, Россия),
Б. А. Панченко (Екатеринбург, Россия),
В. А. Пахотин (Калининград, Россия),
А. Д. Плужников (Нижний Новгород, Россия),
А. А. Потапов (Москва, Россия),
А. В. Соломонов (Санкт-Петербург, Россия),
Р. М. Степанов (Санкт-Петербург, Россия),
Ю. М. Таиров (Санкт-Петербург, Россия),
А. Л. Толстихина (Москва, Россия),
И. Б. Федоров (Москва, Россия),
Ю. В. Филатов (Санкт-Петербург, Россия),
М. Хайн (Ильменау, Германия),
В. А. Шевцов (Москва, Россия)

Редакционная коллегия

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

СОДЕРЖАНИЕ



Знаменательные даты

К 125-летию со дня рождения И. Г. Фреймана

Карпов В. Г. Профессор И. Г. Фрейман – выдающийся советский радиотехник 3



Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

Нахмансон Г. С., Козлов С. В. Эффективность приема фазоманипулированного широкополосного сигнала с квадратурной фазовой модуляцией в условиях взаимных помех и внутренних шумов аппаратуры..... 10

Давыдов В. С. Повышение помехозащищенности идентификации и распознавания гидролокационных сигналов от тел сложной формы на фоне реверберационных помех 18

Зимина С. В. Влияние флуктуаций весового вектора на характеристики нейронной сети с настройкой по критерию наименьшего среднего квадрата ошибки..... 26



Проектирование и технология радиоэлектронных средств

Цицикян Г. Н., Вандышев С. С., Баранов Ю. Д. Оценка эффективности демпфирующих фильтров третьего порядка..... 33

Михайлов В. А. Расчет восстанавливающих фильтров в системе с различными импульсными характеристиками в телевизионных полях..... 36



Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Аксельрод Г. З., Елагина К. А. Применение сигнала с нелинейной частотной модуляцией для уменьшения потерь обнаружения 40

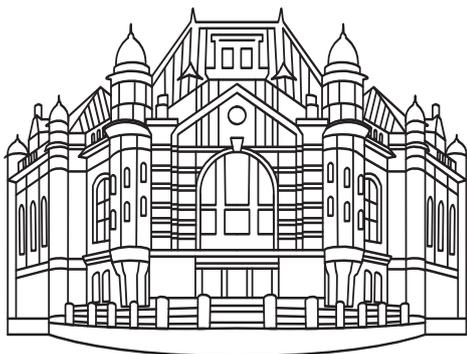
Андреасен Дж.-Э., Ланкин В. Е., Шашкин А. К. Маршрутизация в сети телемеханики объектов энергораспределения на основе радиоканалов 44



Радиолокация и радионавигация

Нахмансон Г. С., Суслин А. В. Влияние энергетических потерь при обработке фазоманипулированных сигналов на максимальную дальность действия и точность измерения координат в радиолокационных системах..... 51

Шишанов С. В., Мьякинков А. В. Система кругового обзора для транспортных средств на основе сверхширокополосных датчиков..... 55



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

Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн

- Соколов С. В., Каменский В. В., Ковалев С. М., Меерович В. Д.**
Комплексный алгоритм определения параметров навигационных спутников и спутниковой навигации на основе межспутниковых измерений 61
- Янин А. А.** Улучшение существующих методов измерений в сетях цифрового эфирного телевизионного вещания..... 66

Редакционный отдел

- Наши авторы 72
- Требования к оформлению статей, предлагаемых для публикации в журнале "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника"

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

Редакция журнала

197376, Санкт-Петербург,
ул. Проф. Попова, 5, СПбГЭТУ «ЛЭТИ»
Тел.: (812) 234-02-23
E-mail: radioelectronic@yandex.ru

Редакторы: *Э. К. Долгатов, Н. В. Лукина, И. Г. Скачек*

Выпускающий редактор *И. Г. Скачек*
Компьютерная верстка *Е. Н. Паздниковой*

Подписано в печать 06.05.15.

Формат 60 × 84 1/8. Бумага офсетная.

Печать цифровая. Гарнитура «Times New Roman».

Уч.-изд. л. 10,14. Усл.-печ. л. 9,75.

Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.). Заказ 39.

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

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



УДК 621.37–621.396(091)

В. Г. Карпов

Профессор И. Г. Фрейман – выдающийся советский радиотехник¹

1 мая 2015 г. исполнилось 125 лет со дня рождения профессора Иманта Георгиевича Фреймана (1890–1929). В архиве Музея истории СПбГЭТУ "ЛЭТИ" в папке "Личное дело проф. И. Г. Фреймана" среди других документов хранится копия статьи ученика И. Г. Фреймана выпускника ЛЭТИ 1927 г., кандидата технических наук, доцента Академии им. А. Ф. Можайского В. Г. Карпова, опубликованная в 1949 г. в "Трудах Академии" к 20-летию со дня кончины ученого. К началу XXI в. радиоэлектроника "умчалась" далеко вперед, нам сейчас трудно оценить значение отдельных научных работ, выполненных в первые десятилетия XX в. Поэтому представляет особый интерес мнение специалиста, работавшего в те, уже далекие годы, в которые непосредственно видны были результаты научной, педагогической и практической деятельности И. Г. Фреймана. Ученику удалось передать искреннее отношение огромного уважения и признательности своему Учителю.

И. Г. Фрейман, А. С. Попов, радиотехника, Ленинградский электротехнический институт (ЛЭТИ), антенны, электронная лампа, радиоловительство, Центральная радиолaborатория, радиовооружение флота

Исполнилось двадцать лет со дня смерти выдающегося советского ученого, одного из основоположников радиотехники как инженерной науки, виднейшего продолжателя традиций А. С. Попова Иманта Георгиевича Фреймана.

И. Г. Фрейман прожил недолгую, но очень богатую содержанием жизнь. Родился он в 1890 г. и по окончании Реального училища поступил в Электротехнический институт (ныне им. В. И. Ульянова (Ленина)). С этим институтом И. Г. был тесно связан всю свою жизнь. Еще будучи студентом он проявлял большой интерес к тогда еще весьма несовершенной радиотехнике и в 1911 г. участвовал в постройке ряда радиостанций: на Югорском шаре, в Архангельске, в Риге. В 1913 г. Имант Георгиевич окончил институт и прошел свою первую инженерную школу на проектировании и строительстве мощной радиостанции во Владивостоке.

И. Г. Фрейман обладал блестящими способностями. Прекрасно владея математическим аппаратом, он умел своеобразно и глубоко анализировать сложные теоретические вопросы. Вместе с тем теория у него всегда была неразрывно связана с практикой: И. Г. Фрейман был инженером в лучшем смысле этого слова. Имант Георгиевич был человеком редкого обаяния и разносторонне широкого образования. Он прекрасно знал по-

чти все европейские языки, а будучи во Владивостоке, в совершенстве изучил японский язык. Благодаря своим выдающимся способностям уже



И. Г. Фрейман

¹ Публикуется в сокращенном виде по изданию: Карпов В. Г. Профессор И. Г. Фрейман – выдающийся советский радиотехник // Тр. Акад. им. А. Ф. Можайского. 1949. Вып. 26. С. 3–14.

в возрасте 26 лет И. Г. Фрейман начинает научно-педагогическую деятельность в Электротехническом институте.

После Великой Октябрьской социалистической революции в 1917 г. наступает расцвет этой деятельности, когда И. Г. становится руководителем кафедры радиотехники. К этому времени относятся первые научные работы И. Г. Фреймана: "Некоторые опыты по выяснению пригодности термогальванометра Дудделя для измерения силы радиотелеграфного приема" [1] и диссертация "О законах подобия радиосетей". После представления этой диссертации и сдачи магистерских экзаменов И. Г. Фрейман в 1921 г. был утвержден профессором радиотехники.

В 1922–1928 гг. Иммант Георгиевич вел общий и специальный курсы радиотехники, а также смежные дисциплины (электровакуумные приборы, радиоизмерения).

В те годы чтение этих курсов означало, в сущности, создание новых научных дисциплин. Здесь ярко проявилось стремление И. Г. развить радиотехнику как *инженерную науку* в отличие от того эмпиризма, который в то время царил в этой области, в особенности в Германии. Ученики И. Г. Фреймана с благодарностью вспоминают его блестящие и своеобразные лекции. И. Г. Фрейман не терпел школярства, шаблона, стремился пробудить в своих слушателях творческую инициативу, любовь к самостоятельной инженерной работе. Вспоминаю, что нам, его ученикам, слушать его лекции было нелегко; они были трудны в лучшем смысле слова, ибо были насыщены глубоким содержанием и многими оригинальными мыслями. Нередки были случаи, когда уже после сдачи экзамена мы приходили вновь слушать Имманта Георгиевича и неизменно получали истинное наслаждение и приобретали новые знания.



И. Г. Фрейман с учениками

Все первые советские радиоинженеры в современном значении этого термина, т. е. специалисты "ламповой" радиотехники, вышедшие из стен Электротехнического института, были подготовлены к практической деятельности И. Г. Фрейманом. Под его руководством выпущено свыше 30 радиоинженеров, выполнивших дипломные проекты, охватывающие разнообразные вопросы радиостроительства, преимущественно ламповые радиостанции разного назначения от вещательных до самолетных.

Проф. И. Г. Фрейман, кроме научно-педагогической, вел большую общественно-административную работу.

В 1922–1923 гг. он был деканом электрофизического факультета, в 1925–1926 гг. – проректором по учебной части института.

Последние годы жизни Имманта Георгиевича ознаменовались его активным участием в создании нашей советской радиопромышленности. С конца 1926 г. И. Г. Фрейман – научный консультант Центральной радиолaborатории (ЦРЛ) треста заводов слабого тока. Он принес в промышленность свои большие знания, громадную эрудицию и много оригинальных идей. В частности, им разработаны основные положения, касающиеся сети радиовещательных станций Союза ССР.

В предельно четкой и краткой форме были даны основные соображения к проекту центральной радиовещательной станции СССР [2]. Эти соображения нашли свое дальнейшее развитие в выдающихся работах советских радиоинженеров, в особенности А. Л. Минца, и были претворены в жизнь уже после смерти Имманта Георгиевича.

В июле 1928 г. И. Г. Фрейман был назначен заведующим Отделом телемеханики и дальновидения ЦРЛ. Однако свои богатые планы развития этой совершенно новой тогда области техники осуществить он уже не смог. В полном расцвете творческих сил, не достигнув еще и 39 лет, И. Г. Фрейман умер 8 февраля 1929 г.

Научная деятельность И. Г. Фреймана охватывает широкий круг вопросов. Чрезвычайно характерным для него является стремление к разработке наиболее принципиальных, важных проблем, специфичных для радиотехники как науки о методах беспроводной передачи электромагнитной энергии.

В 1925 г. И. Г. принимал активное участие в праздновании 30-летия изобретения радио А. С. Поповым.

"Обращаясь к работам родоначальника как нашей, так и всемирной радиотехники Александра Степановича Попова, мы не можем не признать,

что одну из наиболее оригинальных деталей его изобретения составляет именно радиосеть". Отмечая эту основную сущность изобретения А. С. Попова, Имант Георгиевич, выступая на торжественном заседании, посвященном 30-летию изобретения радио, предлагал назвать именем А. С. Попова единицу излучения радиосети. Вместо неудачного названия "метр-амперы" он предлагал назвать эту единицу по имени А. С. Попова – "по".

Между тем со времени изобретения А. С. Попова весьма мало было сделано для изучения антенн (радиосетей).

И. Г. писал тогда [3]: "За 30 лет своего существования радиотехника накопила громадный научный и научно-технический, лабораторный и чисто практический материал. По своему содержанию этот материал, однако, может несколько удивить того, кто внимательно учтет, какие теоретические сдвиги и экспериментальные достижения привели к мысли о беспроводной передаче электромагнитной энергии <...> Было бы естественно ожидать, что работы радиотехников, самим своим существованием обязанных проникновению в особый, сложный и редкий круг электромагнитных явлений, будут почти на сто процентов посвящены его изучению и его систематическому освещению. На самом деле ничего подобного".

И. Г. Фрейман отмечает, что большая часть работ, выполненных за 30 лет, была посвящена вопросам генерирования колебаний высокой частоты. Эта, с принципиальной точки зрения, "вспомогательная техническая задача" поглотила почти все внимание исследователей. Задачи же излучения энергии, задачи изучения центрального органа радиоустановки – радиосети остались "как-то в тени".

Неудивительно поэтому, что большая часть его научных работ была посвящена излучению радиоволн, теории антенн и смежным вопросам. По сути дела И. Г. Фрейман наряду с М. В. Шулейкиным явился одним из пионеров в деле изучения антенн. Им было немало сделано в этой области, впоследствии блестяще развитой в работах А. А. Пистолькорса, В. В. Татарина и ряда других выдающихся советских радиоспециалистов.

Из работ И. Г. Фреймана, посвященных явлениям переноса и излучения электромагнитной энергии, надо прежде всего напомнить его работу: "О процессе передачи электрической энергии" [4]. В ней рассматривается принципиальная сущность явления передачи энергии по проводам.

Изыщные расчеты, произведенные И. Г. Фрейманом, показали, что в процессе передачи элект-

рической энергии основное внимание должно быть сосредоточено на диэлектрической среде, окружающей провод. Основные законы теории электромагнитного поля приводят к бесспорному выводу, что перенос электромагнитной энергии при движении ее вдоль проводов является типичным примером свободного (а не связанного с движущимися электронами) переноса энергии.

"Все способы передачи электрической энергии на далекие расстояния как проводные, так и беспроводные – это различные интегральные проявления одного и того же дифференциального первичного процесса – перемещения энергии, получившей форму электромагнитного поля. Свойство перемещаться в пространстве лежит в самой природе электромагнитной формы энергии и также неизбежно, коль скоро энергия приняла эту форму, как неизбежно перемещение кинетической энергии поступательно движущегося тела". И далее: "Если вообще всякое представление, объединяющее широкий круг явлений и могущее служить базой для сравнения их между собой, ценно как средство для лучшего понимания их, то изложенное представление о единстве внутреннего процесса всякой технической передачи электрической энергии на далекие расстояния должно быть вдвойне ценно для радиотехников. Оно устраняет необходимость какого-то перелома в представлениях при переходе от различных преобразований энергии на самой радиостанции к явлению излучения. Оно ярко освещает сравнительные особенности проводных и беспроводной передачи".

Эти представления и подтверждающие их примеры расчетов, приведенные в цитированной статье, давно уже стали классическими и вошли во многие учебники радиотехники.

Собственно антеннам (радиосетям) посвящен ряд работ И. Г. Фреймана. Антенная техника того времени требовала разрешения многих принципиальных вопросов, разработки методов технического расчета и методики измерений. В частности, значительная путаница царил в вопросах эквивалентности радиосети и контура с сосредоточенными параметрами. Эти вопросы нашли четкое разъяснение в статье "Об эквивалентных постоянных радиосети" [5].

Для работ И. Г. Фреймана в области антенн характерно то, что, рассматривая какую-либо задачу, он дает не только теоретический анализ, но и методику инженерного расчета, а также анализ способов экспериментального определения соответствующих параметров. Так, им был предложен

простой, изящный метод расчета собственной длины волны антенны [6], основанный на определении избыточной емкости, вызванной влиянием земли.

В работе 1921 г. [7] проанализирован метод измерения собственной волны радиосети. Оценена точность метода, основанного на построении кривой $\lambda^2 = f(L_{y \text{ дл}})$, и даны рекомендации к практическому использованию предлагаемого метода.

Выше мы уже отмечали, что вопросу об эквивалентных параметрах радиосети И. Г. Фрейман уделял много внимания. Кроме упомянутой ранее работы, этому же посвящена статья "Об эквивалентной схеме радиосети" [8], в которой рассматривается эквивалентная схема при замене горизонтальной части сосредоточенной емкостью с неизменными погонными параметрами вертикальной части. И здесь приведены результаты экспериментального исследования, которые показали, что резкое изменение индуктивности горизонтальной части не влияет практически на длину волны. Тем самым подтверждается возможность пользования предлагаемой эквивалентной схемой.

Для измерения динамической емкости C_d радиосети И. Г. Фрейманом был предложен метод [9], основанный на включении дополнительной индуктивности L_3 , которая увеличивает длину волны.

Количественная оценка излучения антенны сильно занимала И. Г. Фреймана. Кроме теоретических работ, посвященных этому вопросу [10], им проведены весьма ценные экспериментальные работы, положившие начало технике измерений напряженности поля [11].

К работам проф. И. Г. Фреймана в области антенной техники тесно примыкают его исследования явлений распространения электромагнитных волн. Кроме обзорных статей (монографий), освещающих развитие учения о распространении радиоволн [12], следует отметить предложенную И. Г. Фрейманом в 1927 г. [13] методику расчета напряженности поля длинных волн.

Из других работ И. Г. Фреймана, не связанных непосредственно с вопросами антенн и распространения радиоволн, следует в первую очередь упомянуть статью "О глубине модуляции" [14]. Хотя в настоящее время в связи с применением в современных приемных устройствах линейного детектирования работа эта в значительной мере утратила свою актуальность, она все же представляет принципиальный интерес. Здесь впервые введено понятие о "телефонном эффекте" и обобщены вопросы технического проекти-

рования радиосети в целом. Показано, что при квадратичном детектировании недопустимо применение глубокой модуляции на передатчике и дана количественная оценка степени нелинейных искажений после детектирования в зависимости от коэффициента модуляции.

Вопросам технического расчета различных элементов радиоустройств, крайне слабо развитым в литературе, И. Г. Фрейман всегда уделял большое внимание. Мы говорили уже выше о работах, посвященных проектированию мощной радиовещательной станции СССР. К этому надо добавить, что инженерные интересы И. Г. Фреймана были весьма разнообразны. Он разработал ряд вопросов, связанных с проектированием машин высокой частоты [15], создал метод технического расчета рамочной антенны [16] и многое другое.

Одним из самых замечательных произведений проф. И. Г. Фреймана является его "Курс радиотехники". Можно с полной уверенностью сказать, что эта книга является первым в мире учебником радиотехники как инженерной науки.

Первым изданием "Курс радиотехники" вышел в 1924 г. Он был написан в 1919–1920 гг., "когда наша страна была отрезана от всего остального мира и когда в научно-технических вопросах, как и во многих других, мы были вынуждены и, даже независимо от этого, стремились найти свои самостоятельные решения". В предисловии к книге И. Г. Фрейман справедливо отмечает, что научно-техническая литература в области радиотехники крайне неудовлетворительна – "не только количественно, малым числом имеющихся изданий, но главным образом качественно – преобладанием не расчетного, а описательного подхода к предмету. Этот подход был принят Ценнеком в его, много превосходимой в Германии, книге".

И. Г. Фрейман смело и решительно ломает как в своей книге, так и во всей своей деятельности преклонение перед этими иностранными "авторитетами".

"Хотя описательный и никчемный с точки зрения техники подход Ценнека получил должную оценку еще давно, – пишет он, – но все же дух этого подхода нельзя считать изжитым до настоящего времени. Мы сталкиваемся с ним не только в литературе, где его еще можно оправдывать тем, что он допускает более популярное изложение, но, как это ни досадно, и в технике. В технике он выражается в обывательских приемах проектирования, не руководимых расчетом, не направленных к последовательному расчленению данной общей задачи на ее составные части,

а полагающихся на какое-то чутье и сводящихся к непродуманному экспериментированию зачастую прямо в полном объеме имеющегося задания. Эти недопустимые приемы проектирования стоили нам и продолжают стоить больших непроизводительных затрат как средств, так и времени; пока мы их решительно не оставим, мы никогда не будем уверены в правильном подходе к разрешению предъявляемых нам заданий".

Все разделы курса И. Г. Фреймана проникнуты научно-техническим подходом к решению радиотехнических задач. Особенно ценной является глава, посвященная радиосети. Надо отметить, что уже тогда (1920) в книге были намечены основные пути инженерного расчета лампового генератора.

В 1928 г., за год до смерти И. Г. Фреймана, вышло второе издание "Курса радиотехники", в котором нашли дальнейшее развитие идеи создания инженерных методов расчета и проектирования радиоустройств.

В предисловии ко второму изданию опять подчеркиваются эти мысли: "Я стремился выдвинуть на первый план такие количественные соотношения между рассматриваемыми в радиотехнике явлениями, которые позволили бы произвести законченный технический расчет работы радиостанции. В этом я разошелся с установившейся традицией составления курсов радиотехники, которая состояла в том, чтобы осветить преимущественно физическую сторону процессов, имеющих место при радиопередаче. При освещении физической картины количественная сторона отходит обычно на задний план; в технических же расчетах важна достаточная точность определенного количественного результата". Из второго издания исключены или сильно сокращены многие вопросы, устаревшие к тому времени (искровые генераторы и т. п.). С другой стороны, большое развитие получили вопросы новой радиотехники.

В этой связи следует особо отметить раздел о ламповых генераторах как независимого возбуждения, так и самовозбуждения. В этих главах автором разработаны основы методики технического расчета генераторов, основанной на линеаризации характеристик лампы. Эта методика, развитая и усовершенствованная многочисленными учениками И. Г. Фреймана и, в первую очередь, академиком А. И. Берг, прочно вошла в инженерную практику наших радиоспециалистов. Эти работы на много лет опередили соответствующие иностранные, в частности, американские статьи, появившиеся в периодической литературе лишь в 1930-х гг.

"Курс радиотехники" в течение многих лет был настольной книгой каждого радиоспециалиста и во многих отношениях не утратил интереса и теперь. Идеи, в нем заложенные, получили дальнейшее развитие в трудах многих учеников и последователей И. Г. Фреймана (А. И. Берг, Б. П. Асеев, В. И. Сифоров, А. Л. Минц, А. Н. Шукин).

И. Г. Фрейман был горячим патриотом русской науки. Он активно пропагандировал роль А. С. Попова в создании радиотехники, он был одним из создателей русской оригинальной школы радиоинженеров. В этой связи нельзя не упомянуть о работах его в области терминологии. Этому вопросу И. Г. Фрейман придавал исключительно большое значение.

В течение ряда лет он был бессменным председателем комиссий по терминологии Русского общества радиоинженеров. Он очень хорошо понимал важность разработки полноценных терминов, в особенности в такой новой науке, как радиотехника. В своих статьях [17] и выступлениях, в частности, на лекциях в Электротехническом институте он постоянно призывал к поискам наиболее удачных терминов, призывал к борьбе с некритичным переносом иностранных (зачастую неудачных) слов в русский язык.

И. Г. Фрейман является автором многих терминов, прочно вошедших в нашу радиотехническую практику. К ним относятся такие термины, как "радиовещание" (взамен неудачного "широковещание", представляющего точный перевод английского broadcasting), "проницаемость" и другие. Очень характерна требовательность И. Г. Фреймана к чистоте русского языка в технической литературе. Так, в рецензии на книгу проф. Черданцева "Основы векторного и тензорного анализа" он писал: "... неприятна излишняя привязанность автора к иностранным словам: он упорно говорит *компоненты* вместо слагаемые, *аналогичные* вместо подобные, *операции* вместо действия и т. п." Сам И. Г. Фрейман в своих трудах дал прекрасные образцы хорошего русского языка.

Очень велики заслуги И. Г. Фреймана в деле укрепления боевой мощи наших Вооруженных Сил. В течение ряда лет он был тесно связан с Военно-Морскими Силами СССР. С 1924 по 1927 гг. он состоял председателем секции связи Научно-технического Комитета ВМС СССР. С 1922 г. И. Г. читает лекции в Военно-морской академии РККА, в 1927 г. назначается профессором высших учебных заведений РККА и старшим руководителем кафедры военно-морской связи в Морской акаде-

мии. Не следует забывать, что двадцатые годы явились годами революционного перехода от старых технических методов (искра, дуга) к новой радиотехнике, основанной на использовании электронных ламп.

Начало перевооружения флота, оснащения его новейшей техникой было положено трудами И. Г. Фреймана. Он явился создателем новой военно-морской радиотехники, создателем школы военно-морских радиоспециалистов. Теперь мы являемся свидетелями блестящего развития этой школы.

Очерк жизни и деятельности проф. И. Г. Фреймана был бы неполным, если бы мы не остановились на хотя бы краткой характеристике его общественной деятельности.

Обладая живым, энергичным характером и пытливым умом, И. Г. горячо откликался на многие вопросы общественной жизни.

С момента организации Издательской комиссии Электротехнического института (1923) он был ее бессменным председателем. Комиссия под его руководством выпустила большое число учебников и учебных пособий. Он был организатором радиосекции НИТО электриков при ЛЭТИ и одним из инициаторов создания Русского общества радиоинженеров. В течение 5 лет И. Г. избирался членом Совета общества и сделал на его заседаниях 20 научно-технических докладов.

И. Г. Фрейман – активный участник многих съездов электриков, физиков и других. В частности, на Арктическом съезде в 1928 г. им было сделано сообщение о первом радиозонде для исследования верхних слоев атмосферы, одним из авторов которого был он.

К сожалению, очень мало известна роль И. Г. Фреймана в создании радиолюбительского движения в нашей стране. Между тем, еще на Первом Всероссийском съезде любителей миропведения в Петрограде им был поднят вопрос об использовании радиостанций для любительских наблюдений и исследований. Это выступление встретило весьма сочувственное отношение. То-

гда же, на Восьмом электротехническом съезде в Москве, им был вновь поднят вопрос об образовательном значении любительских радиостанций.

В письме в редакцию журнала "Телеграфия и телефония без проводов" И. Г. писал: "Нам, конечно, хотелось бы, чтобы радиотехника внедрилась во все стороны нашей жизни, чтобы не оставалось такого угла в нашей стране, который не был бы оборудован радиосвязью, и чтобы не было такого гражданина, который не представляет себе, что такое радио, и который остается равнодушным к нуждам радиотехники".

И далее: "Перечень широчайших возможностей использования радиотехники, помимо непосредственной службы связи, для самых разнообразных культурных целей можно было бы значительно расширить. Настоятельную необходимость всемерно использовать эти возможности теперь, когда страна жаждет образования и когда ей можно дать несколько новых культурных способов развлечения и заполнения досуга, следует пропагандировать всеми силами и всеми средствами".

"Для того чтобы „радиодвижение“ было устойчивым, необходимо, чтобы в нем участвовали сотни и тысячи, участвовали массы. Бывают же охотники, удильщики, альпинисты. Оказывается, что бывают и страстные радиолюбители. Если первые дали много ценного зоологии, ботанике, географии, то последние могут быть еще полезнее нашей радиотехнике собиранием разнообразного экспериментального материала и непосредственной поддержкой нашей радиопромышленности".

"Нам безусловно необходимо создать радио-массы". Эти "радио-массы" созданы в нашей стране, и немалая заслуга в том Имманта Георгиевича Фреймана.

Даже из этого краткого очерка, нам, кажется, видно, какую большую потерю понесла советская радиотехника со смертью И. Г. Фреймана. За свою короткую жизнь он многое успел сделать для развития и процветания нашей науки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Некоторые опыты по выяснению пригодности термогальванометра Дудделя для измерения силы радиотелеграфного приема // Телеграфия и телефония без проводов (ТиТбП), 1919. № 5.
2. О мощной радиовещательной станции для СССР // Электросвязь, 1928. № 5.
3. Электричество, 1925. № 4. С. 242.
4. О процессе передачи электрической энергии // ТиТбП, 1922. № 16.
5. Об эквивалентных постоянных радиосети // ТиТбП, 1923. № 19.

6. ТиТбП, 1923. № 20.
7. ТиТбП, 1921. № 11.
8. Об эквивалентной схеме радиосети // ТиТбП, 1922. № 13.
9. Об измерении динамической емкости радиосети // ТиТбП, 1921. № 11.
10. Об единице излучения радиосети // ТиТбП, 1925. № 30.
11. Об измерении действующей высоты радиосети // ТиТбП, 1925. № 28; Об измерении действующей

высоты радиосети // Изв. Электротехнического института. 1929. Вып. XVI.

12. Развитие учения о распространении электромагнитных волн // ТИТБП. 1926. № 36; Положение вопроса о распространении электромагнитных волн // Журн. прикладной физики. 1927. Т. V, вып. 4.

13. О формулах расчета распространения электромагнитных волн // ТИТБП. 1927. № 41.

14. О глубине модуляции // ТИТБП. 1928. С. 220.

15. Основные задания для машин высокой частоты для радиопередачи // ТИТБП. 1921. № 9.

16. Расчет приемной рамки // ТИТБП. 1925. № 33.

17. О терминологии и об основных величинах в технике пустотных приборов // ТИТБП. 1922. № 15; О терминологии по радио // Друг радио. 1925. № 9–10.

Статья подготовлена к печати к. т. н. Л. И. Золотинкиной. Печатается с некоторыми сокращениями, касающимися, в основном, математических выкладок, подтверждающих теоретические результаты научных исследований И. Г. Фреймана. В статье, к сожалению, не нашло места отражение еще одного очень важного направления работ И. Г. Фреймана, связанного с применением электровакуумных приборов. В ряде его статей были впервые в отечественной технической литературе рассмотрены вопросы терминологии и определения основных величин, характеризующих работу "пустотных приборов", теоретически обоснованы и предложены методы оценки качества электронных ламп. Более 60 публикаций и книг входят в список научных трудов профессора И. Г. Фреймана, практически все они были первыми научными работами в целом ряде новых научных направлений, сформированных в результате развития радиотехники, считая первой публикацией статью А. С. Попова (1895).

V. G. Carпов

Professor I. G. Freyman – the outstanding Soviet radio technician

On May 1, 2015 125 years since the birth of professor Imant Georgiyevich Freyman were executed (1890–1929). "The teacher of all teachers from radio engineering" by recognition of the historian radio engineering professor B. A. Ostroumov called the head of the Russia's first chair of radio engineering I. G. Freyman, the graduate of Electrotechnical institute emperor Alexander III (1913). In the folder "The personal record of the prof. I. G. Freyman" among other documents is stored in archive of the museum of history СПбГЭТУ the copy of article of the pupil I. G. Freyman of the graduate of LETI of 1927, Candidate of Technical Sciences, associate professor Akademiya by it. A. F. Mozhayskogo V. G. Karpova. Article was published in 1949 in Akademiya's Works to the 20 anniversary from the date of death of the scientist. By the beginning of the XXI century the radio electronics "dashed away" far forward, it is now difficult for us to estimate the value of the separate scientific works performed in the first decades of the XX century. Therefore the opinion of the expert working those, already far years in which results scientific, pedagogical and practical I. G. Freyman's activity were directly visible is of special interest for us. The pupil managed to give the sincerely the relation of huge respect and appreciation to the Teacher.

Article is prepared for printing L. I. Zolotinkina, is printed with some reductions concerning generally of the mathematical calculations confirming theoretical results of scientific researches I. G. Freymana. Reflection still of very important direction of works of I. G. Freyman connected with use of electrovacuum devices. In a number of its articles for the first time in domestic technical literature questions of terminology and determination of the main sizes characterizing operation of "hollow devices" were considered, methods of an assessment of quality of electron tubes are theoretically proved and offered. More than 60 publications and books are included into the list of scientific works of professor Freyman, practically all of them were the first scientific works in a number of the new scientific directions created as a result of development of radio engineering, considering the first publication – article A. S. Popova (1895).

I. G. Freyman, A. S. Popov, radio engineering, Leningrad electrotechnical institute (LETI), antennas, electron tube, radio amateurism, Central radio laboratory, radio arms of fleet



УДК 621.391

Г. С. Нахмансон
Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского
и Ю. А. Гагарина (Воронеж)

С. В. Козлов
Воронежский государственный университет

Эффективность приема фазоманипулированного широкополосного сигнала с квадратурной фазовой модуляцией в условиях взаимных помех и внутренних шумов аппаратуры

Рассмотрен прием фазоманипулированных широкополосных сигналов с квадратурной модуляцией фаз псевдослучайными последовательностями в условиях взаимных помех, обусловленных многостанционным доступом, и внутренних шумов аппаратуры. Получены аналитические выражения для средней вероятности ошибки оценивания значений информационных символов при приеме сигналов со случайными начальными фазами и амплитудами, содержащими регулярные и флуктуационные составляющие, с учетом фазовых флуктуаций канала синхронизации. Проанализированы зависимости вероятности ошибки от отношений "сигнал/шум" и "помеха/шум", числа помех и качества синхронизации.

Фазоманипулированный широкополосный сигнал, взаимные помехи, квадратурная фазовая модуляция, псевдослучайные последовательности, средняя вероятность ошибки

В современных системах радиосвязи (СРС) широкое применение находят фазоманипулированные широкополосные сигналы (ФМШПС) с расширением спектра при помощи модуляции несущей псевдослучайными последовательностями (ПСП). Несмотря на большое количество работ, посвященных исследованию СРС с ФМШПС при приеме в условиях различных помех, в том числе и взаимных [1]–[3], недостаточное внимание уделено использованию ФМШПС, у которых расширение спектра осуществляется с помощью квадратурной фазовой модуляции ПСП.

В [4] рассмотрено обнаружение ФМШПС с расширением спектра при помощи квадратурной модуляции ПСП, формируемых схемами с последовательно-параллельным преобразованием информационной последовательности в условиях взаимных помех. Однако до настоящего времени отсутствуют результаты, позволяющие оценивать в этих условиях эффективность передачи дискретной информации с помощью таких сигналов. Поэтому получение аналитических выражений

для средней вероятности ошибки (СВО) и анализ на их основе эффективности приема информации в СРС с помощью ФМШПС с квадратурной модуляцией ПСП в условиях взаимных помех представляет практический интерес.

Постановка задачи. При формировании ФМШПС с квадратурной фазовой модуляцией ПСП схемой с последовательно-параллельным

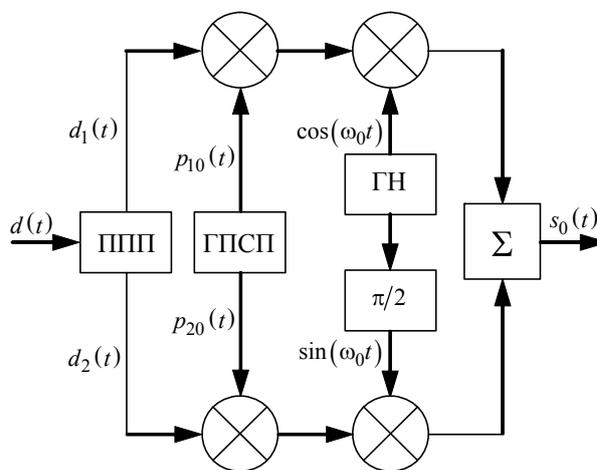


Рис. 1

преобразованием информационной последовательности (рис. 1) выражение для излучаемого ФМШПС можно записать как [1], [2]

$$s_0(t) = d_1(t) p_{10}(t) \cos(\omega_0 t) + d_2(t) p_{20}(t) \sin(\omega_0 t), \quad 0 < t < T, \quad (1)$$

где d_1, d_2 – параллельные информационные последовательности; p_{10}, p_{20} – функции, расширяющие спектры информационных импульсов; $\omega_0 = 2\pi f_0$ (f_0 – частота несущего колебания).

Символы информационных последовательностей d_1 и d_2 формируются в последовательно-параллельном преобразователе (ППП) на основе символов информационной последовательности $\{d\}$ длительностью T следующим образом: если $d = 1$, то $d_1 = 1, d_2 = 0$; если $d = -1$, то $d_1 = 0, d_2 = 1$.

Функции, расширяющие спектры информационных импульсов, представляют собой непрерывные последовательности из L элементарных импульсов:

$$p_{10}(t) = \sum_{k=1}^L p_{10_k} \text{rect}[t - (k-1)\tau_{\text{и}}];$$

$$p_{20}(t) = \sum_{k=1}^L p_{20_k} \text{rect}[t - (k-1)\tau_{\text{и}}],$$

где p_{10_k}, p_{20_k} – ПСП, описывающие законы фазовой модуляции квадратурных составляющих полезного сигнала, элементы которых принимают значения ± 1 ;

$$\text{rect}[t - (k-1)\tau_{\text{и}}] = \begin{cases} 1, & (k-1)\tau_{\text{и}} < t < k\tau_{\text{и}}; \\ 0, & t < (k-1)\tau_{\text{и}}, t > k\tau_{\text{и}} \end{cases}$$

– прямоугольная огибающая элементарного импульса длительностью $\tau_{\text{и}}$, причем $L\tau_{\text{и}} = T$.

При формировании ФМШПС (1) информационные импульсы длительностью T с амплитудами, определяемыми значениями символов d_1 и d_2 , умножаются на формируемые генератором ПСП (ГПСП) сигналы $p_{10_k}(t)$ и $p_{20_k}(t)$ (рис. 1), расширяющие спектры импульсов, и модулируют по амплитуде высокочастотные колебания $\cos(\omega_0 t)$ и $\sin(\omega_0 t)$, создаваемые генератором несущего колебания (ГН) и фазовращателем на $\pi/2$, с последующим сложением.

Поступающий на вход приемника сигнал можно записать как

$$x(t) = s(t) + s_{\text{вз}}(t) + n(t),$$

где $s(t), s_{\text{вз}}(t)$ и $n(t)$ – полезный сигнал, совокупность K мешающих сигналов от однотипных СРС, рассматриваемых как взаимные помехи, и внутренние шумы аппаратуры соответственно.

С учетом (1) полезный сигнал имеет вид

$$s(t) = ad_1(t) p_{10}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + ad_2(t) p_{20}(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0),$$

где a и φ_0 – случайные амплитуда и начальная фаза соответственно.

Совокупность мешающих сигналов описывается следующим образом:

$$s_{\text{вз}}(t) = \sum_{i=1}^K \{ a_i d_{1i}(t - \tau_i) p_{1i}(t - \tau_i) \cos[\omega_0(t - \tau_i) + \varphi_i] + a_i d_{2i}(t - \tau_i) p_{2i}(t - \tau_i) \sin[\omega_0(t - \tau_i) + \varphi_i] \},$$

где a_i, τ_i, φ_i – амплитуда, время задержки относительного полезного сигнала и фаза i -го сигнала помехи соответственно; $d_{1i}(\cdot), d_{2i}(\cdot)$ – двоичные информационные символы i -го помехового сигнала, получаемые с помощью последовательно-параллельного преобразования его информационной последовательности $d_i(\cdot)$; $p_{1i}(\cdot), p_{2i}(\cdot)$ – функции, расширяющие спектр i -го помехового сигнала, отличающиеся от $p_{10}(t)$ и $p_{20}(t)$ коэффициентами ПСП $\{p_{1i_k}\}$ и $\{p_{2i_k}\}$; $i = \overline{1, K}$.

Внутренние шумы аппаратуры $n(t)$ аппроксимируются аддитивным "белым" гауссовским шумом с нулевым средним значением и функцией корреляции $\langle n(t_1), n(t_2) \rangle = (N_0/2)\delta(t_1 - t_2)$ со спектральной плотностью N_0 , где $\delta(\cdot)$ – дельта-функция Дирака.

В дальнейшем полезный сигнал и помехи полагаются статистически независимыми. Совместная плотность распределения вероятностей (ПРВ) амплитуды a и случайной начальной фазы φ_0 полезного сигнала описывается выражением [5]

$$W(a, \varphi_0) = \frac{a}{2\pi\sigma_a^2} \exp\left(-\frac{a^2 + a_0^2 - 2aa_0 \cos \varphi_0}{2\sigma_a^2}\right), \quad (2)$$

где a_0 – регулярная составляющая амплитуды полезного сигнала; σ_a^2 – дисперсия флуктуационной составляющей амплитуды.

Совместные ПРВ амплитуд и случайных начальных фаз для каждого из K помеховых сигналов определяются аналогичными (2) выражениями при условии замены в нем для i -го помехового сигнала ($i=1, \dots, K$) a на a_i , φ_0 на φ_i , a_0 на a_{0i} и σ_a^2 на σ_{ai}^2 , где a_i – амплитуда; φ_i – случайная начальная фаза i -го помехового сигнала.

При нулевой регулярной составляющей амплитуды ($a_0 = 0$) распределение (2) хорошо описывает замирания (фединги), при которых значения амплитуд удовлетворяют ПРВ Рэлея, а случайные начальные фазы распределены равномерно. При $\sigma_a^2 \rightarrow 0$ (2) соответствует случаю, когда амплитуды принимаемых сигналов детерминированы, а случайные начальные фазы распределены равномерно.

Прием описанного ФМШПС с квадратурной фазовой модуляцией выполняется когерентным приемником с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ) (рис. 2). При оценивании значений информационного символа выходной эффект этого приемника пропорционален следующему выражению:

$$M(T) = \int_0^T x(t) p_{10}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \Delta\varphi) dt - \int_0^T x(t) p_{20}(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0 + \Delta\varphi) dt, \quad (3)$$

где $\Delta\varphi$ – флуктуационная составляющая фазы высокочастотного колебания на выходе системы ФАПЧ, описываемая ПРВ [5]:

$$W(\Delta\varphi) = \frac{1}{2\pi I_0(D)} \exp(D \cos \Delta\varphi), \quad -\pi \leq \Delta\varphi \leq \pi, \quad (4)$$

где $D \gg 1$ – константа, зависящая от отношения "сигнал/шум".

При приеме бита информации выходной эффект приемника (3) можно представить как

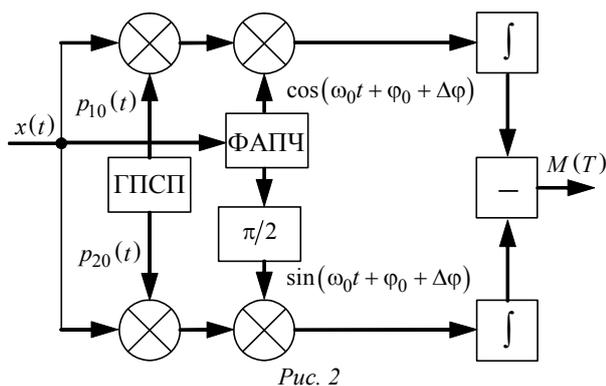


Рис. 2

$$M(T) = \frac{aT}{2} d \cos \Delta\varphi + \sum_{i=1}^K \left[\frac{a_i T}{2} d_i \rho_i(\tau_i) \cos(\Delta\varphi + \varphi_0 - \varphi_i) \right] + N_c - N_s,$$

где $d = d_1 - d_2$, $d_i = d_{1i} - d_{2i}$;

$$\rho_i(\tau_i) = \frac{1}{T} \int_0^T p_{10}(t) p_{1i}(t - \tau_i) dt = \frac{1}{T} \int_0^T p_{20}(t) p_{2i}(t - \tau_i) dt$$

– взаимно корреляционные функции (ВКФ) расширяющих спектр функций одного семейства ПСП полезного и i -го мешающего сигналов; N_c , N_s – шумовые составляющие на выходе интеграторов в квадратурных каналах; $i=1, \dots, K$.

ВКФ между двумя различными семействами ПСП полагаются много меньшими по сравнению с функциями корреляции внутри одного семейства [3], т. е. можно считать, что

$$\frac{1}{T} \int_0^T p_{10}(t) p_{2i}(t - \tau_i) dt \approx 0.$$

Шумовые составляющие на выходе интеграторов

$$\left. \begin{matrix} N_s \\ N_c \end{matrix} \right\} = \int_T n(t) p_{0i}(t) \begin{cases} \sin(\omega_0 t + \Delta\varphi + \varphi_0) \\ \cos(\omega_0 t + \Delta\varphi + \varphi_0) \end{cases} dt, \quad i=1, 2$$

являются нормальными некоррелированными между собой случайными величинами с нулевыми средними значениями и дисперсиями $\sigma_n^2 = N_0 T / 4$.

Решающее устройство приемника (рис. 2) на основе сформированного выходного эффекта $M(T)$ принимает решение $d=1$, если $M(T) \geq 0$, и $d=-1$, если $M(T) < 0$. Принимаемые решения будут ошибочны, если $M(T) > 0$ при $d=-1$ или $M(T) \leq 0$ при $d=1$.

Эффективность приема характеризуется вероятностями ошибочных решений. Так как обычно принято считать, что априорные вероятности ошибок первого и второго рода одинаковы и равны 0.5 [2], [5], выражение для СВО принимает вид

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^0 W(M|d=1) dM + \frac{1}{2} \int_0^{\infty} W(M|d=-1) dM, \quad (5)$$

где $W(M|d=1)$, $W(M|d=-1)$ – ПРВ значений выходного эффекта приемника $M(T)$ при усло-

вии, что информационный символ принимает значения 1 и -1 соответственно.

Выражение для СВО оценивания значения информационного символа. Для определения ПРВ значений выходного эффекта приемника при различных значениях информационного символа воспользуемся методом характеристических функций. В рассматриваемом случае характеристическую функцию можно записать как

$$\theta(u) = \langle \exp(juM) \rangle_{\mathbf{a}, \boldsymbol{\varphi}, N_c, N_s, \Delta\varphi, \mathbf{d}},$$

где усреднение проводится по амплитудам $\mathbf{a} = \{a, a_1, \dots, a_K\}$, начальным фазам $\boldsymbol{\varphi} = \{\varphi_0, \varphi_1, \dots, \varphi_K\}$ полезного и помеховых сигналов, шумовым составляющим N_c, N_s , а также по флуктуационной составляющей фазы опорного сигнала $\Delta\varphi$ и по $\mathbf{d} = \{d_i\}, i = 1, \dots, K$. Тогда выражение для характеристической функции можно представить следующим образом:

$$\begin{aligned} \theta(u) = & \int_0^\infty \dots \int_0^\infty d\mathbf{a} \int_{-\pi}^\pi \dots \int_{-\pi}^\pi W(\mathbf{a}, \boldsymbol{\varphi}) d\boldsymbol{\varphi} \times \\ & \times \int_{-\infty}^\infty W(N_c) dN_c \int_{-\infty}^\infty W(N_s) dN_s \times \\ & \times \int_{-\pi}^\pi W(\Delta\varphi) d(\Delta\varphi) \left\langle \exp \left\{ ju \left[\frac{aT}{2} d \cos \Delta\varphi + \right. \right. \right. \\ & \left. \left. \left. + \sum_{i=1}^K \frac{a_i T}{2} d_i \rho_i(\tau_i) \cos(\Delta\varphi + \varphi_0 - \varphi_i) + \right. \right. \right. \\ & \left. \left. \left. + N_c - N_s \right] \right\} \right\rangle_{\mathbf{d}}. \end{aligned} \quad (6)$$

Проведя в (6) усреднение по N_c, N_s , по амплитудам $\mathbf{a} = \{a, a_1, \dots, a_K\}$ и по фазам $\boldsymbol{\varphi} = \{\varphi_0, \varphi_1, \dots, \varphi_K\}$ с учетом (2) и (4), а также приняв во внимание, что информационные символы помеховых сигналов $\{d_i\}, i = 1, \dots, K$ являются случайными величинами со значениями $v_i = \pm 1$, принимаемыми с вероятностями 0.5, получим:

$$\begin{aligned} \theta(u) = & \exp(-\alpha u^2) \frac{1}{2\pi 2^K I_0(D)} \sum_{v_1=\pm 1}^\infty \int_0^\pi da \int_{-\pi}^\pi d\varphi_0 \times \\ & \dots \\ & \dots \\ & \times \frac{a}{2\pi \sigma_a^2} \exp \left(-\frac{a^2 + a_0^2 - 2aa_0 \cos \varphi_0}{2\sigma_a^2} \right) \times \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \times \int_{-\pi}^\pi \exp \left[D \cos(\Delta\varphi) + ju \frac{aT}{2} d \cos(\Delta\varphi) + \right. \\ & \left. + ju \frac{\sigma_\Pi}{2} \sum_{i=1}^K \gamma_i v_i \beta_i \cos(\Delta\varphi + \varphi_0) \right] d(\Delta\varphi), \end{aligned} \quad (7)$$

где $\alpha = \sigma_\Pi^2 \left(1 + \frac{1}{8} \sum_{i=1}^K \beta_i^2 \right)$; $\beta_i = \frac{\sigma_{ai} \rho_i(\tau_i) T}{\sigma_\Pi}$.

Проинтегрировав (7) по $\Delta\varphi$, получим:

$$\begin{aligned} \theta(u) = & \exp(-\alpha u^2) \frac{1}{2\pi 2^K I_0(D)} \sum_{v_1=\pm 1}^\infty \int_0^\pi dx \times \\ & \dots \\ & \dots \\ & \times \int_{-\pi}^\pi x \exp \left(-\frac{x^2 + \gamma^2 - 2x\gamma \cos \varphi_0}{2} \right) d\varphi_0 \times \\ & \times I_0 \left\{ \left[D^2 + ju \sigma_\Pi D z_{\mathbf{v}} - \frac{u^2 \sigma_\Pi^2}{4} z_{\mathbf{v}}^2 - \right. \right. \\ & \left. \left. - \frac{u^2 \sigma_\Pi^2}{4} \left(\sum_{i=1}^K \gamma_i v_i \beta_i \sin \varphi_0 \right) \right]^{0.5} \right\}, \end{aligned} \quad (8)$$

где $\gamma = a_0/\sigma_a$; $\gamma_i = a_{0i}/\sigma_{ai}, i = 1, \dots, K$ – отношения регулярных составляющих амплитуд к среднеквадратическим значениям их флуктуационных составляющих для полезного и i -го помехового сигналов; $z_{\mathbf{v}} = 2x\sqrt{Q_{\varphi 0}} \cdot d + \sum_{i=1}^K \gamma_i v_i \beta_i \cos \varphi_0$;

$\mathbf{v} = \{v_i\}, i = 1, \dots, K$; причем $Q_{\varphi 0} = \sigma_a^2 T / N_0$ – отношение "сигнал/шум" для флуктуационной составляющей амплитуды полезного сигнала.

Значение аргумента D функции Бесселя I_0 в (8) должно быть велико ($D \gg 1$), иначе когерентный прием невозможен [5]. При выполнении этого условия функцию Бесселя можно заменить ее асимптотическим приближением [6]:

$$I_0(x) \approx \frac{\exp(x)}{\sqrt{2\pi x}} \left(1 + \frac{1}{8x} \right).$$

С учетом этой замены выражение (8) принимает вид

$$\begin{aligned} \theta(u) = & \exp(-\alpha u^2) \frac{1}{2\pi 2^K} \times \\ & \times \sum_{v_1=\pm 1}^\infty \int_0^\pi dx \int_{-\pi}^\pi d\varphi_0 x \exp \left(-\frac{x^2 + \gamma^2 - 2x\gamma \cos \varphi_0}{2} \right) \times \\ & \dots \\ & \dots \end{aligned}$$

$$\times \exp\left(\frac{ju\sigma_{\Pi}}{2} z_{\mathbf{v}}\right) \times \left\{ 1 - \frac{1}{2D} \left[ju\sigma_{\Pi} z_{\mathbf{v}} + \frac{u^2 \sigma_{\Pi}^2}{4} \left(\sum_{i=1}^K \gamma_i \nu_i \beta_i \sin \varphi_0 \right)^2 \right] \right\}. \quad (9)$$

Используя характеристическую функцию (9), получим выражение для ПРВ выходного эффекта приемника:

$$\begin{aligned} W(M) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \theta(u) \exp(-juM) du = \\ &= \frac{1}{2\pi 2^K 2\sqrt{\pi\alpha}} \sum_{\nu_1=\pm 1}^{\infty} \int_0^{\infty} dx \int_{-\pi}^{\pi} d\varphi_0 x \times \\ &\quad \times \exp\left(-\frac{x^2 + \gamma^2 - 2x\gamma \cos \varphi_0}{2}\right) \times \\ &\quad \times \exp\left[-\frac{(2M - \sigma_{\Pi} z_{\mathbf{v}})^2}{16\alpha}\right] \times \\ &\quad \times \left\{ 1 - \frac{1}{8D\alpha} \left\{ \sigma_{\Pi} z_{\mathbf{v}} (2M - \sigma_{\Pi} z_{\mathbf{v}}) + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{\sigma_{\Pi}^2}{2} \left(\sum_{i=1}^K \gamma_i \nu_i \beta_i \sin \varphi_0 \right)^2 \left[1 - \frac{(2M - \sigma_{\Pi} z_{\mathbf{v}})^2}{8\alpha} \right] \right\} \right\}. \quad (10) \end{aligned}$$

В дальнейшем будем рассматривать случай $\tau_i = 0$, когда взаимно корреляционные функции $\rho_i(\tau_i)$ достигают максимума, т. е. влияние взаимных помех на СВО максимально. Как показано в [2], $\rho_i(0) = 1/\sqrt{L}$. Тогда $\beta_i = 2\sqrt{Q_{\Phi i}}/\sqrt{L}$, где $Q_{\Phi i} = \sigma_{ai}^2 T/N_0$, $i = 1, \dots, K$ – отношение "помеха/шум" для флуктуационной составляющей i -го помехового сигнала.

Подставив выражение для ПРВ выходного эффекта приемника (10) в (5) и проведя преобразования, получим выражение для СВО оценивания значений информационных символов при приеме ФМШПС в условиях взаимных помех:

$$\begin{aligned} P_{\text{ош}} &= \frac{1}{4\pi 2^K} \sum_{\nu_1=\pm 1}^{\infty} \int_0^{\infty} dx \int_{-\pi}^{\pi} d\varphi_0 x \times \\ &\quad \times \exp\left(-\frac{x^2 + \gamma^2 - 2x\gamma \cos \varphi_0}{2}\right) \times \\ &\quad \times \left[1 - \operatorname{erf} \frac{z_{1\mathbf{v}}}{2} + \frac{z_{1\mathbf{v}}}{D\sqrt{\pi}} \exp\left(-\frac{z_{1\mathbf{v}}^2}{4}\right) \left(1 + \frac{H_{\mathbf{v}}^2}{4}\right) \right], \quad (11) \end{aligned}$$

где $\operatorname{erf} x = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$ – интеграл ошибок;

$$z_{1\mathbf{v}} = \frac{x\sqrt{Q_{\Phi 0}} + h\beta_{\mathbf{v}} \cos \varphi_0}{\sqrt{1 + 0.5h^2 Q_{\Phi, \Pi}}}; \quad H_{\mathbf{v}} = h\beta_{\mathbf{v}} \sin \varphi_0, \text{ при-}$$

чем $h = \sqrt{K/L}$ – величина, определяемая отношением количества воздействующих помех к базе

сигнала; $\beta_{\mathbf{v}} = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{i=1}^K \gamma_i \sqrt{Q_{\Phi i}} \cdot \nu_i$; $Q_{\Phi, \Pi} = \sigma_{\text{ап}}^2 T/N_0$ –

отношение "сигнал/шум" для усредненных флуктуационных составляющих помеховых сигналов

($\sigma_{\text{ап}}^2 = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \sigma_{ai}^2$ – средняя мощность флуктуаци-

онной составляющей помеховых сигналов). Если $\sigma_{a1}^2 = \dots = \sigma_{aK}^2 = \sigma_{\Phi}^2$, то $\sigma_{\text{ап}}^2 = \sigma_{\text{аф}}^2$ и

$$Q_{\Phi, \Pi} = \sigma_{\text{аф}}^2 T/N_0.$$

Учитывая сложность выражения для СВО (11), конкретизируем его для случаев, когда флуктуирующие составляющие амплитуд сигналов много меньше их регулярных составляющих ($\gamma \gg 1$, $\gamma_i \gg 1$, $i = 1, \dots, K$), и наоборот, когда флуктуирующие составляющие амплитуд сигналов много больше их регулярных составляющих ($\gamma \ll 1$, $\gamma_i \ll 1$, $i = 1, \dots, K$).

СВО оценивания информационного импульса при преобладании в амплитудах сигналов регулярных составляющих. Рассмотрим случай $\gamma \gg 1$, $\gamma_i \gg 1$, $i = 1, \dots, K$. Отметим, что

$$\exp(x\gamma \cos \varphi_0) = \sum_{\nu=0}^{\infty} \varepsilon_{\nu} I_{\nu}(\gamma x) \cos(\nu \varphi_0), \quad (12)$$

$$\varepsilon_{\nu} = \begin{cases} 1, & \nu = 0; \\ 2, & \nu \neq 0. \end{cases}$$

В первом приближении

$$I_{\nu}(x) \approx \exp(x)/\sqrt{2\pi x}.$$

В [3] показано, что

$$\frac{x}{\sqrt{2\pi x \gamma}} \exp\left[-\frac{(x-\gamma)^2}{2}\right] \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(x-\gamma)^2}{2}\right], \quad (13)$$

$$-\infty \leq x \leq \infty.$$

Проведя интегрирование в (11) с учетом (12), (13) и [7], получим выражение для СВО:

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} - \frac{1}{4\pi^2 K} \sum_{\substack{v_1=\pm 1 \\ \dots \\ v_K=\pm 1}} \int_{-\infty}^{\infty} dx \int_{-\pi}^{\pi} d\varphi_0 \times \\ \times \sum_{m=0}^{\infty} \cos m\varphi_0 \left[\operatorname{erf} \frac{z_{2\mathbf{v}}^2}{2} - \frac{1 + \frac{H_{\mathbf{v}}^2}{4}}{\sqrt{\pi D}} \times \right. \\ \left. \times \frac{z_{2\mathbf{v}}^2 \left(1 + h^2 \frac{Q_{\Phi, \Pi}}{2} \right)}{1 + \frac{Q_{\Phi 0}}{2} + h^2 \frac{Q_{\Phi, \Pi}}{2}} \exp \left(-\frac{z_{2\mathbf{v}}^2}{4} \right) \right], \quad (14)$$

где

$$z_{2\mathbf{v}} = \frac{\sqrt{Q_0} + h\beta_{\mathbf{v}} \cos \varphi_0}{\sqrt{1 + Q_{\Phi 0}/2 + h^2 Q_{\Phi, \Pi}/2}},$$

причем $Q_0 = a_0^2 T / N_0$ – отношение "сигнал/шум" для регулярной составляющей принимаемого сигнала.

В современных СРС широко применяются ФМШПС с большими базами, для которых справедливо соотношение $h = \sqrt{K/L} = 1$. При этом

$$\sum_{\substack{v_1=\pm 1 \\ \dots \\ v_K=\pm 1}} \beta_{\mathbf{v}} = \sum_{\substack{v_1=\pm 1 \\ \dots \\ v_K=\pm 1}} \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{i=1}^K \gamma_i \sqrt{Q_{\Phi i}} \cdot v_i = 0; \\ \sum_{\substack{v_1=\pm 1 \\ \dots \\ v_K=\pm 1}} \beta_{\mathbf{v}}^2 = \sum_{\substack{v_1=\pm 1 \\ \dots \\ v_K=\pm 1}} \left(\frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{i=1}^K \gamma_i \sqrt{Q_{\Phi i}} \cdot v_i \right)^2 = 2^K Q_{0\Pi},$$

где $Q_{0\Pi} = a_{0\Pi}^2 T / N_0$ – отношение "сигнал/шум" для усредненной регулярной составляющей помеховых сигналов, причем $a_{0\Pi} = \sqrt{\frac{1}{K} \sum_{i=1}^K a_{ai}^2}$ – усредненная амплитуда регулярных составляющих помеховых сигналов.

После разложения (14) в ряд по h и отбрасывания членов $O(h^2)$ выражение для СВО приводится к виду

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf} \left(\frac{\sqrt{Q_0}}{2} \right) \right] + \frac{\sqrt{Q_0}}{2\sqrt{\pi} \cdot D (1 + Q_{\Phi 0}/2)} \exp \left(-\frac{Q_0}{4} \right) +$$

$$+ \frac{h^2 \sqrt{Q_0}}{32\sqrt{\pi} (1 + Q_{\Phi 0}/2)} \exp \left(-\frac{Q_0}{4} \right) \times \left\{ (4Q_{\Phi 0} + 3Q_{0\Pi}) \left[1 + \frac{Q_0 - 6}{2D(1 + Q_{\Phi 0}/2)} \right] + \frac{8Q_{\Phi 0} + Q_{0\Pi}}{D} \right\}, \quad (15)$$

где $Q = Q_0 / (1 + Q_{\Phi 0}/2)$.

При отсутствии флуктуаций амплитуд сигналов в каналах связи ($\sigma_a = \sigma_{a\Pi} = 0$) выражение (15) приобретает вид

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf} \left(\frac{\sqrt{Q_0}}{2} \right) \right] + \frac{\sqrt{Q_0}}{2\sqrt{\pi} \cdot D} \exp \left(-\frac{Q_0}{4} \right) + \frac{h^2 \sqrt{Q_0} \cdot Q_{0\Pi}}{32\sqrt{\pi}} \exp \left(-\frac{Q_0}{4} \right) \left(3 + \frac{3Q_0 - 16}{2D} \right).$$

При идеальной синхронизации ($D \rightarrow \infty$) выражение для СВО преобразуется в

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf} \left(\frac{\sqrt{Q_0}}{2} \right) \right] + \frac{3\sqrt{Q_0} \cdot KQ_{0\Pi}}{32\sqrt{\pi} \cdot L} \exp \left(-\frac{Q_0}{4} \right). \quad (16)$$

Второе слагаемое в (16) учитывает влияние взаимных помех на СВО оценивания значений информационного импульса. Его значение пропорционально количеству и уровню воздействующих помеховых сигналов ($KQ_{0\Pi}$) и обратно пропорционально базе принимаемого сигнала L .

При отсутствии взаимных помех и флуктуаций амплитуд сигналов в каналах связи выражение (15) принимает вид

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf} \left(\frac{\sqrt{Q_0}}{2} \right) \right] + \frac{\sqrt{Q_0}}{2\sqrt{\pi} \cdot D} \exp \left(-\frac{Q_0}{4} \right). \quad (17)$$

Сравнение выражения (17) с аналогичным выражением, полученным в [7] для случая приема ФМШПС с бинарной фазовой модуляцией, показывает, что СВО оценивания значений информационных импульсов при приеме ФМШПС с квадратурной фазовой модуляцией больше, чем при приеме ФМШПС с бинарной фазовой модуляцией, что объясняется увеличением уровня шума за счет наличия двух каналов обработки принимаемого сигнала в когерентном приемнике.

СВО оценивания информационного символа при преобладании в амплитудах сигналов

флуктуационных составляющих. Рассмотрим случай $\gamma \ll 1$, $\gamma_i \ll 1$, $i = 1, \dots, K$. Представим выражение для СВО в виде ряда

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\sqrt{Q_{\phi 0}}}{\sqrt{2} \sqrt{1 + Q_{\phi 0}/2 + h^2 Q_{\phi.п}/2}} \right) + \frac{\sqrt{Q_{\phi 0}}}{2\sqrt{2}} \frac{1 + h^2 \frac{Q_{\phi.п}}{2}}{\left(1 + \frac{Q_{\phi 0}}{2} + h^2 \frac{Q_{\phi.п}}{2} \right)^{3/2}} \times \left(\frac{1}{D} + \frac{\gamma^2}{4D} \frac{1 - \frac{Q_{\phi 0}}{2} + h^2 \frac{Q_{\phi.п}}{2}}{1 + \frac{Q_{\phi 0}}{2} + h^2 \frac{Q_{\phi.п}}{2}} - \frac{\gamma^2}{4} \right) + o(\gamma^2). \quad (18)$$

При $h = \sqrt{K/L} = 1$, разложив (18) в ряд по h^2 и ограничившись первыми двумя членами, получим:

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\sqrt{Q_{\phi 0}}}{\sqrt{2} \sqrt{1 + \frac{Q_{\phi 0}}{2}}} \right) + \frac{\sqrt{Q_{\phi 0}}}{2\sqrt{2}} \left(1 + \frac{Q_{\phi 0}}{2} \right)^{-3/2} \times \left[\frac{1}{D} + \frac{Q_{0п} h^2}{16} + \frac{Q_{\phi.п} h^2 - \gamma^2}{4} \left(1 + \frac{1}{D} \frac{Q_{\phi 0} - 1}{1 + \frac{Q_{\phi 0}}{2}} \right) \right]. \quad (19)$$

Выражение (19) позволяет количественно определить возрастание СВО оценивания значения принимаемого ФМШПС информационного символа при увеличении количества воздействующих помех (увеличении K и, соответственно, h), регулярных и флуктуационных составляющих амплитуд (увеличении $Q_{0п}$ и $Q_{\phi.п}$), ухудшении качества синхронизации (уменьшении параметра D).

При отсутствии регулярных составляющих амплитуд сигналов ($\gamma \rightarrow 0$, $\gamma_{п} \rightarrow 0$) и взаимных

помех ($K = 0$, $h = 0$) выражение (19) преобразуется к виду

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\sqrt{Q_{\phi 0}}}{\sqrt{2} \sqrt{1 + Q_{\phi 0}/2}} \right) + \frac{\sqrt{Q_{\phi 0}}}{2\sqrt{2} D (1 + Q_{\phi 0}/2)^{3/2}},$$

а при идеальной синхронизации ($D \rightarrow \infty$) – к виду

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\sqrt{Q_{\phi 0}}}{\sqrt{2} \sqrt{1 + Q_{\phi 0}/2}} \right) = \frac{1}{2\sqrt{1 + Q_{\phi 0}/2} (\sqrt{1 + Q_{\phi 0}/2} + \sqrt{Q_{\phi 0}/2})}. \quad (20)$$

Сравнение выражения (20) с соответствующим выражением для СВО оценивания значения информационного символа при приеме ФМШПС с бинарной фазовой модуляцией [5] показывает, что "платой" за использование ФМШПС с квадратурной фазовой модуляцией является незначительное увеличение СВО оценивания информационного символа.

Результаты исследования. На рис. 3–6 представлены результаты расчетов СВО оценивания значений информационных символов, несущих бит информации, как функции от отношения "сигнал/шум", при приеме ФМШПС с квадратурной фазовой модуляцией на фоне внутренних шумов аппаратуры и взаимных помех со случайными начальными фазами и амплитудами, имеющими регулярные и флуктуационные составляющие, при различном числе помеховых сигналов K , различных значениях параметров, характеризующих соотношения регулярных и флуктуационных составляющих амплитуд полезного и помеховых сигналов $\gamma = a_0/\sigma_a = \gamma_{п} = a_{0п}/\sigma_{aп}$, различных значениях параметра синхронизации D .

В общем случае, когда амплитуды сигналов содержат как регулярные, так и флуктуационные составляющие, отношение "сигнал/шум" имеет вид (как и в [7]):

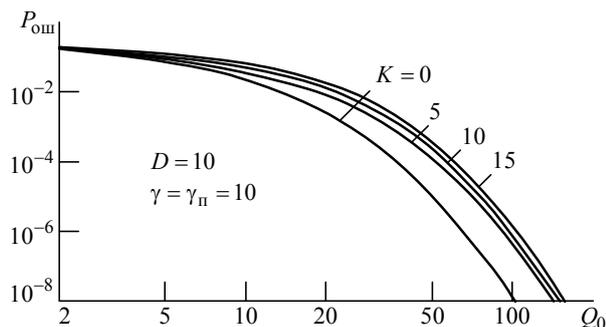


Рис. 3

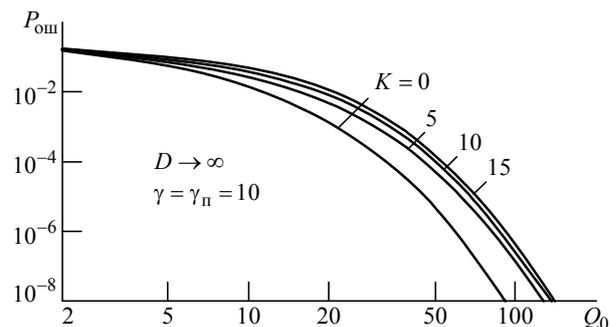


Рис. 4

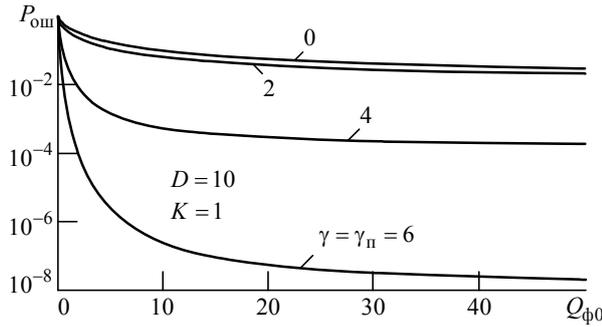


Рис. 5

$$Q_{\text{полн}} = \frac{a_0^2 + \sigma_a^2}{N_0} T = (\gamma^2 + 1) Q_{\text{ф0}} \approx \begin{cases} Q_{\text{ф0}}, & \gamma \ll 1; \\ Q_0, & \gamma \gg 1. \end{cases}$$

Поэтому проведение расчетов СВО оценивания значений информационных символов при $\gamma \gg 1$ целесообразно приводить относительно Q_0 , а в случае $\gamma = 1$ – относительно $Q_{\text{ф0}}$. Все расчеты проводились при значениях баз сигналов $L = 63$.

Представленные на рис. 3, 4 зависимости СВО от отношения "сигнал/шум" для регулярной составляющей амплитуды сигнала $Q_0 = a_0^2 T / N_0$, рассчитанные по (15), соответствуют преобладанию у амплитуд сигналов регулярных составляющих. Указанные зависимости получены для $\gamma = \gamma_{\text{п}} = 10$ при числе помеховых сигналов $K = 0, 5, 10, 15$. Кривые на рис. 3 рассчитаны при значении параметра, характеризующего качество синхронизации, $D = 10$, а на рис. 4 – при идеальной синхронизации ($D \rightarrow \infty$).

Из хода кривых на рис. 3, 4 следует, что СВО оценивания значения информационного символа ФМШПС уменьшается с улучшением качества синхронизации (увеличением параметра D) и с увеличением отношения "сигнал/шум". Минимальное СВО достигается при отсутствии помех ($K = 0$) и возрастает с увеличением числа воздействующих взаимных помех.

На рис. 5, 6 приведены зависимости СВО оценивания значений информационных символов, несущих бит информации, от отношения "сигнал/шум" для флуктуационной составляющей амплитуды $Q_{\text{ф0}}$ сигнала при различных значениях отношений регулярных и флуктуационных составляющих амплитуд сигналов $\gamma = \gamma_{\text{п}}$ (при $D = 10$). Кривые на рис. 5 получены при одном помеховом

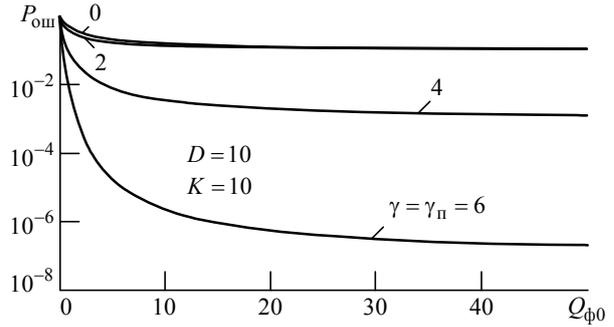


Рис. 6

сигнале ($K = 1$), на рис. 6 – при десяти помеховых сигналах ($K = 10$). Кривые, соответствующие значениям параметра $\gamma = \gamma_{\text{п}} = 0$ и 1, рассчитаны с использованием выражения (19), а кривые, соответствующие значениям 4 и 6, – с использованием выражения (15).

Из хода кривых следует, что значения СВО оценивания бита информации уменьшаются с ростом отношения регулярной составляющей амплитуды сигнала к флуктуационной (увеличением параметра γ). При возрастании отношения "сигнал/шум" значения СВО стремятся к пределу, определяемому величиной K/L – отношением числа воздействующих взаимных помех к значению базы сигнала.

Сравнение результатов, представленных на рис. 3–6, и выражений для СВО оценивания бита информации при когерентном приеме ФМШПС с квадратурной фазовой модуляцией (15) и (19) с аналогичными выражениями и результатами расчетов, приведенными в работе [7] для когерентного приема ФМШПС с бинарной фазовой модуляцией, показывает, что увеличение СВО при использовании квадратурной фазовой модуляции объясняется увеличением уровня шумов, обусловленным наличием квадратурных каналов в приемнике ФМШПС с квадратурной фазовой модуляцией.

В настоящей статье получены аналитические соотношения для СВО оценивания значений информационных символов, несущих бит информации, при приеме в условиях взаимных помех и внутренних шумов аппаратуры в общем случае, когда начальные фазы сигналов являются случайными, а амплитуды имеют регулярные и флуктуационные составляющие. Соотношения позволяют рассчитывать зависимости СВО от величин баз сигналов, количества и уровня воздействующих взаимных помех, величин отношений "сигнал/шум" и соотношений между регулярными и флуктуирующими составляющими амплитуд принимаемых сигналов, а также в зависимости от качества синхронизации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ziemer R. E., Peterson R. L. Introduction to spread spectrum communications. New Jersey: Prentice Hall, 1995. 689 p.
2. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / под ред. В. И. Борисова. М.: Радио и связь, 2003. 640 с.
3. Персли М. Б. Расширение спектра сигналов в пакетных радиосетях // ТИИЭР. 1987. Т. 75, № 1. С. 140–162.
4. Нахмансон Г. С., Козлов С. В. Обнаружение фазоманипулированного широкополосного сигнала с квадратурной фазовой модуляцией в условиях взаимных помех и внутренних шумов аппаратуры // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2014. Вып. 2. С. 21–29.
5. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М.: Сов. радио, 1966. 678 с.
6. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи: в 2 т. М.: Сов. радио, 1961. Т. 1. 781 с.
7. Нахмансон Г. С., Стародубцева Е. А. Вероятность ошибки оценивания информационного символа в системах радиосвязи с фазоманипулированными широкополосными сигналами в условиях взаимных помех // Радиотехника и электроника. 2013. Т. 58, № 2. С. 154–162.

G. S. Nakhmanson

Air force academy n. a. prof. N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin (Voronezh)

S. V. Kozlov

Voronezh state university

Receiving of direct-sequence spread spectrum signal with quadrature phase-shift keying in case of multiple access interference and internal Gaussian noise

Receiving of the broadband phase modulated signal with quadrature phase-shift keying in case of multiple access interference and internal Gaussian noise has been considered. Bit error rate of broadband phase modulated signal with quadrature phase-shift keying has been obtained in case amplitudes of receiving signal and interferences have both regular and fluctuating components. Broadband phase modulated signal bit error rate as a function of signal-to-noise ratio, signal-to-interference ratio, number of interferences and false positive probability has been analyzed.

Phase manipulated broadband signal, mutual interference, quadrature phase modulation, pseudorandom sequences, average error probability

Статья поступила в редакцию 11 февраля 2015 г.

УДК 528.854:681.883.6

В. С. Давыдов

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

Повышение помехозащищенности идентификации и распознавания гидролокационных сигналов от тел сложной формы на фоне реверберационных помех

Разработаны и проверены в гидроакустическом бассейне и в морских условиях методы идентификации и распознавания гидролокационных сигналов, отраженных от тел сложной геометрической формы. Показана их бóльшая помехозащищенность по сравнению с известными методами распознавания. Приведено сравнение этих методов с методом обращения волнового фронта. Результаты моделирования позволяют объяснить известный факт применения дельфинами многоимпульсных зондирующих посылок с неравными расстояниями между импульсами.

Гидролокационные сигналы, идентификация, распознавание, реверберация, классификационные признаки

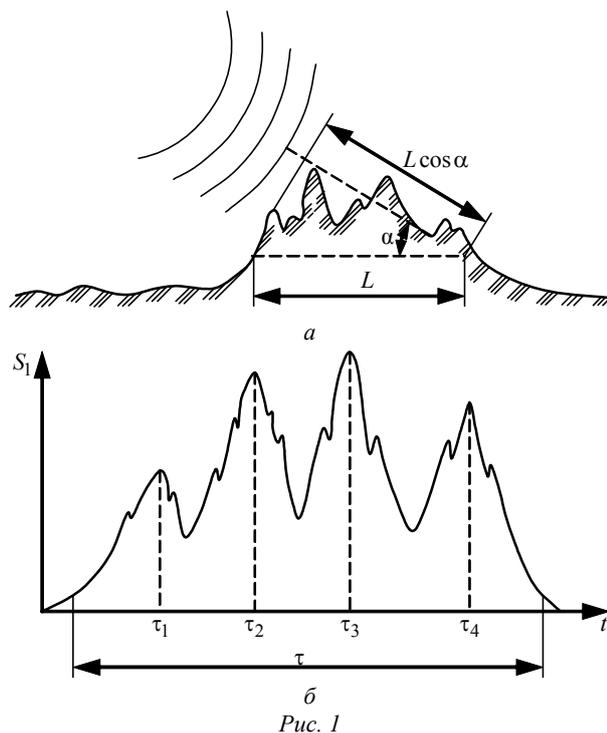
Многоальтернативное распознавание и идентификация гидролокационных сигналов и полей тел сложной геометрической формы, состоящих

из отдельных конструктивных элементов, размеры которых значительно превышают длины облучающих их волн, исследовались применительно к

использованию зондирующих импульсов с высоким разрешением по дальности расположения отдельных отражающих элементов (короткие зондирующие импульсы, пространственная длина которых значительно меньше длин распознаваемых целей, или длинные сложные зондирующие импульсы с последующим сжатием их в согласованном фильтре или с помощью взаимно корреляционной обработки гидролокационных сигналов с копией зондирующей посылки) [1]. В ряде биологических исследований доказано применение для распознавания подводных объектов коротких зондирующих импульсов морскими животными, в частности, дельфинами [2].

Построить подробное звуковое изображение объектов возможно только на чрезвычайно малых дальностях из-за ограниченных размеров гидроакустических антенн. Углы прихода отраженных от реальных объектов сигналов на дальностях их обнаружения измерялись с погрешностью $\Delta\alpha, \Delta\beta = 10...15^\circ$ в вертикальной и в горизонтальной плоскостях соответственно. Поэтому распознавание и идентификация выполнялись в диапазонах углов, определяемых конкретной задачей, с угловым разрешением $\Delta\alpha, \Delta\beta = 10...15^\circ$.

При облучении тела сложной формы (ТСФ) под углом α (рис. 1, а) формируется гидролокационный сигнал длительностью $\tau = 2L \cos \alpha / c$ (c – скорость звука в воде). В результате отражения от отражающих элементов в огибающей S_1 этого



сигнала в позициях $\tau_j, j = \overline{1, 4}$ (рис. 1, б) формируются существенные максимумы. В результате проведенных исследований автором настоящей статьи доказано, что при указанном угловом разрешении наиболее устойчивым к изменению углов и информативным является признаковое пространство временных положений указанных максимумов, полученных при использовании зондирующих импульсов с высоким разрешением по дальности расположения.

Амплитудные значения существенных максимумов в гидролокационных сигналах претерпевали значительные изменения, еще бóльшим изменениям подвержены сами гидролокационные сигналы с учетом высокочастотного заполнения.

В результате проведенных исследований, основанных на статистической теории распознавания образов, теории информации и математической статистики, а также теории ранговых критериев, разработаны:

- алгоритмы выделения признаков и многомерных признаков пространств в огибающей гидролокационного сигнала (или в огибающей взаимно корреляционной функции (ВКФ) сложного гидролокационного сигнала с копией зондирующего импульса) [3];

- правило построения эталонов многомерных признаков пространств, имеющих произвольные функции распределения [1], [4];

- оптимальное решающее правило многоальтернативного распознавания образов ТСФ на основе многомерных признаков пространств с переменной размерностью [1], [5], [6];

- правила идентификации ТСФ при одном известном эталоне признаков пространств с переменной размерностью [1];

- методы распознавания и идентификации ТСФ по гидролокационным сигналам [1];

- метод излучения эталонных сигналов для идентификации ТСФ на дальностях, близких к дальностям их обнаружения, в условиях многолучевого распространения эхосигналов в морской среде [6];

- метод переизлучения отраженных сигналов и метод междуцикловой корреляционной обработки сигналов для распознавания неподвижных и малоподвижных (со скоростью менее трех узлов) ТСФ на фоне случайных реверберационных помех [1], [7].

Метод излучения эталонных сигналов. При использовании зондирующих импульсов с высоким разрешением по дальности расположения отражающих элементов уровень отраженного сигнала $S(t)$ несколько меньше, чем при использо-

вании длинной зондирующей посылки, перекрывающей все распознаваемое тело. Для реальных объектов эта разность составляет 8...12 дБ. Распознавание ТСФ в морских условиях затруднено при многолучевом распространении сигналов в морской среде в результате сложения сигналов, приходящих с разных направлений на гидроакустическую антенну и вызывающих таким образом искажение признакового пространства временных положений существенных максимумов в огибающих гидролокационных сигналах.

Поэтому предложен новый принцип формирования гидролокационных сигналов и разработан метод излучения эталонных сигналов, состоящий во введении в зондирующий сигнал ожидаемых задержек откликов от отражающих элементов обнаруживаемого ТСФ $\{\tau_j\}$. Указанная информация предварительно собирается и усредняется на этапе обучения при облучении распознаваемого ТСФ зондирующим импульсом с высоким разрешением по дальности отражающих элементов.

Для повышения помехозащищенности идентификации ТСФ от воздействия мощных шумовых и реверберационных помех предложено формировать эталонный зондирующий сигнал в виде совокупности коротких импульсов $\xi_k(t)$ или длинных сложных зондирующих импульсов $\xi_{сл}(t)$. Взаимные задержки между импульсами в последовательности соответствуют расположенным в обратном порядке эталонным значениям взаимных положений максимумов $\{\tau_j\}$ в эхосигналах от распознаваемого тела для определенного диапазона углов облучения [3]. Эталонные значения для каждого максимума определяются как средние значения для всех τ_i , выявленных в процессе обучения в эхосигналах для j -й области в диапазоне углов $\Delta\alpha$, $\Delta\beta$. Описанный метод при использовании коротких зондирующих импульсов иллюстрируется рис. 2, где $S_1(t)$ – огибающая отраженного сигнала от ТСФ; $S_2(t)$ – огибающая излучаемого зондирующего сигнала в виде совокупности коротких импульсов равных амплитуд с задержками $\{\tau_\nu\}$ между ними; $S_3(t)$, $S_4(t)$ и $S_5(t)$ – огибающие сигналов, отраженных от трех элементов тела (показаны схематично с учетом лишь зеркальных составляющих); $S_\Sigma(t)$ – огибающая суммарного отраженного сигнала от всего тела.

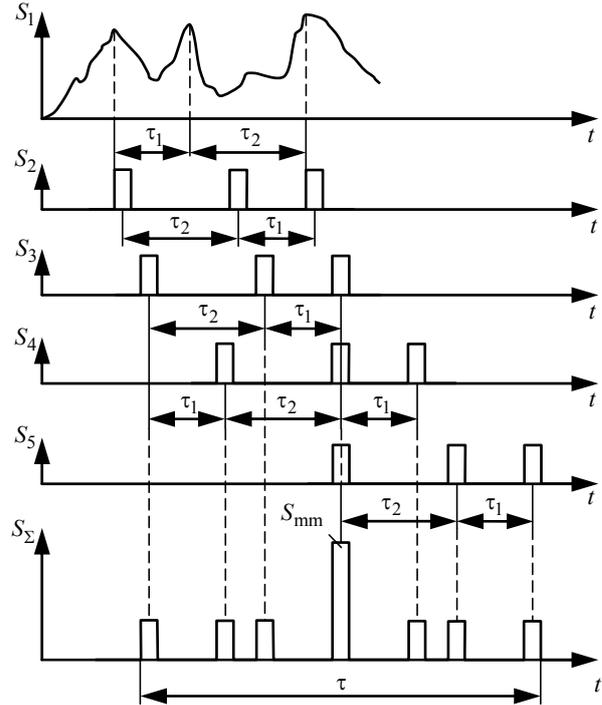


Рис. 2

Представив переходную функцию ТСФ в виде набора дельта-импульсов с задержками $\{\tau_j\}$ и амплитудами $\{a_j\}$:

$$\varphi(t) = \sum_{j=1}^n a_j \delta(t - \tau_j),$$

эхосигнал можно определить в виде свертки:

$$\begin{aligned} S_\Sigma(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} S_2(t) \varphi(t - \tau) d\tau = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} S_2(t) \sum_{j=1}^n a_j \delta(t - \tau_j - \tau) d\tau = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{\nu=1}^n a_\nu \xi(t) \varphi(t + \tau_\nu) \sum_{j=1}^n a_j \delta(t - \tau_j - \tau) d\tau = \\ &= \sum_{\nu=1}^n \sum_{j=1}^n a_\nu a_j \xi(t + \tau_\nu - \tau_j). \end{aligned}$$

При поэлементном совпадении $\{\tau_j\}$ и $\{\tau_\nu\}$ в $S_\Sigma(t)$ наблюдается глобальный максимум S_{mm} , равный сумме отраженных сигналов от всех элементов тела, превышающий средний уровень огибающей $\bar{S}_\Sigma(t)$ [3]. Если же $S_2(t)$ формируется в виде совокупности длинных сложных зондирующих импульсов $\xi_{сл}(t)$, импульсный максимум S_{mm} формируется в результате согласованной фильтрации и детектирования $\bar{S}_\Sigma(t)$.

Распознавание ТСФ фиксируется при превышении отношением $D_\Sigma = S_{\text{mm}}/\overline{S_\Sigma}$ порогового уровня ψ . Порог ψ устанавливается на основе известных условных плотностей вероятностей величин D_Σ для распознаваемого тела $P(D_\Sigma|\gamma_k)$ и реверберационных помех $P(D_\Sigma|\gamma_m)$, априорных вероятностей появления S_{mm} для распознаваемых ТСФ $P(\gamma_k)$ и помех $P(\gamma_m)$, функций потерь Π_{mk} при принятии решения о присутствии распознаваемого тела ($k=1$) или его отсутствии ($k=0$), если в действительности наблюдается ($m=0$) или отсутствует ($m=1$) реверберационная помеха¹. Тогда в соответствии с оптимальным байесовским критерием значения D_Σ путем минимизации риска

$$R = \sum_{k=0}^1 \sum_{m=0}^1 \int \Pi_{mk} P(\gamma_m) P(D_\Sigma|\gamma_k) d(D_\Sigma)$$

разбиваются на две области: G_k – соответствующую распознаваемому объекту и G_m – соответствующую реверберационным помехам.

В результате разделения значений D_Σ на две области определяется величина ψ .

При отсутствии информации о функции потерь ($\Pi_{01} = \Pi_{10} = 0$, $\Pi_{00} = \Pi_{11} = 1$) и априорных вероятностях $P(\gamma_k)$, $P(\gamma_m)$ порог ψ определяется только на основе условных плотностей вероятностей:

$$\int_{G_k} P(D_\Sigma|\gamma_k) d(D_\Sigma) = 1 - \int_{G_m} P(D_\Sigma|\gamma_m) d(D_\Sigma)$$

или

$$\int_{\psi}^{\infty} P(D_\Sigma|\gamma_k) d(D_\Sigma) = 1 - \int_{-\infty}^{\psi} P(D_\Sigma|\gamma_m) d(D_\Sigma).$$

На рис. 3 приведен пример огибающей $S_\Sigma(t)$ при использовании $\zeta_1(t)$ после излучения $S_2(t)$ (рис. 2). Поскольку в этом случае максимум S_{mm} существенно превышает $\overline{S_\Sigma}(t)$, распознавание ТСФ выполняется при $D_\Sigma > \psi$. При этом уровень помех может быть соизмерим с $\overline{S_\Sigma}$, т. е. помехо-

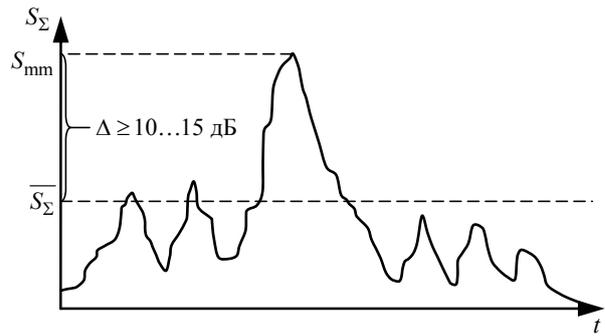


Рис. 3

защищенность возрастает на $\Delta = 10...15$ дБ по сравнению с распознаванием по одному зондирующему импульсу.

Таким образом может быть выполнена идентификация ТСФ, для которого известны эталонные значения $\{\tau_j\}$, или его распознавание от других ТСФ, а также от реверберационных и шумовых помех.

Если не требуется решать задачу идентификации ТСФ или их многоальтернативного распознавания, а достаточно распознать принятый гидролокационный сигнал от любого ТСФ (дна, аквалангиста, подводного робота и др.) на фоне случайных реверберационных помех, обусловленных объемной или поверхностной реверберацией, то на том же принципе применим разработанный метод переизлучения отраженных сигналов.

Метод переизлучения отраженных сигналов.

По этому методу один из принятых и записанных в память гидролокационных сигналов переизлучается в том же направлении, что и предыдущий зондирующий импульс, но в обратной временной последовательности [7]. При использовании коротких зондирующих импульсов $\zeta_1(t)$, пространственная длина которых $c\tau_3$ значительно меньше протяженности подводного объекта (τ_3 – длительность зондирующего импульса), из огибающей принятого сигнала $S_1(t)$ (рис. 2) сначала по специальному алгоритму выделяются существенные максимумы и на их основе формируется последовательность прямоугольных импульсов равной амплитуды $S_2(t)$ с задержками, расположенными в обратной последовательности относительно временных положений $\{\tau_j\}$ существенных максимумов, выделенных в огибающей принятого сигнала. При излучении $S_2(t)$ каждый сформированный импульс отражается от всех элементов облучаемых ТСФ и рассеивается на

¹ В силу введенных обозначений Π_{11} и Π_{00} есть значения функции потерь при верных решениях.

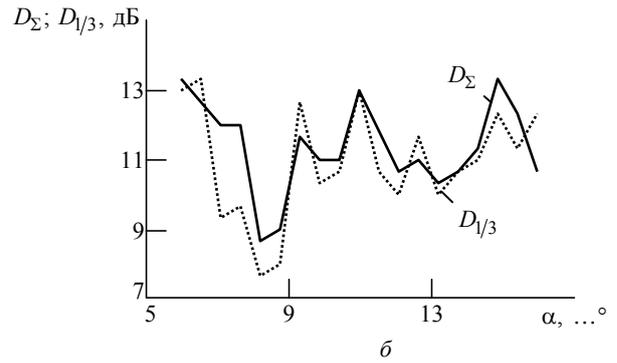
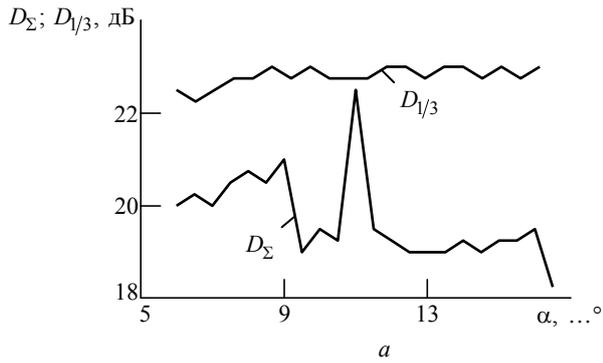


Рис. 4

взволнованной поверхности моря и рыбных скоплениях [7]. Так же, как при излучении эталонных сигналов (см. рис. 2), при совпадении $\{\tau_j\}$ и $\{\tau_v\}$ в $S_\Sigma(t)$ наблюдается глобальный максимум S_{mm} , превышающий средний уровень огибающей $\overline{S_\Sigma}(t)$. Если $S_2(t)$ формируется в виде суммы сложных зондирующих импульсов $\zeta_2(t)$, то короткий S_{mm} возникает в результате согласованной фильтрации $S_\Sigma(t)$ или вычисления ВКФ $S(\tau)$ эхосигнала $s(t)$ с копией сложного зондирующего импульса $\zeta(t)$:

$$S(\tau) = (E_\zeta E_s)^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} s_a^*(t) \zeta(t - \tau) dt,$$

где $E_\zeta = \int_{-\infty}^{\infty} |\zeta(t)|^2 dt$ – энергия зондирующего импульса; $E_s = \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt$ – энергия эхосигнала;

s_a^* – сигнал, комплексно-сопряженный с аналитическим сигналом $s_a = s + j\bar{s}$ (\bar{s} – мнимая часть аналитического сигнала, полученная преобразованием Гильберта).

Проверка формирования максимумов S_{mm} в $S_\Sigma(t)$ проводилась при модельных гидролокационных измерениях в гидроакустическом бассейне. Излучались короткие зондирующие импульсы $\zeta_1(t)$. Огибающая отраженного сигнала от ТСФ $S_1(t)$ регистрировалась в оперативном запоминающем устройстве, затем считывалась в обратном порядке. Из считанной огибающей, включающей несколько существенных максимумов, формировалась последовательность прямоугольных импульсов $S_2(t)$ и излучалась вновь в

направлении модели ТСФ. Эхосигналы от цели регистрировались при постоянном $S_2(t)$, сформированном при записи $S_1(t)$ для определения угла облучения модели (например, для результатов испытаний при $\alpha_0 = 10^\circ$, приведенных на рис. 4), а эхосигналы регистрировались в диапазоне углов облучения (например, $\Delta\alpha = 10^\circ$, т. е. для углов $5 \dots 15^\circ$). Средние значения огибающих определялись для всех H отсчетов суммарного

сигнала $S_\Sigma(t)$: $\bar{S} = \frac{1}{H} \sum_{h=1}^H S_{\Sigma h}$, а также для отсче-

тов на протяжении трети огибающей $S_\Sigma(t)$, исключая область S_{mm} ($\bar{S}_{1/3}$).

На рис. 4, а приведены примеры зависимостей $D_\Sigma = S_{mm}/\bar{S}_\Sigma$ и $D_{1/3} = S_{mm}/\bar{S}_{1/3}$ от угла облучения тела в горизонтальной плоскости α . На рис. 4, б дан пример этих зависимостей при облучении того же тела семью равноотстоящими импульсами (число максимумов в $S_\Sigma(t)$ соизмеримо с 7), что можно рассматривать как облучение тела чужим эталонным сигналом. Зависимости строились для зондирующих импульсов равной длительности. В целом отношения $D_{1/3}$ превышали D_Σ , но отличались незначительно. Значения отношений $D_{1/3}$ и D_Σ , полученные при излучении эталонных сигналов (рис. 4, а), на всех углах облучения превышали аналогичные значения при излучении равноотстоящих импульсов (рис. 4, б). Правильное распознавание тела выполнялось без ошибок на всех углах облучения.

Случайные реверберационные помехи, формируемые в результате рассеяния зондирующих импульсов на взволнованной поверхности моря и рыбных скоплениях, находящихся в постоянном движении, отличаются отсутствием устойчивости

временных положений максимумов $\{\tau_j\}$ в огибающей эхосигнала. Поэтому при переизлучении сигнала, рассеянного на указанных объектах, в суммарном сигнале $S_\Sigma(t)$ отсутствует существенный глобальный максимум S_{mm} . Поэтому отношение выявленного в огибающей $S(t)$ глобального максимума реверберационных помех S_{mm} к среднему уровню $\overline{S_\Sigma}$ не превысит порогового уровня: $D_\Sigma < \psi$.

Метод переизлучения отраженных сигналов позволяет с большей помехозащищенностью распознавать гидролокационные сигналы от ТСФ на фоне случайных реверберационных помех. Именно этим фактом может быть объяснено применение дельфинами последовательностей коротких зондирующих импульсов с неравными временными интервалами между ними [2]. Недостатком этого является необходимость переизлучения нескольких сигналов, что требует дополнительных затрат временных и энергетических ресурсов, а также некоторой реконструкции гидролокатора.

В отличие от метода обращения волнового фронта [8], [9], где добиваются фазового совпадения (фазового сопряжения) сигналов, в рассмотренных методах излучения эталонных сигналов и переизлучения отраженных сигналов повышение помехозащищенности происходит в результате энергетического сложения сигналов, отраженных от разных отражающих элементов ТСФ. Это совпадение на определенном временном интервале отраженных от разных элементов тела сигналов происходит в результате облучения ТСФ сигналом, состоящим из суммы зондирующих посылок, временные задержки между которыми согласованы с расстояниями между отдельными отражающими элементами лоцируемого тела.

Платой за повышение помехозащищенности при многоальтернативном распознавании является излучение нескольких эталонных сигналов, количество которых равно числу распознаваемых тел. При излучении эталонных сигналов не используется полная информация о распределении эталонных значений $\{\tau_j\}$, заложенная в условных

плотностях вероятностей $f\left(\bigcup_{i=1}^N \tau_j\right)$ [6]. При этом

обнаружение глобального максимума может выполняться с помощью оптимального критерия.

Оба рассмотренных метода фактически инвариантны к условиям многолучевого распространения сигналов в морской среде. При многолучевом распространении в $S_\Sigma(t)$ формируется не один S_{mm} , а несколько (в зависимости от гидрологических условий). Однако в этом случае не изменяется процедура принятия решений при идентификации и распознавания ТСФ на фоне реверберационных помех.

При реализации этих методов гидролокатор должен работать в несколько непривычном режиме. Если гидролокационные сигналы существенно (на 15...20 дБ) превышают шумовые помехи (что часто обеспечивается при использовании длинных сложных зондирующих посылок с последующим их сжатием, например в согласованном фильтре), то распознавать их на фоне случайных реверберационных помех можно обработкой после приема, регистрации и выделения огибающих с достаточно высокой помехозащищенностью по рассмотренному далее методу междуциклового корреляционной обработки.

Метод междуциклового корреляционной обработки сигналов (МКО) основан, аналогично предыдущим двум методам, на устойчивости классификационных признаков: временных положений существенных максимумов $\{\tau_\mu\}$ в огибающей эхосигнала или огибающей ВКФ эхосигнала от тела сложной геометрической формы с копией сложного зондирующего импульса и их сравнительной неустойчивости для случайных реверберационных помех [1], [7]. Модель эхосигнала от ТСФ может быть представлена в виде

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_{\mu=1}^n s_\mu(t - \tau_\mu) + N(t) = \\ &= \sum_{\mu=1}^n a_\mu \delta(t - \tau_\mu) \zeta(t) + N(t), \end{aligned}$$

где s_μ – сигнал, отраженный от μ -го участка ТСФ; τ_μ – задержка сигнала $s_\mu(t)$ относительно $s_1(t)$; $N(t)$ – аддитивная помеха; a_μ – коэффициент, пропорциональный коэффициенту отражения импульса от μ -го участка поверхности тела; $\zeta(t)$ – зондирующий импульс; $\delta(\cdot)$ – дельта-функция. Для реверберационных помех принята известная модель ФОМ (П. Фора, В. В. Ольшевского, Д. Мидлтона) [1].

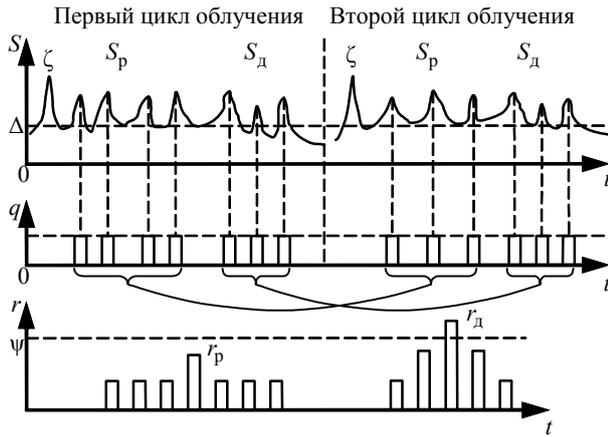
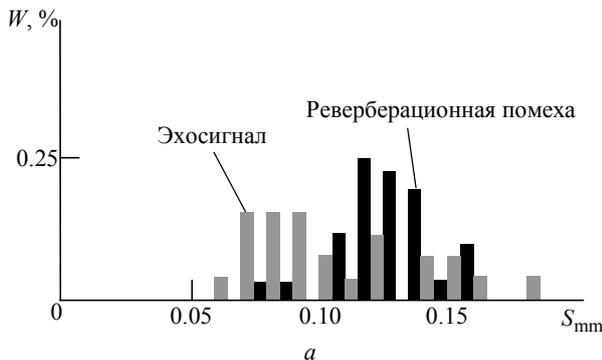


Рис. 5

В соответствии с методом МКО проводится совместная обработка гидролокационных сигналов в двух соседних циклах облучения подводной акватории. Излучаются сложные частотно-модулированные сигналы. Принимаемые эхосигналы обрабатываются в согласованном фильтре или вычисляется ВКФ эхосигнала с копией сложного зондирующего импульса.

Выделяются огибающие ВКФ: $S_d(\tau)$ – для ТСФ и $S_p(\tau)$ – для реверберационных помех (рис. 5). Из $S_d(\tau)$ и $S_p(\tau)$ выделяются существенные максимумы и из них формируются последовательности равноамплитудных прямоугольных импульсов $q_d(\tau_{v1})$ и $q_p(\tau_{v1})$ для первого цикла облучения акватории и $q_d(\tau_{v2})$ и $q_p(\tau_{v2})$ – для второго цикла (наличие импульса кодируется единицей, отсутствие – нулем). Затем между последовательностями $q_d(\tau_{v1})$, $q_d(\tau_{v2})$ и $q_p(\tau_{v1})$, $q_p(\tau_{v2})$ в двух соседних циклах облучения вычисляются знаковые корреляционные функции $r_d(\vartheta)$ и $r_p(\vartheta)$ соответственно:

$$r_{d(p)}(\vartheta) = \frac{1}{n} \sum_{v1, v2=1}^n q_{d(p)}(\tau_{v2}) \cap q_{d(p)}(\tau_{v1-\vartheta}).$$

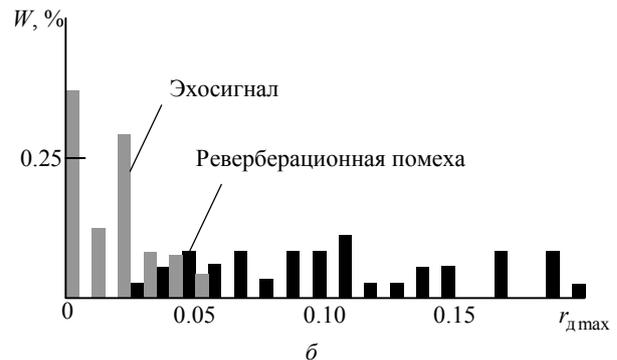


а

За счет устойчивости временных положений максимумов огибающей ВКФ для ТСФ $r_d(\vartheta)$ превышает $r_p(\vartheta)$ для реверберационных помех [1], [7]. При устойчивости признаков $\{\tau_v\}$ для ТСФ в нескольких циклах облучения применяются усредненные оценки $r_d(\vartheta)$. Тогда решение о распознавании ТСФ на фоне реверберационных помех может быть принято при сравнении $r_d(\vartheta)$ с порогом, определяемым согласно критериям Байеса, максимума апостериорной информации, Неймана–Пирсона или других в зависимости от известной априорной информации.

На рис. 6 представлены гистограммы значений анализируемых параметров: S_{mm} – при распознавании по отклику согласованного фильтра (рис. 6, а) и r_{dmax} – при распознавании по методу МКО (рис. 6, б), полученные в результате морских испытаний распознавания эхосигналов от жестких ТСФ на фоне реверберационных помех. Существенное перекрытие гистограмм на рис. 6, а и их относительное разделение на рис. 6, б свидетельствуют о потенциально лучших характеристиках метода МКО по сравнению с распознаванием по отклику СФ: в первом случае получена вероятность правильного распознавания $68^{+10}_-9\%$, а во втором – $100_{-6}\%$ (индексы указывают доверительные интервалы для вероятностей правильного распознавания).

Пример результата обработки данных по методу МКО при использовании параметрического излучателя сигналов с линейной частотной модуляцией, девиацией частоты 7.7...15.3 кГц и с длительностью 2 мс представлен на рис. 7 в виде гистограмм максимальных значений корреляционных функций для эхосигналов: а – от аक्валангиста r_d ; б – от поверхностной реверберации r_p . Среднее значение $\bar{r}_d = 0.72$ (получено на ансамбле из 25 реализаций) для эхосигналов заметно



б

Рис. 6

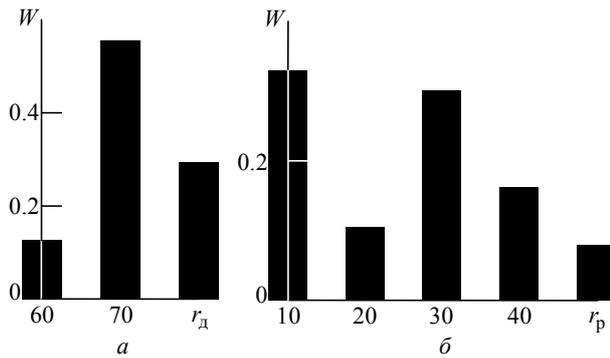


Рис. 7

превышает $\bar{r}_p = 0.26$ для поверхностной реверберации. Аналогичное соотношение подтверждается для других массивов данных.

Проведена обработка эхосигналов от рыбных скоплений (мелких и крупных рыб) и одиночных рыб, а также от донных отражений, полученных при использовании гидролокатора бокового обзора. Результаты обработки подтвердили возможность уверенного различения эхосигналов от косяков мелких рыб и от донных отражений на основе анализа значений \bar{r} . С меньшей вероятностью

правильного распознавания можно различить на основе \bar{r} эхосигналы от косяков крупных рыб на фоне донных отражений. Для крупных одиночных рыб \bar{r} может быть соизмеримо с \bar{r} для донных отражений. Таким образом, на основе \bar{r} возможно уверенно различать эхосигналы от косяков мелких рыб и аквилаписта, а для различения косяков и одиночных крупных рыб требуется привлечение дополнительных признаков.

По методу МКО обработан большой массив записей гидролокационных сигналов, полученных в морских условиях от ТСФ разной протяженности при использовании зондирующих импульсов с высоким разрешением по дальности расположения отражающих элементов с разным частотным заполнением. Во всех случаях получено уверенное распознавание гидролокационных сигналов от жестких ТСФ на фоне случайных реверберационных помех.

Представленные методы позволяют повысить помехозащищенность при идентификации и распознавании ТСФ на фоне случайных реверберационных помех.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Давыдов В. С. Распознавание в гидролокации. СПб: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2005. 352 с.
2. Иванов М. П. Эхолокационные сигналы дельфина при решении задач в сложных акустических условиях // Акустический журн. 2004. Т. 50, № 4. С. 1–12.
3. Давыдов В. С. Алгоритм выявления существенных максимумов в огибающей сигнала // Модели, алгоритмы, принятие решений: тез. 2-го Всесоюз. акуст. семинара, 10–14 окт. 1988 г., Ленинград / Акуст. ин-т им. Н. Н. Андреева АН СССР. М., 1988. С. 65–66.
4. Давыдов В. С. Исследование статистических свойств импульсных последовательностей, обусловленных группой жестко связанных отражателей // Обработка акустической информации в многоканальных системах. 1988. Вып. 15. С. 41–45.
5. Давыдов В. С. Оптимальное решающее правило для распознавания тел сложной геометрической формы по отраженным гидроакустическим сигналам // Акустические методы и средства исследования океана: тр. IV Дальневосточной конф. / Дальневосточный науч. центр, АН СССР. Владивосток. 1986. С. 32–36.
6. Давыдов В. С. Физико-математические основы многоальтернативного распознавания и идентификации гидролокационных полей тел сложной геометрической формы // Успехи физических наук. 2008. Т. 178, № 11. С. 1215–1219.
7. Давыдов В. С. Распознавание гидролокационных сигналов от морских подводных объектов сложной формы, перемещающихся в скрытых режимах, на фоне реверберационных помех // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2011. Вып. 5. С. 34–43.
8. Экспериментальная реализация обращения волнового фронта ультразвука с усилением / А. П. Брысев, Ф. В. Бункин, Л. М. Крутянский, А. Д. Стаховский // Изв. Академии наук. Секц. Физическая. 1996. Т. 60, № 12. С. 117–128.
9. Лямичев Л. М., Саков П. В. Обращение волнового фронта при нелинейном рассеянии звука на пульсирующей сфере // Акустический журн. 1988. Т. 34, вып. 1. С. 127–134.

V. S. Davidov

Saint-Petersburg state electrotechnical university "LETI"

Noise immunity increase of sonar signals from the complex bodies identification and recognition against reverberation interferences

Methods of identification and recognition of sonar signals reflected from the bodies with complex geometric shape have been developed and calibrated in hydroacoustic tank and at sea. Their greater noise immunity is achieved in comparison with well-known recognition methods. Comparison of these methods with wave front reversal method is given. Simulation results help to explain well-known fact that dolphins use multiple impulse sounding transmission with unequal interpulse periods.

Sonar signals, identification, recognition, reverberation, classification signs

Статья поступила в редакцию 16 января 2015 г.

Влияние флуктуаций весового вектора на характеристики нейронной сети с настройкой по критерию наименьшего среднего квадрата ошибки

Представлены результаты статистического анализа искусственных нейронных сетей (ИНС), настраиваемых по LMS-алгоритму с квадратичным ограничением, при учете флуктуаций весового вектора. Получены выражения для корреляционной функции выходного сигнала искусственных нейронов различных слоев сети. Показано, что флуктуации весового вектора приводят к искажениям статистических характеристик ИНС, причем искажения, вносимые флуктуациями, увеличиваются по мере увеличения номера слоя сети.

Искусственная нейронная сеть, флуктуации весовых коэффициентов, LMS-алгоритм с квадратичным ограничением

Искусственные нейронные сети позволяют решать широкий спектр задач, связанных с обработкой сигналов: выделение полезного сигнала на фоне помех, распознавание изображений, анализ неформализованных математически данных, в связи с чем постоянно привлекают к себе внимание исследователей [1], [2]. Скорость обработки данных и точность настройки ИНС во многом определяют флуктуации настраиваемых весовых коэффициентов передачи искусственных нейронов сети. В [3]–[5] проведен анализ статистических характеристик ИНС с различными алгоритмами настройки с учетом флуктуаций весового вектора и показано, что флуктуации приводят к искажениям выходного сигнала ИНС и к появлению в статистических характеристиках ИНС дополнительных членов, обусловленных флуктуациями.

Представляет интерес анализ характеристик ИНС, настраиваемой по LMS-алгоритму¹ с квадратичным ограничением на коэффициент усиления полезного сигнала [6], с учетом флуктуаций весовых коэффициентов. Указанный алгоритм является современной модификацией LMS-алгоритма, предложенного Уидроу [7]. Применение последнего алгоритма встретило трудности, выражающиеся в неконтролируемом подавлении полезного сигнала в случае, когда помеха коррелирована с сигналом. Модифицированный LMS-алгоритм этого недостатка не имеет. В настоящей статье приведены результаты статистического анализа корреляционных характеристик ИНС, настраиваемой

по алгоритму [6], полученные при учете флуктуаций настраиваемых весовых коэффициентов.

Постановка задачи. Классические нейросетевые алгоритмы большей частью предназначены для решения других типов задач, например для задачи распознавания образов или задач предсказания, и в них чаще всего используется обучение с учителем, а также конкретный вид ИНС [1].

В задаче выделения полезного сигнала на фоне помех необходим алгоритм обучения ИНС без учителя, поэтому для решения задачи был выбран многослойный перцептрон.

Эти условия существенно ограничивают выбор алгоритма настройки сети, что и побудило обобщить LMS-алгоритм с квадратичным ограничением для работы в ИНС. Кроме того, использование одного и того же алгоритма для настройки адаптивных антенных решеток и ИНС позволяет сравнивать значения искажений, вносимых флуктуациями весового вектора в статистические характеристики обоих типов адаптивных систем.

Рассмотрим работу ИНС, имеющей M слоев и N нейронов в каждом слое, и решающей задачу выделения полезного сигнала на фоне помех. Такие задачи встречаются в радиолокации и в сотовой связи. Например, адаптивная система может обеспечить качественный прием сигнала в телефонии с гашением имеющихся помех и выделением голоса или в телевидении, обеспечивая в этом случае устойчивый прием телевизионного сигнала.

Настройка вектора весовых коэффициентов $W_{pi}(k+1)$ i -го искусственного нейрона p -го слоя ИНС, настраиваемой по LMS-алгоритму с квад-

¹ LMS-алгоритм – алгоритм настройки по методу наименьшего квадрата (МНК – LMS) ошибки.

ратичным ограничением на усиление полезного сигнала, в момент времени $(k+1)$ описывается уравнением

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{pi}(k+1) = & \mathbf{W}_{pi}(k) - \\ & - \mu \left\{ \mathbf{Z}_{p-1}(k) F \left[\mathbf{Z}_{p-1}^H(k) \mathbf{W}_{pi}(k) \right] + \right. \\ & \left. + \frac{\left| F \left[\mathbf{Z}_{p-1}^H(k) \mathbf{W}_{pi}(k) \right] \right|^2}{\left| F \left[\mathbf{S}^H \mathbf{W}_{pi}(k) \right] \right|^2} \mathbf{S} F \left[\mathbf{S}^H \mathbf{W}_{pi}(k) \right] \right\}, \quad (1) \end{aligned}$$

где μ – коэффициент адаптации LMS-алгоритма с квадратичным ограничением; $\mathbf{Z}_{p-1}(k)$ – вектор выходного сигнала слоя $(p-1)$ ИНС в момент времени k ; $F[\cdot]$ – нелинейная активационная функция рассматриваемого искусственного нейрона; $\mathbf{S} = [S_1, S_2, \dots, S_N]^T$ – вектор полезного сигнала; "н", "т" – символы операций эрмитова сопряжения и транспонирования соответственно.

Выражение (1) – обобщение LMS-алгоритма с квадратичным ограничением для работы ИНС. Исходно данный алгоритм предназначался для настройки адаптивных антенных решеток в задачах выделения полезного сигнала на фоне помех [6]. В рассматриваемом примере ИНС выполняет аналогичную задачу.

Выходной векторный сигнал $(p-1)$ -го слоя ИНС $\mathbf{Z}_{p-1}(k)$ является одновременно входным сигналом i -го нейрона p -го слоя. Выходной сигнал этого нейрона $Z_{pi}(k)$ может быть записан в виде

$$\begin{aligned} Z_{pi}(k) = & F \left[\sum_{q=1}^N Z_{(p-1)q}(k) W_{piq}(k) \right] = \\ = & F \left[y_{pi}(k) \right] = \sum_{l=1}^{N_1} a_l y_{pi}^l(k) = \mathbf{A}^T \mathbf{Y}_{pi}(k), \end{aligned}$$

где N – количество нейронов в $(p-1)$ -м слое; $y_{pi}(k)$ – выходной сигнал линейной части i -го нейрона p -го слоя;

$$\mathbf{A} = [a_1, a_2, \dots, a_l, \dots, a_{N_1}]^T$$

– вектор коэффициентов разложения функции F в ряд Вольтерра [8] размера N_1 ;

$$\mathbf{Y}_{pi}(k) = [y_{pi}(k), y_{pi}^2(k), \dots, y_{pi}^{N_1}(k)]^T$$

– вектор степеней выходного сигнала линейной части i -го искусственного нейрона, принадлежащего слою p .

Рассмотрим ИНС, в которой все нейроны являются узкополосными. Тогда корреляционная матрица входных сигналов каждого из таких искусственных нейронов в p -м слое будет иметь вид

$$R_p(k, k+n) \equiv \langle \mathbf{Z}_p^*(k) \mathbf{Z}_p^T(k+n) \rangle = \mathcal{R}_p r^{|n|},$$

где n – временной сдвиг между сигналами; $\langle \cdot \rangle$ – символ усреднения; \mathcal{R}_p – пространственная часть корреляционной матрицы входных сигналов; r – коэффициент корреляции между отсчетами входных сигналов.

Корреляционная матрица R_p имеет разный вид в зависимости от номера слоя ИНС. В рассмотренном в настоящей статье частном случае одинаковой помеховой обстановки, подаваемой на все нейроны входного слоя, для всех скрытых слоев ИНС корреляционная матрица будет иметь в качестве всех своих элементов единицы. Во входном слое эта матрица будет равна корреляционной матрице входных сигналов ИНС.

Коэффициент корреляции r между отсчетами принимаемого ИНС полезного сигнала определяет его вид. Если $r=0$, то ИНС принимает "белый" шум. Если же $r \approx 1$, ИНС принимает близкий к детерминированному синусоидальный сигнал. Все промежуточные значения коэффициента корреляции обеспечивают плавный переход между этими двумя типами сигналов.

Значения коэффициента корреляции влияют на особенности выделения адаптивной системой полезного сигнала на фоне помех. В ранее опубликованных работах показано, что возможны два эффекта искажений полезного сигнала – эффект рассогласования [7], [9], [10] и эффект "перекompенсации" [9], [11], [12]. Первый эффект заключается в том, что адаптивная система не способна в силу флуктуаций весовых коэффициентов полностью погасить помеховый сигнал. Это приводит к появлению остаточной мощности помехи на выходе системы. Второй эффект состоит в том, что адаптивная система из-за флуктуаций весовых коэффициентов, статистически связанных с вектором входных сигналов, подавляя помеху, также подавляет и полезный сигнал. В результате мощность сигнала на выходе адаптивной системы становится меньше мощности, найденной при постоянном стационарном весовом векторе.

Эффект рассогласования наблюдается при сравнительно небольших значениях коэффициента корреляции. Наоборот, эффект "перекompенсации" характерен для его высоких значений. Так, в случае адаптивной антенной решетки, настраиваемой по дискретному градиентному алгоритму с многократными линейными ограничениями, переход от одного эффекта к другому происходит при $r \approx 0.577$.

Алгоритм настройки (1) описывает скорее каскадное соединение искусственных нейронов, чем единую ИНС, поскольку весовые коэффициенты каждого отдельного нейрона зависят только от собственных значений в предыдущий момент времени и не связаны непосредственными математическими отношениями с весовыми коэффициентами других искусственных нейронов. Тем не менее, косвенное влияние весовых коэффициентов различных искусственных нейронов друг на друга существует и осуществляется через выходные сигналы элементов сети, что также следует из формулы (1).

Определим статистические характеристики описанной ИНС с учетом флуктуаций настраиваемых весовых коэффициентов. С этой целью на первом этапе анализа найдем статистические характеристики отдельного нейрона с учетом флуктуаций весового вектора, а затем обобщим полученные результаты на ИНС.

Методами теории возмущений в первом, так называемом борновском, приближении первоначально найдены статистические характеристики искусственного нейрона, настраиваемого по LMS-алгоритму с квадратичным ограничением на коэффициент усиления полезного сигнала с учетом флуктуаций весового вектора. Для упрощения обобщения полученных результатов на ИНС предположим, что на входные элементы каждого из нейронов входного слоя ИНС поступают одни и те же входные сигналы, т. е. существует одна и та же помеховая обстановка. В этом случае при старте с одних и тех же начальных условий выходные сигналы искусственных нейронов в каждом слое ИНС (и, следовательно, входные сигналы в каждом последующем слое сети) будут одинаковыми, что существенно упрощает вид корреляционной матрицы входных сигналов скрытых слоев сети.

Корреляционные характеристики искусственной нейронной сети. Расчет корреляционной функции широко используется в системах связи. В частности, на ее основе можно определить, имеется ли в принимаемом сигнале полезная составляющая.

Корреляционные характеристики выходного сигнала ИНС позволяют описать полезный сигнал, который приходит на вход ИНС в смеси с помехами. Форма корреляционной функции, быстрота ее спада, время корреляции позволяют судить о том, какой полезный сигнал принят – "белый" шум, близкая к детерминированной синусоида или какой-то промежуточный вариант. Как указано ранее, тип полезного сигнала влияет также на эффекты (рассогласования или "перекompенсации"), возникающие в адаптивной системе из-за флуктуаций весового вектора при выделении этого сигнала системой из смеси с помех.

Анализ влияния флуктуаций на статистические характеристики ИНС выполнен при условии, что векторы входных сигналов и весовых коэффициентов каждого искусственного нейрона ИНС связаны негауссовской статистической зависимостью. Это означает, что смешанная кумулянтная функция третьего порядка для этих величин не равна нулю: $\langle \tilde{\Phi}_{XX} \tilde{\mathbf{W}} \rangle \neq 0$, где $\tilde{\Phi}_{XX}$ – флуктуационная часть стохастической матрицы входных сигналов $M_{XX}(k, k+n) = \mathbf{X}^*(k) \mathbf{X}^T(k+n)$; $\tilde{\mathbf{W}}$ – флуктуационная часть вектора весовых коэффициентов. Это наиболее общий случай зависимости между указанными величинами, который позволяет учесть все эффекты, вносимые флуктуациями в работу адаптивной системы (эффекты как рассогласования, так и перекompенсации). Предположение же о гауссовской статистической зависимости между вектором входных сигналов и весовым вектором ($\langle \tilde{\Phi}_{XX} \tilde{\mathbf{W}} \rangle = 0$) не позволяет теоретически предсказать эффект перекompенсации, который наряду с эффектом рассогласования наблюдается в экспериментах.

Для узкополосного искусственного нейрона p -го слоя, настраиваемого по LMS-алгоритму с квадратичным ограничением, в случае негауссовской статистической зависимости между векторами входных сигналов и весовым вектором корреляционная функция выходного сигнала с учетом флуктуаций весовых коэффициентов может быть представлена в виде суммы:

$$K_{Z_p}(k, k+n) = A_1 + B_1 + C_1 + D_1. \quad (2)$$

Слагаемые этой функции определяются следующими выражениями:

$$A_1 = a_1^2 \mathbf{W}_{\text{ст}}^H R_{XX} \mathbf{W}_{\text{ст}} r^{|n|}, \quad (3)$$

где R_{XX} – корреляционная матрица входного сигнала; $\mathbf{W}_{\text{ст}}$ – постоянный стационарный весовой вектор произвольного искусственного нейрона первого слоя ИНС;

$$B_1 = \mu^2 a_1^4 \frac{M_{\text{уср}}^{-1}}{1-r^2} r^{|n|} \times \left[\text{Sp}(R_{XX}) \mathbf{W}_{\text{ст}}^H R_{SS}^H R_{XX} \mathbf{W}_{\text{ст}} + \text{Sp}(R_{XX}) \mathbf{W}_{\text{ст}}^H R_{XX} R_{SS} \mathbf{W}_{\text{ст}} \right], \quad (4)$$

где $M_{\text{уср}}$ – постоянный коэффициент, возникающий при усреднении в LMS-алгоритме с квадратичным ограничением; $\text{Sp}(\cdot)$ – след матрицы; R_{SS} – корреляционная матрица полезного сигнала;

$$C_1 = \mu^2 a_1^4 r \frac{1+r-r^n}{(1-r)^2} r^{|n|} \mathbf{W}_{\text{ст}}^H R_{XX}^3 \mathbf{W}_{\text{ст}} + \mu^2 a_1^4 \frac{r}{(1-r)^2 (1+r)} r^{|n|} \text{Sp}(R_{XX}) \mathbf{W}_{\text{ст}}^H R_{XX}^2 \mathbf{W}_{\text{ст}} + \mu^2 a_1^4 r^{|n|} \left[\frac{2}{(1-r^2)^2} + \frac{1-r^{2n+2}}{1-r^2} \right] \times \text{Sp}(R_{XX}^2) \mathbf{W}_{\text{ст}}^H R_{XX} \mathbf{W}_{\text{ст}}; \quad (5)$$

$$D_1 = \mu^2 a_1^4 r \frac{r^{|n|+3}}{1-r^2} \left(\frac{1-r^n}{1-r^2} + \frac{1}{1-r} \right) \times \text{Sp}(R_{XX}^2) \mathbf{W}_{\text{ст}}^H R_{XX}^2 \mathbf{W}_{\text{ст}}. \quad (6)$$

Из (3)–(6) видно, что корреляционная функция выходного сигнала произвольного искусственного нейрона первого слоя ИНС зависит только от сдвига во времени n между рассматриваемыми сигналами и не зависит от абсолютного времени k . Кроме того, учтем, что все нейроны входного слоя сети будут иметь на выходе один и тот же сигнал (и, следовательно, одну и ту же корреляционную функцию). Тогда можно упростить обозначение корреляционной функции в (2), заменив $K_{Z_p}(k, k+n)$ на $K_1(n)$.

Найдем корреляционную матрицу входных сигналов второго слоя сети с учетом флуктуаций весовых коэффициентов. Согласно определению, корреляционная функция сигнала $Z(n)$ имеет вид

$$K(n) = \langle Z^H(k) Z(k+n) \rangle.$$

Тогда из описанных свойств внутренних сигналов ИНС следует, что любые взаимные корреляционные функции между выходными сигналами любых нейронов i и j первого слоя будут равны между собой:

$$\langle Z_{i1}^H(k) Z_{j1}(k+n) \rangle = K_1(n), \quad i, j = \overline{1, N_1}. \quad (7)$$

Учитывая (7), запишем выражение для корреляционной матрицы выходных сигналов первого слоя ИНС (и, соответственно, входных сигналов второго слоя ИНС):

$$\mathcal{K}_1(n) = \begin{bmatrix} \langle Z_{11}^H(k) Z_{11}(k+n) \rangle & \dots & \langle Z_{11}^H(k) Z_{N_11}(k+n) \rangle \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \langle Z_{N_11}^H(k) Z_{11}(k+n) \rangle & \dots & \langle Z_{N_11}^H(k) Z_{N_11}(k+n) \rangle \end{bmatrix} = K_1(n) E, \quad (8)$$

где $E = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \dots & 1 \end{bmatrix}$ – матрица, все элементы которой являются единицами.

Запишем далее корреляционную функцию произвольного искусственного нейрона i , принадлежащего второму слою нейронной сети. Для этого учтем, что требуемое выражение получается заменой корреляционной матрицы входных сигналов $R_{XX}(k, k+n)$ на корреляционную матрицу $\mathcal{K}_1(n)$ (8), описывающую корреляционную связь входных сигналов данного слоя. Тогда на основании (2) искомая корреляционная функция может быть представлена полиномом по степеням корреляционной матрицы $\mathcal{K}_1(n)$, а с учетом (8) – по степеням корреляционной функции $K_1(n)$. Проведя описанные преобразования, получим:

$$K_{Z2}(k, k+n) = K_2(n) = A_2 K_1(n) + B_2 K_1^2(n) + C_2 K_1^3(n) + D_2 K_1^4(n), \quad (9)$$

где

$$A_2 = a_1^2 \mathbf{W}_{\text{ст}2i}^H E \mathbf{W}_{\text{ст}2i} r^{|n|}; \quad (10)$$

$$B_2 = \mu^2 a_1^4 \frac{M_{\text{уср}}^{-1}}{1-r^2} r^{|n|} \times \left(\text{Sp}(E) \mathbf{W}_{\text{ст}2i}^H R_{SS}^H E \mathbf{W}_{\text{ст}2i} + \text{Sp}(E) \mathbf{W}_{\text{ст}2i}^H E R_{SS} \mathbf{W}_{\text{ст}2i} \right); \quad (11)$$

$$C_2 = \mu^2 a_1^4 r \frac{1+r-r^n}{(1-r)^2} r^{|n|} \mathbf{W}_{\text{ст}2i}^H E^3 \mathbf{W}_{\text{ст}2i} + \mu^2 a_1^4 \frac{r}{(1-r)^2 (1+r)} r^{|n|} \text{Sp}(E) \mathbf{W}_{\text{ст}2i}^H E^2 \mathbf{W}_{\text{ст}2i} + \mu^2 a_1^4 r^{|n|} \left[\frac{2}{(1-r^2)^2} + \frac{1-r^{2n+2}}{1-r^2} \right] \times \text{Sp}(E^2) \mathbf{W}_{\text{ст}2i}^H E \mathbf{W}_{\text{ст}2i}; \quad (12)$$

$$D_2 = \mu^2 a_1^4 \frac{r^{|n|+3}}{1-r^2} \left(\frac{1-r^n}{1-r^2} + \frac{1}{1-r} \right) \times \text{Sp}(E^2) \mathbf{W}_{\text{ст}2i}^H E^2 \mathbf{W}_{\text{ст}2i}. \quad (13)$$

По аналогии запишем выражение для корреляционной функции искусственного нейрона, принадлежащего третьему слою искусственной нейронной сети:

$$K_{Z3}(k, k+n) = K_3(n) = A_3 K_2(n) + B_3 K_2^2(n) + C_3 K_2^3(n) + D_3 K_2^4(n).$$

Переобозначив $A_{31} = A_3$; $A_{32} = B_3$; $A_{33} = C_3$; $A_{34} = D_3$ и учтя, что $K_2(n)$ описывается выражением (9), получим:

$$K_3(n) = \sum_{i=1}^4 A_{3i} K_2^i(n) = \sum_{i=1}^4 A_{3i} \left(\sum_{j=1}^4 A_{2j} K_1^j(n) \right)^i.$$

Обобщив это выражение по принципу математической индукции, запишем итеративную формулу для корреляционной функции выходного сигнала искусственного нейрона, принадлежащего произвольному слою p ИНС:

$$\begin{aligned} K_p(n) &= \sum_{i_1=1}^4 A_{pi_1} [K_{p-1}(n)]^{i_1} = \\ &= \sum_{i_1=1}^4 A_{pi_1} \left\{ \sum_{i_2=1}^4 A_{(p-1)i_2} [K_{p-2}(n)]^{i_2} \right\}^{i_1} = \\ &= \sum_{i_1=1}^4 A_{pi_1} \left(\sum_{i_2=1}^4 A_{(p-1)i_2} \dots \right. \\ &\left. \dots \left\{ \sum_{i_{p-2}=1}^4 A_{2i_{p-2}} [K_1(n)]^{i_{p-2}} \dots \right\}^{i_2} \right)^{i_1}, \quad (14) \end{aligned}$$

где

$$A_{p1} = a_1^2 \mathbf{W}_{\text{ст}pi}^H \mathcal{R}_p \mathbf{W}_{\text{ст}pi} r^{|n|}; \quad (15)$$

$$\begin{aligned} A_{p2} &= \mu^2 a_1^4 \text{Sp}(\mathcal{R}_p) \frac{M_{\text{уср}}^{-1}}{1-r^2} \times \\ &\times \left(\mathbf{W}_{\text{ст}pi}^H \mathcal{R}_p R_{SS}^H \mathbf{W}_{\text{ст}pi} + \right. \\ &\left. + \mathbf{W}_{\text{ст}pi}^H r^2 \mathcal{R}_p R_{SS} \mathbf{W}_{\text{ст}pi} \right) r^{|n|}; \quad (16) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A_{p3} &= \mu^2 a_1^4 r \frac{1+r-r^n}{(1-r)^2} \mathbf{W}_{\text{ст}pi}^H \mathcal{R}_p^3 \mathbf{W}_{\text{ст}pi} r^{|n|} + \\ &+ \mu^2 a_1^4 \frac{r}{(1-r)^2 (1+r)} \times \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\times \text{Sp}(\mathcal{R}_p) \mathbf{W}_{\text{ст}pi}^H \mathcal{R}_p^2 \mathbf{W}_{\text{ст}pi} r^{|n|} + \\ &+ \mu^2 a_1^4 \left[\frac{2}{(1-r^2)^2} + \frac{1-r^{2n+2}}{1-r^2} \right] \times \\ &\times \text{Sp}(\mathcal{R}_p^2) \mathbf{W}_{\text{ст}pi}^H \mathcal{R}_p \mathbf{W}_{\text{ст}pi} r^{|n|}; \quad (17) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A_{p4} &= \mu^2 a_1^4 \frac{r^3}{1-r^2} \left(\frac{1-r^n}{1-r^2} + \frac{1}{1-r} \right) \times \\ &\times \text{Sp}(\mathcal{R}_p^2) \mathbf{W}_{\text{ст}pi}^H \mathcal{R}_p^2 \mathbf{W}_{\text{ст}pi} r^{|n|}. \quad (18) \end{aligned}$$

Сравнение выражений (15)–(18) с формулами (3)–(6) и (10)–(13) показывает, что (15)–(18) обобщают выражения для коэффициентов из (3)–(6) и (10)–(13). Результат зависит от номера слоя ИНС и вида матрицы \mathcal{R}_p :

$$\mathcal{R}_p = \begin{cases} R_{XX}, & p=1; \\ E, & p=2, 3, \dots \end{cases} \quad (19)$$

Из (19) следует, что для входного слоя ИНС матрицей \mathcal{R}_p является корреляционная матрица входных сигналов. При этом формулы (15)–(18) переходят в (3)–(6). Для скрытых слоев и выходного слоя ИНС матрицей \mathcal{R}_p является матрица E . Тогда для второго слоя формулы (15)–(18) перейдут в выражения (10)–(13). Для последующих слоев ИНС коэффициенты разложения корреляционной функции выходного сигнала произвольного искусственного нейрона i данного слоя также определяются формулами (15)–(18) при соответствующем значении номера слоя p .

Остановимся более подробно на выражении (14). Из него следует, что по мере увеличения номера слоя ИНС коэффициенты при корреляционных функциях выходных сигналов слоя возводятся во все более высокую степень и перемножаются между собой. В результате в корреляционной функции выходного сигнала каждого последующего слоя сети возрастает вклад быстро спадающих компонентов, пропорционально величине $r^{\mathcal{Q}|n|}$ (\mathcal{Q} – коэффициент, увеличивающийся по мере продвижения от входа ИНС к выходу). В результате в структуре выходных сигналов искусственных нейронов по мере возрастания номера слоя сети возрастает влияние компонентов с меньшим временем автокорреляции, чем у входного полезного сигнала, который подавался на входной слой сети одновременно с помехой.

Для иллюстрации данного утверждения приведем формулу для корреляционной функции вы-

ходного сигнала произвольного нейрона, принадлежащего слою p ИНС, полученную без учета флуктуаций весового вектора:

$$K_p(n) = a_1^{2p} r^{p|n|} \prod_{i=1}^p \mathbf{W}_{\text{CTI}}^H \mathcal{R}_i \mathbf{W}_{\text{CTI}}, \quad (20)$$

где \mathcal{R}_i определено по (19), а весовой вектор произвольного нейрона, принадлежащего слою i \mathbf{W}_{CTI} , является постоянным и стационарным.

Сравнив (14) и (20), приходим к выводу, что во втором случае в корреляционной функции отсутствуют слагаемые, пропорциональные коэффициенту адаптации μ . Это свидетельствует о том, что без учета флуктуаций ИНС выделяет только полезный сигнал на фоне помех. Вместе с тем как при учете флуктуаций, так и без их учета с увеличением числа слоев ИНС временная часть корреляционной функции содержит все большее число быстро спадающих компонентов.

Из (20) следует, что выходной сигнал искажается даже без учета флуктуаций. По мере увеличения номера слоя ИНС меняется все сильнее вид временной части корреляционной функции выходного сигнала, пропорциональной $r^{p|n|}$. Искажений временной части нет только в однослойной ИНС: в этом случае временная часть корреляционной функции выходного сигнала такая же, как и функции входного полезного сигнала: $r^{|n|}$. Учет флуктуаций показывает, что выходной сигнал искажается еще больше уже за счет флуктуационных слагаемых, начиная с первого слоя ИНС. Однако искажения за счет флуктуаций весовых коэффициентов имеют второй порядок малости по коэффициенту адаптации μ , т. е. достаточно малы.

Из представленного в настоящей статье математического анализа следует, что слагаемые корреляционной функции выходного сигнала зависят также от первого коэффициента разложения в ряд Вольтерра нелинейной функции F a_1 , которая присутствует на выходе искусственного нейрона. В частном случае наиболее распространенного вида логистической нелинейной функции или сигмоида $f(x) = 1/(1 + e^{-\rho x})$ [13] первый коэффициент разложения составляет $a_1 = \rho/4$, причем ρ определяет крутизну сигмоида. При $\rho = 0$ сигмоид вырождается в горизонтальную линию на уровне 0.5, при увеличении ρ сигмоид при-

ближается к функции единичного скачка [13]. Для практических задач достаточно брать значение $\rho = 0.5 \dots 1$. Тогда a_1^4 не превосходит значения $1/4^4 = 1/256 = 0.0039$. В результате флуктуационные слагаемые будут малы не только в силу малости коэффициента адаптации, но и по причине малости коэффициента a_1^4 .

Если сравнить эффекты искажений из-за флуктуаций весового вектора выходного сигнала в адаптивной антенной решетке без нелинейной функции в цепи обратной связи, настраивающейся по LMS-алгоритму с квадратичным ограничением и содержащей в первом слое ИНС указанный алгоритм, то для первой сети эффект будет пропорционален коэффициенту адаптации μ , а во втором – величине $\mu^2 a_1^4$. Если принять $\mu = 0.1$, $a_1 = 1/4$, получим, что искажения, вносимые флуктуациями, в линейной адаптивной антенне будут выше в $\frac{\mu}{\mu^2 a_1^4} = \frac{0.1}{0.01 \cdot 0.0039} \approx 2564$ раза. Следо-

вательно, нелинейная обработка существенно уменьшает вклад флуктуаций в выделяемый адаптивной системой сигнал.

Таким образом, суммарное воздействие флуктуаций весовых коэффициентов и числа слоев ИНС искажает выделяемый сетью полезный сигнал. Однако необходимо отметить, что выражения получены для частного и наиболее простого случая, когда на все искусственные нейроны входного слоя ИНС подаются одни и те же входные сигналы. При различной помеховой обстановке на входах сети результаты будут иными и, возможно, более сложными.

Полученные результаты позволяют утверждать, что флуктуации весовых коэффициентов вносят искажения в корреляционные характеристики ИНС, которые заключаются в появлении в выражении корреляционной функции выходного сигнала искусственного нейрона произвольного слоя ИНС дополнительных обусловленных флуктуациями слагаемых. Однако эти искажения имеют второй порядок малости влияния на усиление полезного сигнала по коэффициенту адаптации LMS-алгоритма с квадратичным ограничением. С возрастанием номера слоя влияние флуктуаций увеличивается, что приводит к снижению качества выделения сигнала на фоне помех с помощью ИНС.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Haykin S. Neural networks: A comprehensive foundation. 2nd ed. / пер. с англ. под ред. В. В. Шахгильдяна. Upper saddle river: Prentice-Hall, 1999. 874 с.
2. Галушкин А. И. Теория нейронных сетей. М.: ИПРЖР, 2000. 416 с.
3. Зими́на С. В. Статистические характеристики искусственной нейронной сети с дискретным градиентным алгоритмом настройки с учетом флуктуаций весовых коэффициентов // Нейрокомпьютеры: разработка и применение. 2006. № 10. С. 9–15.
4. Зими́на С. В. Влияние флуктуаций весовых коэффициентов на статистические характеристики искусственной нейронной сети с алгоритмом рекуррентного обращения выборочной оценки корреляционной матрицы входных сигналов // Нейрокомпьютеры: разработка и применение. 2007. № 5. С. 3–7.
5. Литвинов О. С., Зими́на С. В. Статистический анализ флуктуаций весовых коэффициентов искусственной нейронной сети, настраиваемой по алгоритму Хэбба // Нейрокомпьютеры: разработка и применение. 2009. № 3. С. 33–43.
6. Орешкин Б. Н., Бакулев П. А. Алгоритм LMS с квадратичным ограничением // Антенны. 2007. № 9. С. 29–34.
7. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
8. Пупков К. А., Капалин В. И., Ющенко А. С. Функциональные ряды в теории нелинейных систем. М.: Наука, 1976. 448 с.
9. Зими́на С. В. Флуктуации весового вектора в адаптивных антенных решетках // Антенны. 2004. № 6. С. 27–35.
10. Зими́на С. В. Флуктуации весового вектора в адаптивных антенных решетках с нелинейной функцией в цепи обратной связи, настраиваемых по алгоритму рекуррентного обращения выборочной оценки корреляционной матрицы входных сигналов // Изв. вузов. Радиофизика. 2006. Т. 49, № 2. С. 164–173.
11. Игнатенко С. В., Мальцев А. А. Статистические характеристики адаптивных антенных решеток при обработке дискретных сигналов с коррелированными отсчетами // Изв. вузов. Радиофизика. 1994. Т. 37, № 12. С. 1532–1545.
12. Мальцев А. А., Зими́на С. В. Влияние флуктуаций весового вектора на статистические характеристики адаптивной антенной решетки с быстрым рекуррентным алгоритмом настройки // Изв. вузов. Радиофизика. 2002. Т. 45, № 8. С. 708–721.
13. Круглов В. В., Борисов В. В. Искусственные нейронные сети. Теория и практика. М.: Горячая линия–Телеком, 2002. 382 с.

S. V. Zimina

Lobachevsky state university of Nizhny Novgorod

Correlative characteristics of the neural network with LMS-algorithm tuning with square constraint with weight vector jitter

The results of statistical analysis of neural network tuning by LMS-algorithm with square constraint for weight vector jitter are represented. The expressions for correlation function of output signal of neuron of the neural of different network layers are obtained. It is shown, that the weight vector jitter leads to distortions of statistical characteristics of neural network and these distortions increase with increasing of number of neural network layer.

Neural network, weight vector jitter, LMS algorithm tuning with square constraint

Статья поступила в редакцию 9 апреля 2015 г.

УДК 621.3

Г. Н. Цицикян, С. С. Вандышев, Ю. Д. Баранов
ЦНИИ СЭТ, Филиал ФГУП "Крыловский государственный
научный центр" (Санкт-Петербург)

Оценка эффективности демпфирующих фильтров третьего порядка

Получены выражения для оценки эффективности демпфирующих фильтров третьего порядка в энергетических сетях. На основе полученных выражений приведены графические зависимости при различных параметрах фильтров.

Фильтр третьего порядка, оценка эффективности, графические зависимости, Q-фактор

Демпфирующие фильтры продолжают оставаться объектом внимания специалистов, занимающихся вопросами качества электроэнергии [1]–[4]. В их пользу говорят меньшие стоимостные показатели по сравнению с активными фильтрами [5]. Вместе с этим все большее применение получают демпфирующие фильтры больших порядков (от трех и выше), что может быть прослежено, начиная с работ [1]–[3] и до недавнего времени по работам [4]–[5].

В настоящей статье рассмотрен демпфирующий фильтр третьего порядка $CC'LR$ (рис. 1) с параллельной индуктивностью L_T , отражающей превалирующую роль индуктивного сопротивления источника напряжения (генератора) над активным. В рассматриваемом фильтре R – демпфирующее активное сопротивление; как правило, $C \neq C'$. В схеме на рис. 1 $\dot{I}(\omega)$ – источник тока с частотой ω , которая может изменяться в широком диапазоне в зависимости от характера нелинейной нагрузки, присоединенной к источнику напряжения.

Напряжение, формируемое источником $\dot{I}(\omega)$, без фильтра определяется выражением $U_T(\omega) = j\omega L_T \dot{I}(\omega)$, а при наличии демпфирующего

фильтра – как $U_{T\phi}(\omega) = j\omega L_T \dot{I}_T(\omega)$. Поэтому величиной $|\dot{I}_T(\omega)/\dot{I}(\omega)| < 1$ можно охарактеризовать положительный эффект от действия фильтрующего устройства на частоте ω , заключающийся в меньших изменениях этого напряжения.

Для последующего анализа введем круговые частоты $\omega_C = 1/\sqrt{LC}$; $\omega_{C'} = 1/\sqrt{LC'}$; $\omega_T = 1/\sqrt{L_T C}$. Запишем выражение для указанного напряжения согласно рис. 1 как падение напряжения на демпфирующем фильтре:

$$j\omega L_T \dot{I}_T(\omega) = [\dot{I}(\omega) - \dot{I}_T(\omega)] \left[\frac{1}{j\omega C} + \frac{j\omega LR(1 - \omega_{C'}^2/\omega^2)}{R + j\omega L(1 - \omega_{C'}^2/\omega^2)} \right]. \quad (1)$$

На основании (1) получим уравнение

$$\left[j\omega L_T + \frac{1}{j\omega C} + \frac{j\omega LR(1 - \omega_{C'}^2/\omega^2)}{R + j\omega L(1 - \omega_{C'}^2/\omega^2)} \right] \frac{\dot{I}_T(\omega)}{\dot{I}(\omega)} = \frac{1}{j\omega C} + \frac{j\omega LR(1 - \omega_{C'}^2/\omega^2)}{R + j\omega L(1 - \omega_{C'}^2/\omega^2)}. \quad (2)$$

Из выражения (2) находим искомое отношение:

$$\frac{\dot{I}_T(\omega)}{\dot{I}(\omega)} = \frac{j\omega \frac{L}{R} + \left(1 - \frac{\omega_{C'}^2}{\omega^2}\right)^{-1} - \frac{\omega^2}{\omega_C^2}}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_T^2}\right) \left[\left(1 - \frac{\omega_{C'}^2}{\omega^2}\right)^{-1} + j\omega \frac{L}{R} \right] - \frac{\omega^2}{\omega_C^2}}. \quad (3)$$

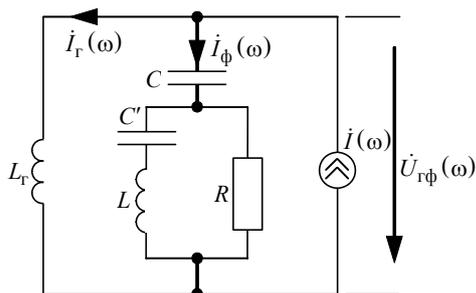


Рис. 1

Качество демпфирующего фильтра охарактеризуем Q -фактором $Q = \sqrt{L/C}/R$. Введем нормированную частоту $\omega_H = \omega/\omega_C$ и запишем (3) с учетом введенных обозначений:

$$\dot{I}_\Gamma(\omega)/\dot{I}(\omega) = N(\omega)/D(\omega), \quad (4)$$

где

$$N(\omega) = jQ(\omega_H^2 - C/C') + \omega_H - \omega_H(\omega_H^2 - C/C');$$

$$D(\omega) = (1 - \omega_H^2 L_\Gamma/L) \left[jQ(\omega_H^2 - C/C') + \omega_H \right] - \omega_H(\omega_H^2 - C/C').$$

Проведя преобразования, получим окончательный вид числителя и знаменателя (4):

$$N(\omega) = Q(\omega_H^2 - C/C') + j\omega_H(\omega_H^2 - 1 - C/C');$$

$$D(\omega) = Q(\omega_H^2 - C/C')(1 - \omega_H^2 L_\Gamma/L) + j\omega_H \left[\omega_H^2(1 + L_\Gamma/L) - 1 - C/C' \right].$$

Рассмотрим выражение (4) в нескольких предельных случаях.

1. При $C' \rightarrow \infty$, т. е. при переходе демпфирующего фильтра (см. рис. 1) в фильтр второго порядка [1]–[3], выражение (4) получает вид

$$\begin{aligned} \dot{I}_\Gamma(\omega_H)/\dot{I}(\omega_H) &= \\ &= \frac{Q\omega_H + j(\omega_H^2 - 1)}{Q\omega_H(1 - \omega_H^2 L_\Gamma/L) + j[\omega_H^2(1 + L_\Gamma/L) - 1]}, \end{aligned}$$

не отличающийся от выражения для нормированного тока генератора [6]

$$\dot{I}_{\Gamma.H}(\omega_H)|_{R_\Gamma \rightarrow 0} = \dot{I}_\Gamma(\omega_H)/\dot{I}(\omega_H)|_{R_\Gamma \rightarrow 0}$$

в случае, когда внутренним сопротивлением источника R_Γ можно пренебречь.

2. Положив в (4) $R \rightarrow \infty$, $Q \rightarrow 0$, имеем

$$\frac{\dot{I}_\Gamma(\omega_H)}{\dot{I}(\omega_H)} \Big|_{Q \rightarrow 0} = \frac{\omega_H^2 - 1 - C/C'}{\omega_H^2(1 + L_\Gamma/L) - 1 - C/C'}. \quad (5)$$

Выражение (5) обращается в ноль при $\omega_H^2 = 1 + C/C'$. Значение

$$\omega_H^2 = (1 + C/C')/(1 + L_\Gamma/L)$$

является полюсом (5).

3. При частоте $\omega = \omega_{C'}$ $\omega_H = \sqrt{C/C'}$ и (4) приобретает вид

$$\dot{I}_\Gamma(\omega_H)/\dot{I}(\omega_H) \Big|_{\omega_H = \sqrt{C/C'}} = \frac{1}{1 - \omega_{C'}^2/\omega_\Gamma^2}. \quad (6)$$

При этом оно не зависит от Q -фактора. Для конечного значения (6) необходимо выполнение неравенства $\omega_{C'} \neq \omega_\Gamma$ или $C'L \neq CL_\Gamma$. Из этого условия при известной резонансной частоте последовательной цепочки $C'L$ может быть определено допустимое значение емкости C .

4. Если $\omega = \omega_C$ ($\omega_H = 1$), из (4) получим

$$\frac{\dot{I}_\Gamma(1)}{\dot{I}(1)} = \frac{Q\left(1 - \frac{C}{C'}\right) - j\frac{C}{C'}}{Q\left(1 - \frac{C}{C'}\right)\left(1 - \frac{L_\Gamma}{L}\right) + j\left(\frac{L_\Gamma}{L} - \frac{C}{C'}\right)}.$$

5. Для $\omega_H \rightarrow 0$ имеем естественный результат

$$\dot{I}_\Gamma(\omega_H)/\dot{I}(\omega_H) \Big|_{\omega_H \rightarrow 0} = 1.$$

6. При $\omega_H \gg 1$ из (4) имеем:

$$\begin{aligned} \frac{\dot{I}_\Gamma(\omega_H)}{\dot{I}(\omega_H)} \Big|_{\omega_H \gg 1} &= \frac{Q\omega_H^2 + j\omega_H^3}{-Q\omega_H^4 \frac{L_\Gamma}{L} + j\omega_H^3 \left(1 + \frac{L_\Gamma}{L}\right)} \Big|_{\omega_H \gg 1} = \\ &= \frac{Q + j\omega_H}{-Q\omega_H^2 \frac{L_\Gamma}{L} + j\omega_H \left(1 + \frac{L_\Gamma}{L}\right)} \Big|_{\omega_H \gg 1} \cong \frac{j}{-Q\omega_H \frac{L_\Gamma}{L}} \Big|_{\omega_H \gg 1} = \\ &= \frac{j}{-\frac{\sqrt{L/C}}{R} \frac{\omega}{\omega_C} \frac{L_\Gamma}{L}} \Big|_{\omega_H \gg 1} = \frac{R}{j\omega L_\Gamma} \cong 0. \end{aligned}$$

С учетом (5) для входного сопротивления схемы (см. рис. 1) при $R \rightarrow \infty$ и $Q \rightarrow 0$ получим:

$$\begin{aligned} Z_{\text{вх}}(\omega) \Big|_{R \rightarrow \infty} &= j\omega L_\Gamma \frac{\dot{I}_\Gamma(\omega_H)}{\dot{I}(\omega_H)} \Big|_{R \rightarrow \infty} = \\ &= j\omega L_\Gamma \frac{\omega^2 - (1 + C/C')(1/LC)}{\omega^2(1 + L_\Gamma/L) - (1 + C/C')(1/LC)} = \\ &= j\omega \frac{\omega^2 - 1/(LC_3)}{(1/L_\Gamma + 1/L) \left\{ \omega^2 - 1/[C_3(L + L_\Gamma)] \right\}}, \quad (7) \end{aligned}$$

где $C_3 = CC'/(C + C')$ – эквивалентная емкость фильтра. Таким образом, частота нуля входного сопротивления при $R \rightarrow \infty$ составляет $\omega = 1/\sqrt{LC_3}$, а полюс – $\omega = 1/\sqrt{(L + L_\Gamma)C_3}$.

Выражение (7) может быть записано с помощью нормированной частоты ω_H в виде

$$Z_{\text{ВХ}}(\omega_{\text{H}})|_{R \rightarrow \infty} = j\omega_{\text{H}}\omega C \frac{\omega_{\text{H}}^2 - C/C_3}{\left(\frac{1}{L_{\Gamma}} + \frac{1}{L}\right)\left[\omega_{\text{H}}^2 - \frac{LC}{(L+L_{\Gamma})C_3}\right]}$$

Запишем (4) через индуктивные и емкостные сопротивления, положив $\omega_{\text{H}} = n\omega_1/\omega C = n\omega_{1\text{H}}$, где n – номер гармоники; ω_1 – основная частота; $\omega_{1\text{H}}$ – нормированная основная частота. Введя обозначения $X_{L_1} = \omega_1 L$ и $X_{C_1} = 1/(\omega_1 C)$, получим $Q = \sqrt{L/C}/R = \sqrt{X_{L_1} X_{C_1}}/R$ и

$$\frac{\dot{I}_{\Gamma}(n\omega_{1\text{H}})}{\dot{I}(n\omega_{1\text{H}})} = \frac{\frac{\sqrt{X_{L_1} X_{C_1}}}{R} \left(n^2 \omega_{1\text{H}}^2 - \frac{X_{C_1}'}{X_{C_1}} \right) + jn\omega_{1\text{H}} \left(n^2 \omega_{1\text{H}}^2 - 1 - \frac{X_{C_1}'}{X_{C_1}} \right)}{\frac{\sqrt{X_{L_1} X_{C_1}}}{R} \left(n^2 \omega_{1\text{H}}^2 - \frac{X_{C_1}'}{X_{C_1}} \right) \left(1 - n^2 \omega_{1\text{H}}^2 \frac{X_{\Gamma_1}}{X_{L_1}} \right) + jn\omega_{1\text{H}} \left[n^2 \omega_{1\text{H}}^2 \left(1 + \frac{X_{\Gamma_1}}{X_{L_1}} \right) - 1 - \frac{X_{C_1}'}{X_{C_1}} \right]}$$

При $\omega_{1\text{H}} = 1$ будем иметь:

$$\frac{\dot{I}_{\Gamma}(n)}{\dot{I}(n)} = \frac{\frac{\sqrt{X_{L_1} X_{C_1}}}{R} \left(n^2 - \frac{X_{C_1}'}{X_{C_1}} \right) + jn \left(n^2 - 1 - \frac{X_{C_1}'}{X_{C_1}} \right)}{\frac{\sqrt{X_{L_1} X_{C_1}}}{R} \left(n^2 - \frac{X_{C_1}'}{X_{C_1}} \right) \left(1 - n^2 \frac{X_{\Gamma_1}}{X_{L_1}} \right) + jn \left[n^2 \left(1 + \frac{X_{\Gamma_1}}{X_{L_1}} \right) - 1 - \frac{X_{C_1}'}{X_{C_1}} \right]}$$

По формуле (4) на рис. 2 построены графические зависимости для $|\dot{I}_{\Gamma}(\omega)/\dot{I}(\omega)|$ при $Q = 0.5, 1.0, 1.5, 2.0$ и шести вариантах сочетаний параметров в соответствии с таблицей. Нумерация графиков соответствует указанным в таблице вариантам.

Параметр	Вариант					
	1	2	3	4	5	6
L_{Γ}/L	0.25	0.25	0.5	0.5	0.05	0.05
C/C'	0.25	0.5	0.25	0.5	0.5	0.75

Представленные выражения и приведенные графические зависимости для оценки эффекта от применения фильтра по току можно использовать непосредственно для оценки эффекта по напряжению в виде $|\dot{U}_{\Gamma.ф}(\omega_{\text{H}})/\dot{U}_{\Gamma}(\omega_{\text{H}})|$ или $|\dot{U}_{\Gamma.ф}(n)/\dot{U}_{\Gamma}(n)|$, где $\dot{U}_{\Gamma.ф}$ – комплекс напряжения на внутреннем сопротивлении генератора с фильтром (см. рис. 1) и \dot{U}_{Γ} – комплекс напряжения без фильтра для конкрет-

ной частоты или конкретной гармоники. Чем меньше эти отношения, тем меньше коэффициент искажения синусоидальности по напряжению.

Из приведенных графических зависимостей видно, что Q -фактор целесообразно выбирать в диапазоне от 1 до 2.

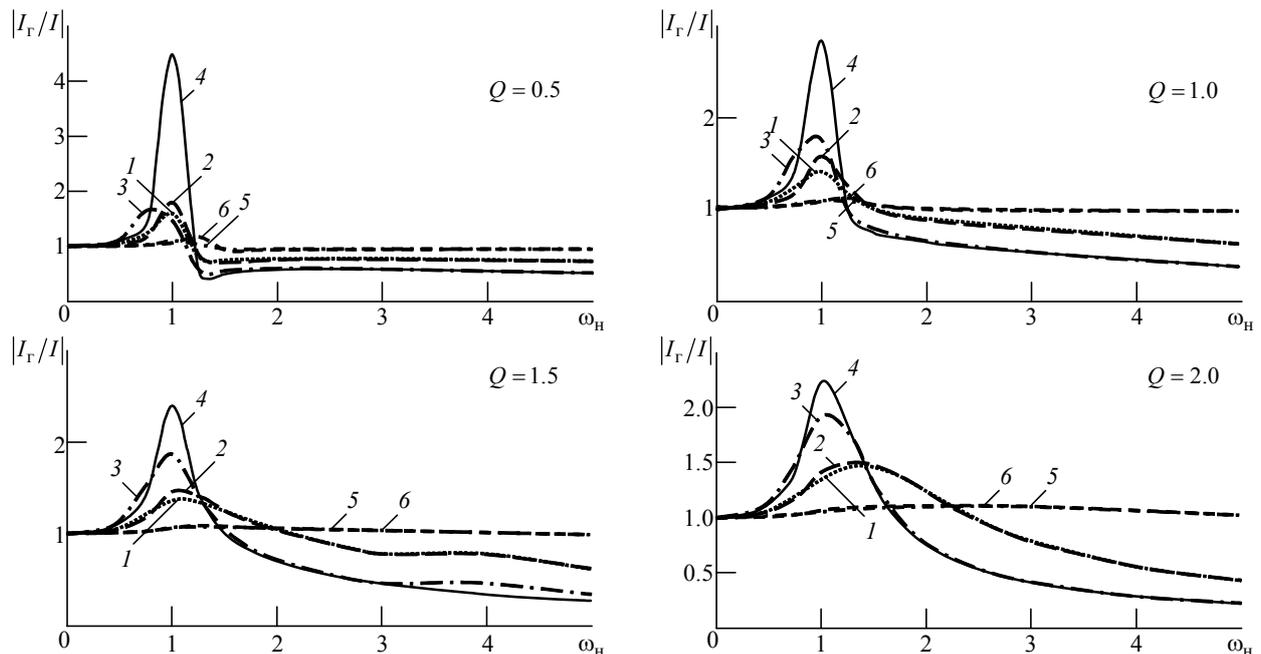


Рис. 2

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Kimbark E. W. Direct current transmission. New York: Wiley-Interscience. 1971. Vol. 1. 526 p.
2. Steeper D. E., Stratford R. P. Reactive compensation and harmonic suppression for industrial power systems using thyristor converters // IEEE Trans. in industry applications. 1976. Vol. IA-12, № 3. P. 232–254.
3. Добрусин Л. А. Широкополосные фильтрокомпенсирующие устройства для тиристорных преобразователей // Электричество. 1985. № 4. С. 27–30.
4. Investigation and mitigation of harmonic amplification problems caused by single-tuned filters / Chi-Jui

G. N. Tsitsikyan, S. S. Vandyshev, Yu. D. Baranov
FSUE "CSRI MET" (branch of the FSUE "Krylov state research center") (Saint-Petersburg)

Performance evaluation of damping filters of the third order

Expressions for an assessment of efficiency of the damping filters of the third order in power networks are received. On the basis of these expressions graphic dependences at various parameters of filters are given.

Filter of the third order, performance evaluation, graphic dependence, Q-factor

Статья поступила в редакцию 8 апреля 2015 г.

УДК 621.397

В. А. Михайлов

Санкт-Петербургский государственный университет кино и телевидения

Расчет восстанавливающих фильтров в системе с различными импульсными характеристиками в телевизионных полях

Рассмотрено двухканальное непрерывно-дискретное преобразование сигнала при различных импульсных характеристиках преобразователя в телевизионных полях. Получены выражения, позволяющие рассчитать характеристики восстанавливающих фильтров, обеспечивающих неискаженную передачу входного сигнала.

Непрерывно-дискретное преобразование второго порядка, импульсные характеристики, восстанавливающие фильтры, неискаженная передача входного сигнала

При организации чересстрочного разложения в телевизионных системах с использованием фотопреобразователей с двумерной дискретизацией (например, в ПЗС) возможны случаи, когда апертуры преобразователя в полях в направлении кадровой развертки отличаются друг от друга [1]. Тогда для получения на выходе системы изображения, максимально совпадающего с входным, необходимо определить импульсные и соответствующие им частотные характеристики выходных фильтров, восстанавливающих сигнал изображения.

Для упрощения выкладок перейдем к одной задаче и будем считать, что сигнал, сни-

маемый с преобразователя, формируется за два прохода, как при чересстрочной развертке в телевидении (рис. 1). Сначала формируется сигнал первого поля, соответствующий проецируемому изображению $f(x)$ при накоплении информации в элементах разложения с импульсной характеристикой $a_1(x)$, а затем – сигнал второго поля, соответствующий проецируемому изображению при накоплении информации в элементах разложения с импульсной характеристикой $a_2(x)$. Потом сигналы двух полей складываются. Отсчеты сигналов элементов разложения в первом поле берутся в точ-

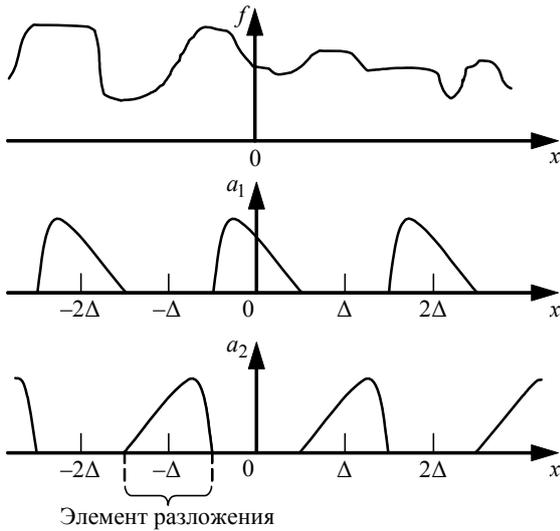


Рис. 1

ках ..., -4Δ, -2Δ, 0, 2Δ, 4Δ, ..., а во втором поле – в точках ..., -3Δ, -Δ, Δ, 3Δ, ...

Такая модель преобразования сигнала соответствует непрерывно-дискретному преобразованию изображения при чересстрочной развертке [2], применяемой в телевидении, с той разницей, что импульсные характеристики элементов разложения в соседних полях различны. Для анализа этой системы воспользуемся методом исследования систем дискретизации второго порядка, разработанным Н. К. Игнатьевым [3].

Под дискретизацией второго порядка понимается двухканальное дискретное представление непрерывного входного изображения с его последующим восстановлением. Для рассматриваемого случая общая схема процесса непрерывно-дискретного преобразования (рис. 2) состоит из двух параллельных каналов, выходы которых суммируются. Здесь $f_1(x)$, $f_2(x)$ – функции, описывающие изображения на входе и выходе системы соответственно; $f_{11}(x)$, $f_{12}(x)$ – функции, описывающие изображения на входе и выходе первого канала соответственно; $f_{21}(x)$, $f_{22}(x)$ – то же на входе и выходе второго канала;

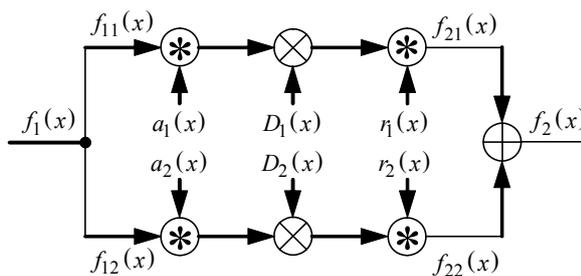


Рис. 2

$$D_1(x) = \sum_{-\infty}^{+\infty} \delta(x - 2k\Delta);$$

$$D_2(x) = \sum_{-\infty}^{+\infty} \delta[x - (2k + 1)\Delta]$$

– дискретизаторы первого и второго каналов, характеризующие взятие импульсных отсчетов; $r_1(x)$ и $r_2(x)$ – импульсные характеристики восстанавливающих фильтров в первом и во втором полях (соответственно, в первом и втором каналах); Δ – пространственный период взятия отсчетов в поле (шаг элементов дискретизации).

Для нахождения частотных характеристик восстанавливающих фильтров от пространственной модели непрерывно-дискретного преобразования перейдем в пространственно-частотную область. Модель двухканального непрерывно-дискретного преобразования для этой области представлена на рис. 3. Здесь

$$F_1(\omega_x) = \mathfrak{F}[f_1(x)], \quad F_2(\omega_x) = \mathfrak{F}[f_2(x)]$$

– спектры входного и выходного изображений соответственно;

$$F_{11}(\omega_x) = \mathfrak{F}[f_{11}(x)], \quad F_{12}(\omega_x) = \mathfrak{F}[f_{12}(x)],$$

$$F_{21}(\omega_x) = \mathfrak{F}[f_{21}(x)], \quad F_{22}(\omega_x) = \mathfrak{F}[f_{22}(x)]$$

– спектры входных и выходных изображений в каналах;

$$A_1(\omega_x) = \mathfrak{F}[a_1(x)], \quad A_2(\omega_x) = \mathfrak{F}[a_2(x)]$$

– частотные характеристики апертур нечетного и четного полей;

$$R_1(\omega_x) = \mathfrak{F}[r_1(x)], \quad R_2(\omega_x) = \mathfrak{F}[r_2(x)]$$

– частотные характеристики восстанавливающих фильтров, причем ω_x – пространственная частота; $\mathfrak{F}[\cdot]$ – символ преобразования Фурье.

Пусть спектр входного изображения $F_1(\omega_x)$ идеально ограничен в соответствии с теоремой Котельникова на пространственной частоте, рав-

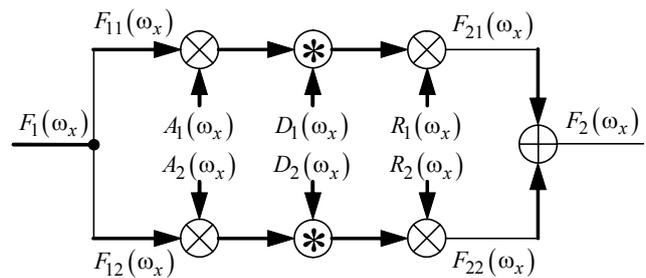


Рис. 3

ной половине частоты дискретизации в кадре: $F_1(\omega_x) = 0$ при $|\omega_x| \geq \pi/\Delta = \Omega$, где Ω – частота пространственной дискретизации изображения в поле. При этом в каждом канале исходный спектр перекрывается модуляционным спектром, так как частота пространственной дискретизации $\Omega = \pi/\Delta$ в каждом из каналов равна верхней частоте спектра передаваемого изображения.

Таким образом, результатом анализа рассматриваемой системы непрерывно-дискретного преобразования должно быть определение характеристик выходных (восстанавливающих) фильтров, таких, чтобы на выходе системы составляющие основных спектров, принадлежащих спектру входного изображения, складывались, а составляющие модуляционных спектров взаимно уничтожались. В этом случае спектр изображения на выходе системы совпал бы со спектром входного изображения.

В соответствии со схемой преобразования, представленной на рис. 3, для первого и второго каналов получим:

$$F_{21}(\omega_x) = F_1(\omega_x) * A_1(\omega_x) \times \sum_{-\infty}^{+\infty} \delta(\omega_x - k\Omega) * R_1(\omega_x);$$

$$F_{22}(\omega_x) = F_1(\omega_x) * A_2(\omega_x) \times \sum_{-\infty}^{+\infty} \delta(\omega_x - k\Omega) * \exp(-j\omega_x\Delta) * R_2(\omega_x),$$

где "*" – символ операции свертки.

Поскольку спектр входного изображения ограничен, достаточно учесть в суммах только члены для $k = 0$ и $k = 1$. Выполним преобразования для положительных частот $\omega_x \geq 0$ (для $\omega_x < 0$ результат будет аналогичен с точностью до фаз спектральных составляющих). При этих условиях для обоих каналов получим:

$$F_{21}(\omega_x) = F_1(\omega_x) * A_1(\omega_x) * R_1(\omega_x) + F_1(\omega_x - \Omega) * A_1(\omega_x - \Omega) * R_1(\omega_x);$$

$$F_{22}(\omega_x) = F_1(\omega_x) * A_2(\omega_x) * R_2(\omega_x) + F_1(\omega_x - \Omega) * A_2(\omega_x - \Omega) * R_2(\omega_x).$$

В этих выражениях первые слагаемые – составляющие основного спектра, а вторые – модуляционные искажения. Для неискаженной передачи входного спектра сумма левых слагаемых должна быть равна входному спектру, а правых – нулю. Отсюда получим систему линейных уравнений:

$$F_1(\omega_x) * A_1(\omega_x) * R_1(\omega_x) + F_1(\omega_x) * A_2(\omega_x) * R_2(\omega_x) = F_1(\omega_x);$$

$$F_1(\omega_x - \Omega) * A_1(\omega_x - \Omega) * R_1(\omega_x) - F_1(\omega_x - \Omega) * A_2(\omega_x - \Omega) * R_2(\omega_x) = 0.$$

Разрешив эту систему относительно частотных характеристик восстанавливающих фильтров, имеем:

$$R_1(\omega_x) = \frac{A_2(\omega_x - \Omega)}{1(\omega_x - \Omega) * A_2(\omega_x) + A_2(\omega_x - \Omega) * A_1(\omega_x)}; \quad (1)$$

$$R_2(\omega_x) = \frac{A_1(\omega_x - \Omega)}{A_1(\omega_x - \Omega) * A_2(\omega_x) + A_2(\omega_x - \Omega) * A_1(\omega_x)}. \quad (2)$$

Для частного случая одинаковых апертур и их частотных характеристик в полях:

$$A_1(\omega_x) = A_2(\omega_x) = A(\omega_x)$$

получим:

$$R_1(\omega_x) = R_2(\omega_x) = R(\omega_x) = 1/[2A(\omega_x)].$$

Таким образом, при одинаковости апертур в полях для неискаженной передачи входного спектра изображения, проецируемого на дискретный преобразователь, восстанавливающие фильтры должны компенсировать завал частотной характеристики, вызванный фильтрующим действием апертуры преобразователя изображения. Этот результат совпадает с известными положениями теории телевизионной передачи и может служить подтверждением корректности выполненного анализа.

В настоящей статье получены выражения (1) и (2) для частотных характеристик восстанавливающих фильтров в системе с двухканальной дискретизацией, обеспечивающих неискаженную передачу спектра входного изображения при различии апертур фотопреобразователя в полях.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Манцветов А. А., Михайлов В. А., Эйсенгардт Г. А. Характеристики матричных ФППЗ в режиме суммирования зарядовых пакетов // Техника средств связи. Сер. Техника телевидения. 1990. Вып. 2. С. 26–33.

2. Телевидение: учеб. для вузов / В. Е. Джакония, А. А. Гоголь, Я. В. Друзин и др.; под ред. В. Е. Джаконии. 4-е изд. М.: Горячая линия–Телеком. 2007. 616 с.

3. Игнатъев Н. К. Дискретизация и ее приложения. М.: Связь, 1980. 264 с.

V. A. Mikhaylov

Saint-Petersburg state university of film and television

Calculation of the restoring filters in system with various pulse characteristics in television fields

Two-channel continuous and discrete transformation of a signal at various pulse characteristics of the converter in television fields is considered. The expressions allowing to calculate characteristics of the restoring filters providing undistorted transfer of an entrance signal are received.

Second order continuous and discrete transform, pulse characteristics, restoring filters, signal undistorted transfer

Статья поступила в редакцию 17 апреля 2015 г.



УДК 621.391.26

Г. З. Аксельрод
АО "НИИ измерительных приборов – Новосибирский завод
им. Коминтерна"
К. А. Елагина
Новосибирский государственный технический университет

Применение сигнала с нелинейной частотной модуляцией для уменьшения потерь обнаружения

Рассмотрены возможности применения сигнала с нелинейной частотной модуляцией для уменьшения потерь обнаружения. Оценена эффективность обнаружителя такого сигнала многоканальным согласованным фильтром в диапазоне доплеровских частот.

Весовая обработка, ЛЧМ-сигнал, НЧМ-сигнал, потери обнаружения, ложное обнаружение, боковые лепестки

Задача обнаружения сигналов с низким уровнем боковых лепестков (УБЛ) без потерь отношения "сигнал/шум" (ОСШ) рассматривалась ранее [1]. При согласованной фильтрации для снижения уровня боковых лепестков применяется весовая обработка (ВО). При этом главный лепесток (ГЛ) сжатого сигнала расширяется, а его пиковое значение уменьшается. В настоящей статье продолжено решение задачи уменьшения потерь на ВО во временной области.

Алгоритм обнаружения, обрабатывающий сигналы с нелинейной частотной модуляцией (НЧМ), не требует применения ВО для подавления боковых лепестков, что позволяет избежать потерь ОСШ [1]. Однако при наличии сдвига по доплеровской частоте отклик согласованного фильтра (СФ) НЧМ-сигнала сильно искажается [1]. Представляет интерес анализ диапазона частот Доплера, в которых приемлемо использование сигналов с НЧМ, а также определение числа каналов многоканального по частоте Доплера СФ, при котором практически отсутствуют потери обнаружения. Таким образом, цели настоящей статьи заключаются в изучении возможности синтеза НЧМ-сигналов с низким УБЛ без потерь ОСШ, а также в оценке числа каналов многоканального СФ НЧМ-сигнала.

В [2] рассмотрено формирование НЧМ за счет изменения фазы сигнала от времени по закону, задаваемому полиномом K -го порядка:

$$\varphi(t) = \sum_{k=0}^K a_k t^k, \quad (1)$$

где a_k – коэффициенты полинома.

НЧМ предложено¹ формировать по закону

$$\varphi(t) = \frac{\pi W}{T} t^2 - \frac{W/2}{2\pi/T} \cos[(2\pi/T)t], \quad (2)$$

где W , T – полоса и длительность НЧМ-сигнала соответственно.

Авторами настоящей статьи для уменьшения УБЛ без ВО предложен сигнал с формированием мгновенной частоты по закону

$$\Delta f(t) = \frac{W \{t/T - 0.5 + k_1 \operatorname{tg} [k_2 \pi (t/T - 0.5)]\}}{1 + 2k_1 \operatorname{tg} (0.5k_2 \pi)}, \quad (3)$$

где $k_1 = 0.105$; $k_2 = 0.91$ – коэффициенты нелинейности частотной модуляции, подобранные эмпирически.

Коэффициенты нелинейности подбирались по критерию минимума УБЛ при равенстве ширины ГЛ сжатых НЧМ-сигнала и ЛЧМ-сигнала с ВО. Формирование НЧМ согласно (3) выполняется

¹ Ананьев А. В., Безуглов Д. А., Юхнов В. И. Повышение помехоустойчивости узкополосных каналов радиосвязи на основе применения сигналов с внутриимпульсной частотной модуляцией // Современные проблемы науки и образования. 2013. № 1. С. 1–9. URL: <http://www.science-education.ru/107-8209>

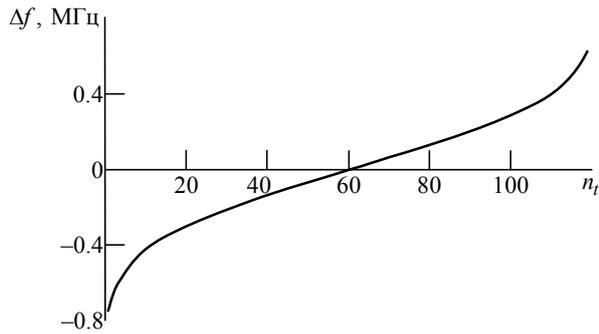


Рис. 1

добавлением к линейному закону изменения частоты от времени нелинейной аддитивной составляющей².

На рис. 1 показан график изменения мгновенной частоты Δf в зависимости от номера временного отсчета n_t для НЧМ-сигнала с параметрами $T = 40$ мс, $W = 1.5$ МГц при частоте дискретизации $f_d = 3$ МГц.

Моделирование сигналов (1)–(3) показало, что УБЛ у сигнала (1) больше, чем у сигнала, сформированного в соответствии с (3). Для сигнала (2) низкий УБЛ можно получить только при малой базе, например для сигнала длительностью $T = 7.22$ мкс с девиацией $W = 1.5$ МГц.

По результатам сравнительного моделирования решено провести сравнительный анализ свойств НЧМ- (3) и ЛЧМ-сигнала с ВО по УБЛ. Сравнимые сигналы имели равную ширину ГЛ сжатого сигнала (количество отсчетов на уровне – 3 дБ). В качестве ВО ЛЧМ-сигнала принята обработка по Хэммингу с относительным пьедесталом 0.08. Параметры анализируемых сигналов представлены в табл. 1.

При обработке ЛЧМ- и НЧМ-сигналов СФ оптимален только для тех из них, которые являются точной копией переданного сигнала. При сдвиге входных сигналов по частоте пиковое значение отклика СФ уменьшается, а временное положение пика изменяется. Зависимость параметров сжатого ЛЧМ-сигнала от доплеровской частоты представлена в [1]. Для НЧМ-сигналов аналогичных работ найти не удалось.

Средняя величина потерь пика огибающей сжатого в СФ сигнала в полосе частот без учета потерь дискретизации [%] рассчитывалась как

Таблица 1

Параметр сигнала	Тип сигнала			
	ЛЧМ без ВО	ЛЧМ с ВО	НЧМ	
T , мкс	W , МГц	УБЛ, дБ		
20	2.50	-23.98	-36.13	-30.99
40	2.50	-25.28	-42.29	-35.89
80	0.75	-13.51	-39.23	-30.48

$$\Delta \bar{L}_a = \left[\frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \left(1 - \frac{U}{U_0} \right) \right] 100, \quad (4)$$

где M – количество точек на оси частот Доплера, в которых оценивались потери пикового значения; U , U_0 – значения пика огибающей отклика СФ, настроенного на нулевую частоту Доплера, на эхосигнал движущейся и неподвижной целей соответственно.

Рассмотрены цели, характеризующиеся следующими параметрами динамики:

- имеют доплеровские частоты до 12 кГц, что при работе РЛС на частоте 3 ГГц соответствует скорости движения цели до 600 м/с (для этих целей принято $M = 13$);

- имеют доплеровские частоты до 140 кГц, что при работе РЛС на частоте 3 ГГц соответствует скорости движения цели до 7 км/с (для этих целей принято $M = 141$).

Зависимости нормированного пика огибающей сжатых в СФ сигналов $U_n = U/U_{0, \text{ЛЧМ}}$ представлены на рис. 2: *a* – цели первой группы; *b* – цели второй группы ($U_{0, \text{ЛЧМ}}$ – значение пика огибающей отклика СФ, настроенного на нулевую частоту Доплера, на эхосигнал неподвижной цели для ЛЧМ-сигнала). Зависимости построены для сигналов, указанных в нижней строке табл. 1. Для целей первой группы получены следующие оценки (4): НЧМ-сигнал $\Delta \bar{L}_a = 2.55\%$; ЛЧМ-сигнал без ВО $\Delta \bar{L}_a = 1.63\%$; ЛЧМ-сигнал с ВО по Хэммингу $\Delta \bar{L}_a = 14.91\%$. Для целей второй группы имеем: НЧМ-сигнал $\Delta \bar{L}_a = 28.60\%$; ЛЧМ-сигнал без ВО $\Delta \bar{L}_a = 10\%$; ЛЧМ-сигнал с ВО по Хэммингу $\Delta \bar{L}_a = 16.71\%$.

Таким образом, средние потери пика огибающей НЧМ-сигнала по сравнению ЛЧМ-сигналом в диапазоне доплеровских частот 0...12 кГц незначительны. В диапазоне доплеровских частот 12...140 кГц исходя из уровней УБЛ и пикового значения ЛЧМ-сигнал с ВО более эффективен. Проведенные расчеты показывают, что выигрыш

² Тельминов О. А. Перспективные методы частотной модуляции зондирующих сигналов для задач синтеза радиолокационных изображений // Материалы 5-й Междунар. конф. "Цифровая обработка сигналов и ее применение" (DSPA-2003): в 2 т. Т. 1. М., 12–14 марта 2003 г. / М.: Российское НТО РЭС им. А. С. Попова, 2003. 4 с. URL: http://www.autex.spb.su/download/dsp/dspa/dspa2003/tom1_69.pdf

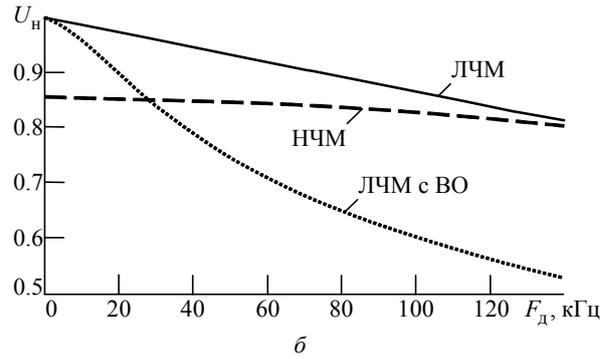
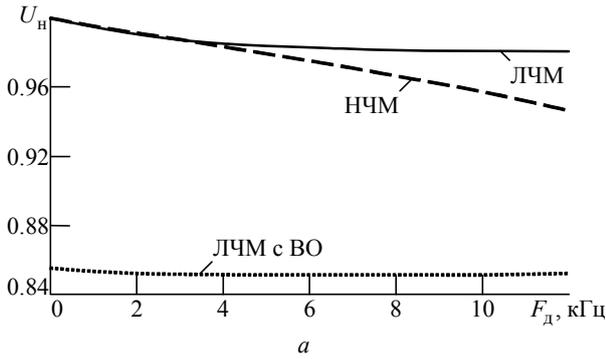


Рис. 2

по значению средних потерь пика огибающей при использовании НЧМ-сигнала во всем диапазоне доплеровских частот 0...140 кГц можно получить лишь для сигналов с малой базой (например, с длительностью 20 мкс и с девиацией 2.5 МГц).

Из рис. 2, б видно, что в диапазоне доплеровских частот 0...140 кГц имеются большие потери пика огибающей выходного сигнала СФ. Для уменьшения указанных потерь при согласованной фильтрации сигнала с неизвестной доплеровской частотой следует применить многоканальный СФ (рис. 3). В качестве выходного сигнала такого фильтра блоком МАХ отбирается максимальный сигнал с одного из каналов согласованной фильтрации, который нормируется на мощность шума. Алгоритм обнаружения НЧМ-сигнала многоканальным по доплеровской частоте СФ имеет вид

$$U_{\text{out НЧМ}} = \begin{cases} 1, & U_{\text{НЧМ}_{\text{max}}}^2 / \hat{P}_{\text{ш}} \geq C_{\text{НЧМ}}; \\ 0, & U_{\text{НЧМ}_{\text{max}}}^2 / \hat{P}_{\text{ш}} < C_{\text{НЧМ}}, \end{cases}$$

где

$$U_{\text{НЧМ}_{\text{max}}} = \max_n U_{\text{НЧМ}_n}, \quad n = \overline{1, M};$$

$\hat{P}_{\text{ш}}$ – оценка мощности шума (выполняется при отсутствии принимаемого сигнала); $C_{\text{НЧМ}}$ – порог обнаружения, зависящий от количества каналов СФ, причем $U_{\text{НЧМ}_n}$ – отклик n -го канала СФ на НЧМ-сигнал; M – количество каналов многоканального СФ.

Для реализации многоканального СФ требуется оценить количество его каналов с учетом среднего значения потерь пика огибающей в анализи-

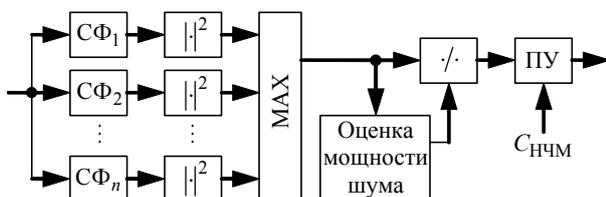


Рис. 3

руемой полосе доплеровских частот при различных значениях девиации и длительности сигналов.

В табл. 2 приведены потери пика огибающей $\Delta \bar{L}_a$ (4), усредненные в полосе доплеровских частот 0...140 кГц, без учета потерь дискретизации для НЧМ-сигналов, сформированных в соответствии с (3) с параметрами, указанными в табл. 1, при их обработке многоканальными СФ с различным количеством каналов. Указанное в табл. 2 количество каналов соответствует обработке доплеровского сдвига одного знака, для учета знака доплеровского сдвига количество каналов необходимо удвоить. В этой же таблице для сравнения приведены результаты обработки ЛЧМ-сигналов с теми же параметрами одноканальным СФ без ВО и с ВО.

Из данных табл. 2 следует, что при использовании 8–32 каналов многоканального СФ НЧМ-сигнала достигаются потери пика огибающей сжатого сигнала на уровне 0.6–1.6 % по сравнению потерями 10–11 % в зависимости от параметров сигнала при обработке ЛЧМ-сигнала одноканальным СФ. В последнем случае значения потерь объясняются существенной шириной рассматриваемого частотного диапазона.

Наряду с доплеровским сдвигом частоты на результаты согласованной обработки оказывает влияние временное рассогласование сигнала внутри интервала дискретизации и объединение результатов канальной обработки на выходе многоканального СФ. С учетом этого фактора определены полные потери в системе обнаружения с многоканальным СФ НЧМ-сигналов с параметрами из табл. 1 по сравнению с ЛЧМ-сигналом без ВО при отсутствии

Таблица 2

Параметр сигнала	Тип сигнала					
	ЛЧМ без ВО	ЛЧМ с ВО	НЧМ			
	Количество каналов многоканального СФ					
	–	–	8	16	32	
$T, \text{ мкс}$	$\Delta \bar{L}_a, \%$					
20	2.50	10.49	18.55	1.62	0.45	–
40	2.50	11.19	18.66	–	1.25	0.44
80	0.75	10.00	16.71	–	0.97	0.61

Таблица 3

Параметр сигнала	Тип сигнала					
	ЛЧМ без ВО	ЛЧМ с ВО	НЧМ			
	Количество каналов многоканального СФ					
	–	–	8	16	32	
T , мкс	W , МГц	$\Delta\bar{L}$, %				
20	2.50	0.89	1.70	0.62	0.74	0.91
40	2.50	0.95	1.71	0.64	0.76	0.93
80	0.75	0.89	1.58	0.72	0.80	0.94

временного сдвига и сдвига по частоте Доплера. Анализ проведен по значениям отношения "сигнал/шум" ψ , соответствующим вероятности обнаружения 0.5, для порога обнаружения, обеспечивающего вероятность ложной тревоги 10^{-6} . Полные потери определены следующим образом:

$$\Delta\bar{L} = \frac{1}{m} \sum_{t=1}^m \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \Delta L_{ti} \right), \quad (7)$$

где $m = 141$ – количество отсчетов частоты доплеровского сдвига; $n = 6$ – количество дискретных временных смещений сигнала относительно половины интервала дискретизации; $\Delta L_{ti} = \psi_{\text{ЧМ}_{ti}} - \psi_{\text{ЛЧМ}_{00}}$ – потери при обработке НЧМ- или ЛЧМ-сигналов с t -м доплеровским сдвигом и i -м временным смещением, причем $\psi_{\text{ЧМ}_{ti}}$ – пороговое отношение "сигнал/шум" при обработке НЧМ- или ЛЧМ-сигнала с t -м доплеровским сдвигом и i -м временным смещением; $\psi_{\text{ЛЧМ}_{00}}$ – то же для ЛЧМ-сигнала без доплеровского сдвига и временного смещения. Результаты расчетов сведены в табл. 3.

Для обнаружителя НЧМ-сигнала данные потери складываются из потерь на рассогласование СФ по частоте Доплера, рассогласование СФ во времени и потерь из-за объединения каналов в многоканальном СФ. Для обнаружителя ЛЧМ-сигнала без ВО потери складываются из потерь на рассогласование СФ по частоте Доплера и по времени. Для обнаружителя ЛЧМ-сигнала с ВО полные потери дополняются потерями на ВО.

Приведенные в табл. 3 результаты свидетельствуют, что с ростом числа доплеровских каналов полные потери (7) увеличиваются, однако средняя величина потерь пика огибающей сжатого сигнала (4) уменьшается (табл. 2). По результатам расчетов установлено, что для низкого УБЛ в

диапазоне 0...140 кГц необходимо использовать 16–32 канала СФ в зависимости от параметров сигналов. При единственном сигнале на входе СФ средние по частоте Доплера и по сдвигам внутри интервала дискретизации потери при использовании обнаружителя ЛЧМ-сигналов без ВО и с ВО не меньше потерь при использовании обнаружителя НЧМ-сигнала с многоканальным СФ, однако реализация последнего решения сложнее.

Оценка эффективности многоканального обнаружителя при наличии произвольного числа сигналов на входе СФ и при нормировке сигнала к мощности шума и к УБЛ с целью стабилизации ложных обнаружений выходит за рамки данной статьи и будет исследоваться далее.

В настоящей статье показано, что при использовании многоканального СФ НЧМ-сигнала с предложенным законом изменения мгновенной частоты (3) можно получить низкий УБЛ. При этом отсутствуют потери на ВО во временной области.

Показана эффективность применения обнаружителя НЧМ-сигнала с многоканальным СФ для уменьшения потерь обнаружения при наличии на входе СФ одного сигнала. Кроме малых потерь пика огибающей сжатого сигнала (менее 1 % по величине средних потерь в диапазоне частот Доплера 0...140 кГц) обнаружители НЧМ-сигнала с 16- и 32-канальным СФ показывают результаты не хуже обнаружителя ЛЧМ-сигнала без ВО и превосходят обнаружитель ЛЧМ-сигнала с ВО на 0.6...1 дБ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кук Ч, Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. М.: Сов. радио, 1971. 568 с.
2. Бессонова Е. В., Ирхин В. И. Уменьшение уровня боковых лепестков автокорреляционной функции

сложных сигналов // Тр. XV науч. конф. по радиофизике / ННГУ. Нижний Новгород, 2011. С.131–133.

G. Z. Akselrod

SC "Research institute of the measuring instrument – Comintern Novosibirsk plant"

K. A. Elagina

Novosibirsk state technical university

The using nonlinear frequency signal for reduction the losses of the detection

There is usage of the processing of nonlinear frequency signals considered to reduce the losses of the detection. The efficiency of a nonlinear frequency signal detector width multichannel filter it is valued in range of the Doppler frequencies.

Weighting, linear frequency signal, nonlinear frequency signal, losses of the detection, false detection, side lobes

Статья поступила в редакцию 2 апреля 2014 г.

Дж.-Э. Андреасен
Остфольдский университет (Норвегия)

В. Е. Ланкин

Институт управления в социальных, экономических и экологических системах
Южного федерального университета (Таганрог)

А. К. Шашкин

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

Маршрутизация в сети телемеханики объектов энергораспределения на основе радиоканалов

Рассмотрено построение маршрута в сети телемеханики на примере фрагмента реальной сети. Определены критерий выбора и последовательность построения маршрута. Рассмотрено автоматическое введение нового контролируемого пункта.

Маршрутизация в сети телемеханики, критерий выбора маршрута, алгоритм построения маршрута, автоматическое введение нового контролируемого пункта в сети телемеханики

Сеть телемеханики является одной из разновидностей информационных сетей и состоит из диспетчерского пункта (ДП), контролируемых пунктов (КП) и каналов связи, объединяющих эти пункты. В сети телемеханики КП распределены в некоторой зоне, называемой зоной обслуживания. В настоящей статье сеть телемеханики рассматривается на примере энергосети [1].

Энергосети характеризуются сложной структурой и обладают большим количеством связей¹. В процессе своего создания и развития эти сети прошли несколько этапов. К сетям первого поколения можно отнести период зарождения подобных комплексов, когда каждый контрольный пункт подключался напрямую к ДП [1]. Наличие удаленных КП, сложность и дороговизна организации связи между ДП и КП привели к появлению новых подходов к их построению.

На втором этапе развития для облегчения соединения ДП и удаленных КП стали использовать КП с возможностью ретрансляции поступающей информации, делая их промежуточным звеном на пути передачи сообщений от более удаленных соседей. Подобный подход дал возможность подключать КП на значительно больших расстояниях, чем раньше, но имелся очевидный недостаток – выход из строя ретранслятора приводил к невозможности связи с КП, работающими через него.

Следующий этап связан с введением в сетях телемеханики протоколов оптимальной маршрутизации, обеспечивающих автоматическое введение новых КП. Эти вопросы и являются предметом рассмотрения данной статьи.

Модель сети мониторинга объектов энергораспределения. В качестве базовой топологии сети примем фрагмент Петродворцовых электрических сетей Санкт-Петербурга [1] (рис. 1). КП на рисунке обозначены своими номерами.

Содержание типовых выполняемых сетью телемеханики задач при использовании беспроводной связи описаны, в частности, в "Аппаратно-программный комплекс..."².

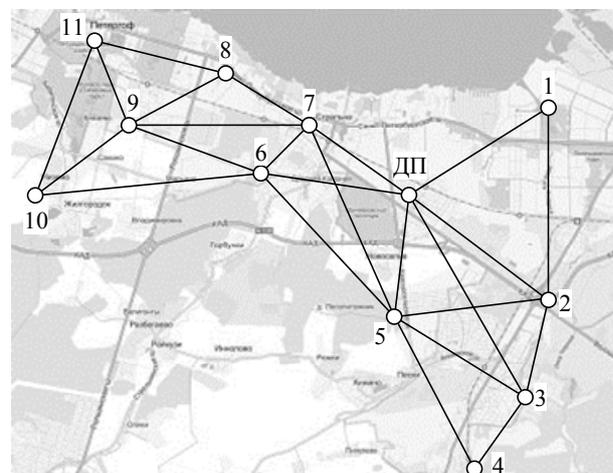


Рис. 1

¹ Аппаратно-программный комплекс телемеханики сетей наружного освещения "СВЕТ-2000" / А. К. Шашкин, А. В. Катушкин, А. В. Лисенков, В. В. Копылов. URL: <http://riscom-etu.spb.ru>

² Аппаратно-программный комплекс... URL: <http://riscom-etu.spb.ru>

При передаче информации между ДП и КП, а также между КП целесообразно использовать протокол X.25 [1] – один из самых помехоустойчивых протоколов при работе в беспроводной сети [2]. Для повышения надежности передачи информации в качестве основного показателя метрики маршрута целесообразно использовать путь, обеспечивающий наибольшую помехоустойчивость. Использование для этой цели расстояний или времени распространения между пунктами (КП и ДП) аппаратно более затратно и сложно, поскольку требует создания точной шкалы синхронизации в КП, а также контроля времени задержки сигнала в трактах приема/передачи сигналов в этих пунктах.

Оценка эффективности передачи информации по сети. Вероятность ошибки на бит при передаче сигнала от пункта i к пункту j определяется по формуле [3]

$$R_{bij} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{\psi_b}}^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt, \quad (1)$$

где $\psi_b = E_b/N_0$ – отношение энергии бита E_b к спектральной плотности мощности шума N_0 (в дальнейшем эту величину назовем "мощность принятого сигнала").

Выражение (1) для увеличения скорости работы алгоритма можно заменить следующей аппроксимацией:

$$R_{bij} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{\psi_b}}^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt \approx \frac{1}{2} \exp\left(-\psi_b - \frac{\sqrt{4/\pi}\psi_b}{1 + \sqrt{1/3\pi}\psi_b}\right). \quad (2)$$

Тогда вероятность ошибки при передаче пакета длиной q бит между этими пунктами составит

$$P_{ij} = 1 - \left\{ 1 - \frac{1}{2} \exp\left[-\psi_b - \frac{\sqrt{4/\pi}\psi_b}{1 + \sqrt{1/3\pi}\psi_b}\right] \right\}^q. \quad (3)$$

Отсюда вероятность правильной передачи по этому ребру равна $1 - P_{ij}$, а вероятность правильной передачи пакета по всему пути до узла 0 равна произведению вероятностей правильной передачи по всем ребрам, входящим в путь: $Q = \prod(1 - P_{ij})$. Определим вероятность ошибочной передачи пакета по всему пути как

$$P_{er} = 1 - Q = 1 - \prod(1 - P_{ij}) \approx \sum P_{ij},$$

поскольку произведения вероятностей передачи сообщений по отдельным путям достаточно малы

и ими можно пренебречь. Таким образом, для поиска оптимального пути необходимо оптимизировать суммарный вероятностный критерий определения маршрута:

$$P_{er} = \sum 1 - \left\{ 1 - \frac{1}{2} \exp\left[-\psi_b - \frac{\sqrt{4/\pi}\psi_b}{1 + \sqrt{1/3\pi}\psi_b}\right] \right\}^q.$$

Проектирование сети мониторинга. Для выбора путей с наименьшей суммарной вероятностью применим алгоритм определения кратчайшего пути Дейкстры [2]. В соответствии с этим алгоритмом будем рассматривать топологию сети как граф, в котором КП и ДП являются узлами, а связи между ними – ребрами графа. Идентификаторы (ID) КП представляют собой их номера, за ДП закреплен $ID = 0$. Ребра маркируются номерами исходного и приемного узлов.

Исходной информацией для работы алгоритма служат:

- длины ребер графа;
- метки узлов графа;
- массив флагов, отражающих посещение узлов в процессе работы алгоритма.

В результате работы алгоритма формируются:

- список кратчайших путей между узлами графа;
- массив длин кратчайших путей.

В рассматриваемом случае в качестве длин ребер примем вероятности ошибки передачи информации между узлами. Эта информация представлена матрицей $W = \{w_{ij}\}$, $i, j = 0, \overline{N}$ ($i, j - ID$ исходящего и входящего узлов ребра соответственно; $N -$ количество КП), загружаемой перед работой алгоритма. В элементах матрицы, соответствующих отсутствующим ребрам графа, содержатся значения, препятствующие их использованию при маршрутизации (в рассматриваемом случае 1).

В процессе работы алгоритма метки отражают текущую длину пути от начального до конкретного узла. Применительно к рассматриваемой задаче метки узлов – вероятности ошибок передачи информации от ДП (начального узла) к конкретному КП, являются элементами вектора $\mathbf{V} = \{b_i\}$, $i = 0, \overline{N}$. Согласно логике алгоритма перед началом его работы всем узлам, кроме начального, следует присвоить метки, равные бесконечности, которые в процессе работы будут только уменьшаться. Поскольку при анализе сети операции производятся над вероятностями, достаточно будет в качестве начальных значений всем элементам \mathbf{V} присвоить значения, равные количеству КП в сети

(тем самым полагая, что на каждом ребре вероятность ошибки составляет единицу, что является естественной верхней оценкой).

Вектор флагов $S = \{s_i\}$, $i = \overline{0, N}$, содержит результаты посещения узлов в процессе работы алгоритма. Перед началом работы флаги всех узлов устанавливаются равными 1 (узел не рассмотрен).

В вектор ID предшествующих узлов $U = \{u_j\}$, $i = \overline{1, N}$, для всех узлов, кроме узла 0 (ДП), заносятся ID узлов, через которые данный узел достигнут при получении минимальной метки. В строках массива $T = \{t_{kl}\}$, $k, l = \overline{1, N}$, размещаются списки номеров узлов, составляющих пути передачи информации от КП к ДП с минимальными вероятностями ошибок (пути минимальной длины).

Блок-схема алгоритма представлена на рис. 2. В ней применены следующие обозначения: i_a – ID

активного узла, т. е. узла, связи которого с другими узлами сети анализируются на данном шаге; j_n – ID соседнего узла – узла, связь которого с активным узлом анализируется; $j_{n\text{ пр}}$ – ID узла-предшественника узла j_n ; b_{nc} – значение метки соседнего узла, полученное по результатам анализа.

Работа алгоритма состоит из трех этапов. На предварительном этапе инициализируются начальные значения описанных векторов и массивов. Матрица весов сети W инициализируется в блоке ввода данных 1 алгоритма. В блоке 2 алгоритма всем элементам вектора \mathbf{B} , кроме b_0 (соответствующего ДП), присваиваются значения, равные количеству узлов сети, а метка начального узла устанавливается в 0. Все элементы вектора флагов посещения \mathbf{S} устанавливаются равными 1. Все элементы вектора \mathbf{U} и массива T обнуляются.

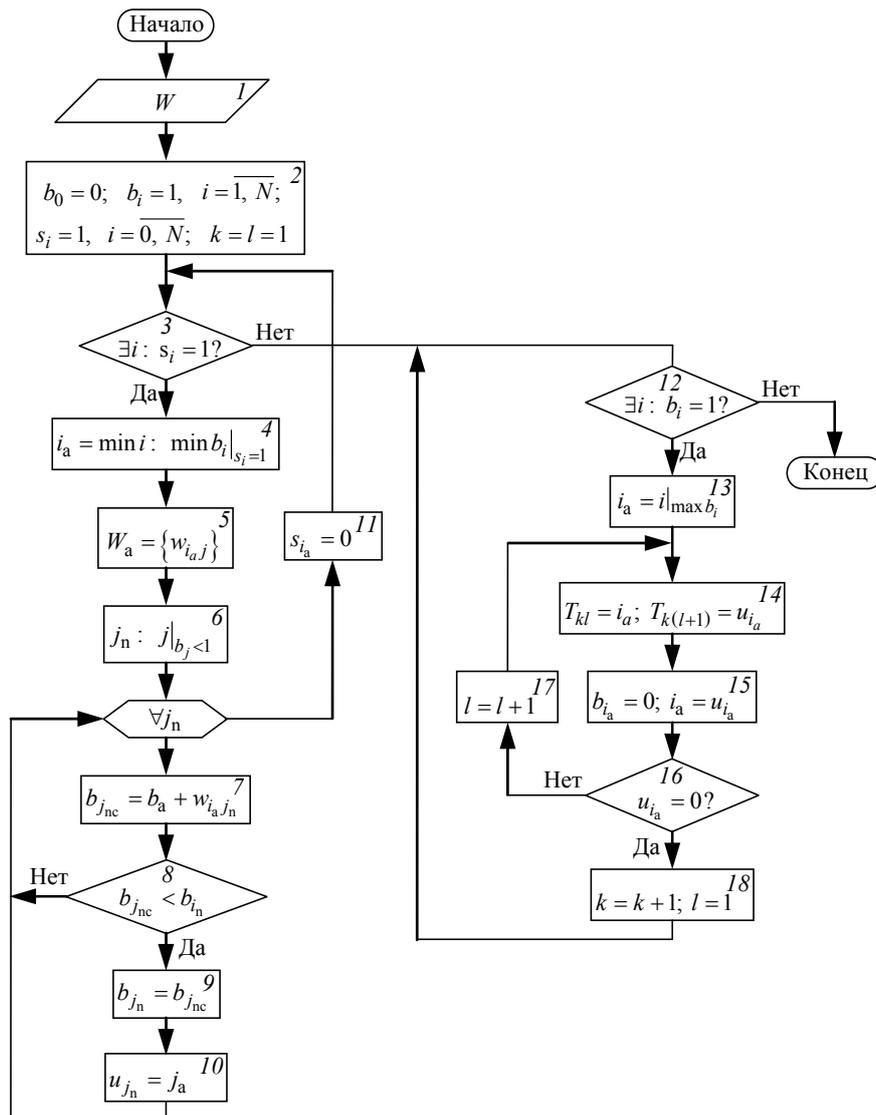


Рис. 2

Номер кратчайшего пути k и порядковый номер узла на этом пути l устанавливаются равными 1.

На этом подготовка данных заканчивается и открывается основной этап работы.

В блоке 3 анализируется вектора флагов посещения для проверки наличия непосещенных узлов сети. Отсутствие таких узлов свидетельствует о завершении основного цикла. При отсутствии таких узлов проверяется наличие узлов с ненулевыми метками (блок 12). Если все узлы имеют нулевые метки (имеющиеся изначально или полученные после записи кратчайших путей), алгоритм завершает работу. Среди непосещенных узлов выбирается узел с минимальной меткой, а если таких узлов несколько – узел с минимальным ID (блок 4). Отобранный узел считается активным.

Из матрицы вероятностей ошибок передачи W выделяется строка, соответствующая активному узлу (блок 5). Те узлы, для которых в этой строке записаны значения вероятностей, меньшие 1, являются соседями активного узла (блок 6). Для каждого из них определяется расчетное значение метки (блок 7): $b_{j_{nc}} = b_a + w_{i_a j_n}$.

Если текущее значение метки соседнего узла превышает расчетное значение, оно устанавливается равным расчетному значению: $b_{i_n} < b_{j_{nc}} \rightarrow b_{j_n} = b_{j_{nc}}$ (блоки 8, 9), а ID активного узла заносится в список предшествующих узлов U относительно данного соседнего (блок 10). Активный узел отмечается как посещенный (его флаг в s_{i_a} обнуляется) (блок 11).

На этом заканчивается шаг алгоритма. Следующий шаг начинается с проверки наличия непосещенных вершин (блок 3). При их наличии алгоритм назначает активным тот из узлов-соседей предыдущего цикла, метка которого минимальна. Если среди узлов-соседей нет непосещенных, то алгоритм возвращается в узел-предшественник и продолжает анализ сети из него.

Основной этап работы завершается в момент, когда среди узлов не остается непосещенных (т. е. $s_i = 0, i = \overline{0, N}$).

На завершающем этапе работы формируется список трасс передачи информации от ДП до всех КП сети, обеспечивающих передачу с минимальной вероятностью ошибки. Для этого в векторе \mathbf{V} отыскивается узел с максимальной меткой. Нулевые метки всех узлов являются признаком окон-

чания работы (блок 12). В противном случае найденный узел становится активным (блок 13), его ID заносится в первый элемент первой строки массива путей T , а во второй элемент заносится ID предшествующего узла из вектора U (блок 14).

Метка активного узла обнуляется, активным становится предшествующий узел (блок 15), метка которого проверяется на нулевое значение (блок 16). Если проверяемая метка ненулевая, указатель следующего узла в кратчайшем пути инкрементируется (блок 17) и повторяются операции блоков 14–16 для продолжения записи кратчайшего пути. Нулевое значение метки предшествующего узла свидетельствует о завершении формирования очередного кратчайшего пути либо из-за достижения начального узла, либо из-за достижения узла, входящего в ранее найденный кратчайший путь. При этом запись кратчайшего пути завершается, номер пути инкрементируется, номер элемента пути устанавливается равным 1 (блок 18) и алгоритм возвращается к поиску начального узла нового пути. Запись останавливается после включения всех узлов в кратчайшие пути, в результате чего их метки обнуляются и алгоритм завершает работу по отрицательному результату проверки условия в блоке 12.

Для завершения работы рассмотренного алгоритма необходимо просмотреть вектор \mathbf{V} , состоящий из N элементов, $(N + 1)$ раз (N раз на этапе формирования меток узлов и 1 раз при записи кратчайших путей). Таким образом, алгоритм имеет квадратичную сложность.

Рассмотрим работу модели на примере сети по рис. 1. Исходная матрица со значениями отношений "сигнал/шум" (ОСШ) ψ между КП приведена в табл. 1. На ее основе по (3) рассчитана матрица вероятностей ошибок P_{ij} (табл. 2), на основе которой строятся оптимальные маршруты.

В результате применения алгоритма получен граф путей передачи сообщений с минимальными вероятностями ошибок (рис. 3, утолщенные линии) и массив этих путей (табл. 3).

Рассмотрим одну из основных функций сети: процедуру ее модификации, т. е. добавления новых узлов. При появлении нового КП оценивается уровень принимаемого от него сигнала, на основании которого рассчитываются вероятности ошибок передачи. Если мощность принятого сигнала ниже установленного в сети порога, то принимающий КР или ДП считает, что никакого сообщения не принималось.

Таблица 1

Номер узла	Номер узла											
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
	Ψ_b , дБ											
0	–	12.03	12.09	12.07	–	12.06	12.02	12.05	–	–	–	–
1	12.03	–	12.12	–	–	–	–	–	–	–	–	–
2	12.09	12.12	–	12.11	–	12.02	–	–	–	–	–	–
3	12.07	–	12.11	–	12.04	12.03	–	–	–	–	–	–
4	–	–	–	12.04	–	12.07	–	–	–	–	–	–
5	12.06	–	12.02	12.03	12.07	–	12.08	12.07	–	–	–	–
6	12.02	–	–	–	–	12.08	–	12.09	–	–	12.04	–
7	12.05	–	–	–	–	12.07	12.09	–	12.09	12.08	–	–
8	–	–	–	–	–	–	12.05	12.09	–	12.03	–	12.08
9	–	–	–	–	–	–	12.03	12.08	12.03	–	12.09	12.04
10	–	–	–	–	–	–	12.04	–	–	12.09	–	12.02
11	–	–	–	–	–	–	–	–	12.08	12.04	12.02	–

Таблица 2

j	i											
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
	$P_{ij} \cdot 10^9$											
0	–	8.38973	6.67979	7.20951	–	7.37592	8.74484	7.92732	–	–	–	–
1	8.38973	–	5.95346	–	–	–	–	–	–	–	–	–
2	6.67979	5.95346	–	6.18687	–	8.71198	–	–	–	–	–	–
3	7.20951	–	6.18687	–	8.07873	8.35813	–	–	–	–	–	–
4	–	–	–	8.07873	–	7.20951	–	–	–	–	–	–
5	7.35598	–	8.71198	8.35813	7.20951	–	6.91346	7.32009	–	–	–	–
6	8.74484	–	–	–	–	6.91346	–	6.67979	7.77858	8.54943	8.07873	–
7	7.92732	–	–	–	–	7.32009	6.67979	–	6.62888	6.93989	–	–
8	–	–	–	–	–	–	7.77859	6.62888	–	8.45327	–	6.93989
9	–	–	–	–	–	–	8.54942	6.93989	8.45327	–	6.65429	8.17087
10	–	–	–	–	–	–	8.07873	–	–	6.65429	–	8.58171
11	–	–	–	–	–	–	–	–	6.93989	8.17087	8.58171	–

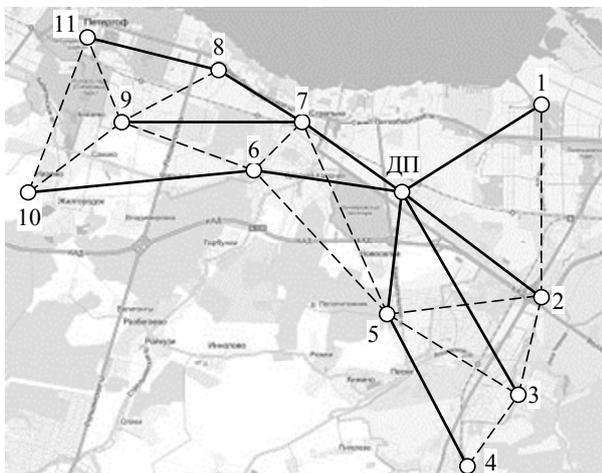


Рис. 3

В основу алгоритма включения нового КП в сеть положена схема, схожая с обменом Hello-сообщениями, подобная OSPF [2]. Последовательность работы алгоритма следующая.

1. При появлении в сети новый КП по всем имеющимся у него каналам связи с узлами сети рассылает Hello-сообщение, в котором указывает свой ID и ключевое слово включения в сеть (рис. 4, в качестве ключевого слова использовано слово "hello").

Таблица 3

Начальный узел	Промежуточные ретрансляторы	Конечный узел
1	–	0
2	–	0
3	–	0
4	5	0
5	–	0
6	–	0
7	–	0
8	7	0
9	7	0
10	6	0
11	8, 7	0

2. Hello-сообщение принимают все доступные участники сети. В ответ они отправляют свой ID, ОСШ ψ для принятого сигнала от нового участника сети и метку 0 в том случае, если у них установлен канал передачи сообщений до ДП (рис. 5).

2. Новый участник сети формирует таблицу своих соседей, куда вписывает их ID, ОСШ и признак достижимости ДП через них (рис. 6).

3. КП отправляет сформированную таблицу ДП через того соседа, который обладает доступом к ДП и уровень приема у которого максимален. Если ДП непосредственно доступен для КП, он отправляет таблицу напрямую к ДП.

<i>ID</i>	<номер нового КП>	hello
-----------	-------------------	-------

Рис. 4

<i>ID</i>	<номер отвечающего КП или ДП>
ψ	<значение ОСШ>
<i>D</i>	0 (ДП доступен); 1 (ДП недоступен)

Рис. 5

<i>ID</i>	ψ	<i>D</i>
9	<ОСШ>	0 или 1
10	<ОСШ>	0 или 1
11	<ОСШ>	0 или 1

Рис. 6

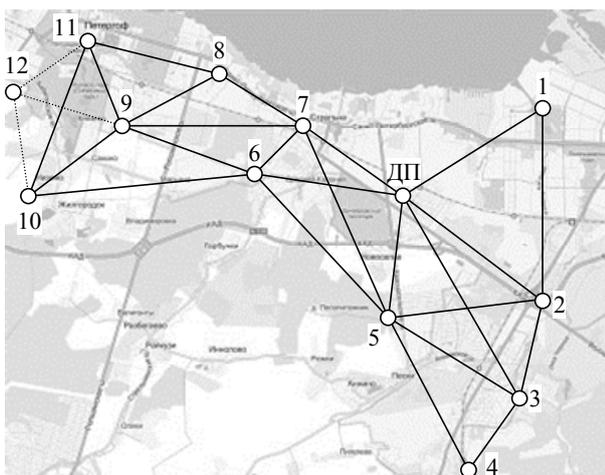
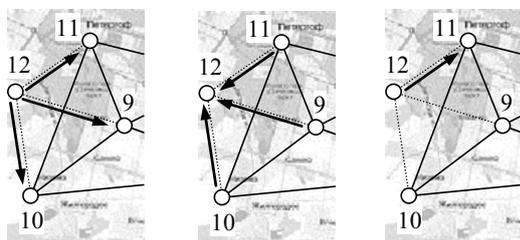


Рис. 7

<i>ID</i>	12	hello
-----------	----	-------

Рис. 8



а

б

в

Рис. 9

4. После получения от нового КП таблицы ДП рассчитывает вероятности ошибок при передаче пакета от нового КП и добавляет эти вероятности в свою таблицу маршрутизации. После этого ДП пересчитывает все маршруты с учетом новой информации и рассылает на все КП маршрутную информацию для принятия решения о передаче пакетов.

Рассмотрим пример работы алгоритма модификации на примере добавления нового КП с $ID = 12$ (рис. 7). Из схемы сети видно, что доступный для передачи уровень сигнала может существовать между новым КП и КП с ID 9, 10, 11. На рис. 7 эти связи отмечены пунктирными линиями.

На первом этапе новый КП $ID = 12$ рассылает hello-пакеты (рис. 8) доступным для него кон-

<i>ID</i>	ψ	<i>D</i>
9	12.01	0

а

<i>ID</i>	ψ	<i>D</i>
10	12.04	0

б

<i>ID</i>	ψ	<i>D</i>
11	12.06	0

в

Рис. 10

<i>ID</i>	ψ	<i>D</i>
9	12.01	0
10	12.04	0
11	12.06	0

Рис. 11

трольным пунктам с $ID = 9, 10, 11$ широковещательной рассылкой (рис. 9, а).

Эти КП принимают hello-пакеты и в ответных посылках (рис. 9, б) сообщают новому КП свой ID , ОСШ принятого ими hello-пакета и метку о доступности ДП. Пусть ответные пакеты имеют вид, представленный на рис. 10, а–в).

КП $ID = 12$ формирует посылку для ДП, в которой указывает ID всех доступных соседей, ОСШ при обмене информацией для каждого из соседей и доступность ДП через этих соседей (рис. 11). Посылка отправляет к ДП через КП 11, поскольку для него ОСШ наибольшее (рис. 9, в).

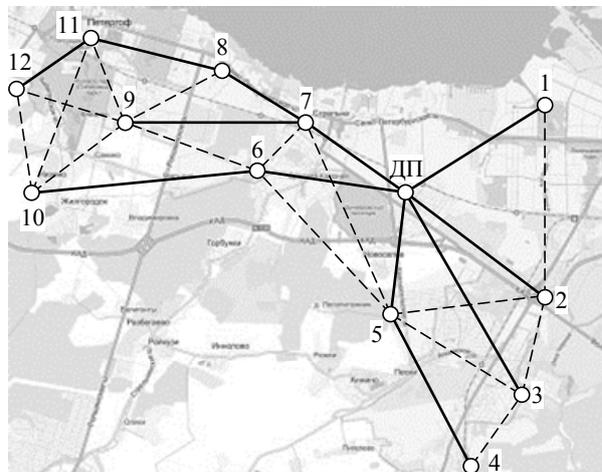


Рис. 12

Таблица 4

Начальный узел	Промежуточные ретрансляторы	Конечный узел
1	–	0
2	–	0
3	–	0
4	5	0
5	–	0
6	–	0
7	–	0
8	7	0
9	7	0
10	6	0
11	7, 8	0
12	7, 8, 11	0

Получив пакет, ДП определяет, что он пришел от нового (ранее не зафиксированного) КП, включает полученную из него информацию об ОСШ в матрицу W и пересчитывает таблицу маршрутов, обеспечивающих передачу информации с минимальной ошибкой. В результате формируется новая карта маршрутизации (рис. 12) и таблица путей (табл. 4).

Таким образом, рассмотренные алгоритмы формируют маршруты передачи информации в сети телемеханики произвольной конфигурации с минимальными ошибками, отслеживают структуру сети и при необходимости реконфигурируют совокупность оптимальных маршрутов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Каналы связи диспетчерского управления электрических сетей. Достоинства радиоканалов / А. В. Катушкин, В. В. Копылов, А. В. Лисенков, А. К. Шашкин // Новости электротехники. 2004. № 1(25). С. 64–65.

2. Таненбаум Э. Компьютерные сети. СПб.: Питер, 2006. 487 с.

3. Песков С. Н., Ищенко А. Е. Расчет вероятности ошибки в цифровых каналах связи // Телеспутник. 2010. № 11. С. 70–75.

J.-E. Andreassen
Ostfold University (Halden, Norway)

V. E. Lankin
*Institute of management in social, economic and ecological systems
of the Southern Federal university (Taganrog)*

A. K. Schaschkin
Saint-Petersburg state electrotechnical university "LETI"

Route in net of telemechanics for objects of electric power on base wireless link

In clause is considered principle construction net of telemechanics for object of electric power on base wireless link. Adduce of criterion choice the route, written the algorithm of construction the route on example real net. Considered automatic form the new station of control in net.

Route in net of telemechanics, criterion of choice the route, algorithm construction the route, automatic form the new station in net

Статья поступила в редакцию 24 февраля 2015 г.



УДК 621.391

Г. С. Нахмансон, А. В. Суслин
 Военно-воздушная академия им. проф.
 Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина (Воронеж)

Влияние энергетических потерь при обработке фазоманипулированных сигналов на максимальную дальность действия и точность измерения координат в радиолокационных системах

Рассмотрено ухудшение максимальной дальности действия и точности измерения дальности и угловых координат целей за счет энергетических потерь, возникающих при обработке фазоманипулированных радиосигналов. Показана возможность уменьшения указанных потерь при использовании фазоманипулированных сигналов с плавным изменением фазы между элементарными импульсами.

Радиолокационная система, фазоманипулированный сигнал, энергетические потери, плавное изменение фазы, максимальная дальность действия, точность измерения дальности, точность измерения угловых координат

Одними из основных характеристик радиолокационных систем (РЛС) являются максимальная дальность действия (МДД) и точности измерения дальности и угловых координат воздушного судна (ВС) [1]–[3]. В силу энергетических потерь, обусловленных различными факторами, реальная МДД и точность измерения координат РЛС могут существенно снижаться по сравнению с требуемыми значениями. Одним из факторов, вызывающих уменьшение МДД РЛС и ухудшение точности измерения координат (ТИК), являются энергетические потери, возникающие при обработке принимаемых сигналов.

В современных РЛС в качестве зондирующих сигналов широко применяются фазоманипулированные радиосигналы (ФМРС) [1], [2]:

$$s(t) = \operatorname{Re}[U(t)\exp(j\omega_0 t)], \quad (1)$$

где

$$U(t) = \sum_{k=1}^n \left\{ p_k \operatorname{rect} \left[\frac{t - (k-1)\tau_{\text{и}}}{\tau_{\text{и}}} \right] \right\}$$

– огибающая ФМРС; $\omega_0 = 2\pi f_0$ (f_0 – несущая частота), причем n – размер кода или база сигнала (количество импульсов последовательности); $p_k \in \{-1, 1\}$ – элементы кодовой последовательности, определяющие код модуляции фазы;

$$\operatorname{rect} \left[\frac{t - (k-1)\tau_{\text{и}}}{\tau_{\text{и}}} \right] = \begin{cases} 1, & (k-1)\tau_{\text{и}} \leq t \leq k\tau_{\text{и}}; \\ 0, & t < (k-1)\tau_{\text{и}}, \quad t > k\tau_{\text{и}} \end{cases}$$

– прямоугольная огибающая элементарного импульса ФМРС; $\tau_{\text{и}}$ – длительность элементарного импульса.

При обработке ФМРС энергетические потери возникают из-за разрывов в моменты скачкообразного изменения фазы, вызванных тем, что на временном интервале, соответствующем длительности элементарного импульса, укладывается нецелое число периодов несущего колебания [3].

Одним из способов уменьшения таких потерь является использование в ФМРС плавного изменения фазы (ПИФ) между элементарными импульсами [4]. В связи с этим оценка энергетических потерь, возникающих при использовании ПИФ между элементарными импульсами, и влияние фазы на МДД и ТИК РЛС представляют практический интерес.

Цель настоящей статьи – исследовать возможность снижения уменьшения МДД и ТИК РЛС с зондирующими фазоманипулированными радиосигналами за счет использования в них плавного изменения фазы между элементарными импульсами.

Оценка влияния энергетических потерь при приеме ФМРС на максимальную дальность действия. МДД РЛС определяется следующим образом [1], [2], [5]:

$$R = \sqrt[4]{A/Q}, \quad (2)$$

где

$$A = \frac{2P_{\text{cp}}T_cGS_a\sigma}{(4\pi)^2 N_0\alpha_{\text{п}}};$$

$$Q = \frac{P_{\text{min}}n\tau_{\text{и}}}{N_0}$$

– отношение энергии сигнала к спектральной плотности шума (отношение "сигнал/шум" – ОСШ), при котором обеспечивается обнаружение цели с заданной вероятностью, причем P_{cp} – средняя мощность излучения передатчика РЛС; $T_c = n\tau_{\text{и}}$ – время наблюдения отраженного сигнала; G – коэффициент направленного действия передающей антенны; S_a – эффективная площадь приемной антенны; σ – эффективная поверхность отражения (ЭПО) цели; N_0 – спектральная плотность внутренних шумов приемника; $\alpha_{\text{п}}$ – коэффициент потерь, учитывающий энергетические потери за счет различных факторов; P_{min} – чувствительность приемника, обеспечивающая максимальную дальность РЛС.

Для выделения фактора влияния энергетических потерь при обработке сигналов представим коэффициент потерь в (2) в виде

$$\alpha_{\text{п}} = \alpha_{\text{э.п}}\alpha_{\text{ф}}, \quad (3)$$

где $\alpha_{\text{э.п}}$ – коэффициент, учитывающий потери при обработке сигналов; $\alpha_{\text{ф}}$ – коэффициент, учитывающий потери, зависящие от воздействия других факторов. Тогда выражение (2) можно представить как

$$R = \sqrt[4]{A_1/(Q\alpha_{\text{э.п}})}, \quad (4)$$

где

$$A_1 = \frac{2P_{\text{cp}}T_cGS_a\sigma}{(4\pi)^2 N_0\alpha_{\text{ф}}}.$$

Из (4) имеем:

$$R^4 Q \alpha_{\text{э.п}} = A_1. \quad (5)$$

При отсутствии потерь при обработке ФМРС $\alpha_{\text{э.п}} = 1$. Тогда МДД R_0 и соответствующее ей минимальное ОСШ Q_0 удовлетворяют соотношению

$$R_0^4 Q_0 = A_1. \quad (6)$$

Разделив уравнение (5) на (6), получим:

$$(R/R_0)^4 (Q/Q_0) = 1/\alpha_{\text{э.п}}. \quad (7)$$

Из (7) следует, что при сохранении ОСШ постоянным МДД РЛС

$$R = R_0 / \sqrt[4]{\alpha_{\text{э.п}}},$$

т. е. убывает с увеличением потерь. В частности, при $\alpha_{\text{э.п}} = 2, 3$ и 4 [1], [2], [5] МДД уменьшается до $0.84R_0, 0.76R_0$ и $0.71R_0$ соответственно. Следовательно, для того чтобы МДД при наличии потерь не менялась ($R = R_0$), минимальное (соответствующее чувствительности) ОСШ должно уменьшаться пропорционально $\alpha_{\text{э.п}}$.

Рассмотрим влияние на изменение МДД РЛС применения в ФМРС ПИФ между элементарными импульсами. ПИФ осуществляется изменением несущей частоты f_0 на $F_{\Omega} = \Omega/(2\pi)$ на интервале $\Delta\tau = \xi\tau_{\text{и}}$ ($\xi < 1$), причем $F_{\Omega} = 1/(2\Delta\tau)$. Комплексная огибающая такого сигнала определяется выражением [4], [6]:

$$U(t) = \sum_{k=1}^n \left\{ p_{k-1} \lambda_k \text{rect} \left[\frac{t - (k-1)\tau_{\text{и}}}{\Delta\tau} \right] \times \right. \\ \times e^{j\Omega[t - (k-1)\tau_{\text{и}}]} + p_k (1 - \lambda_k) \times \\ \times \text{rect} \left[\frac{t - (k-1)\tau_{\text{и}}}{\Delta\tau} \right] + \\ \left. + p_k \text{rect} \left[\frac{t - (k-1)\tau_{\text{и}} - \Delta\tau}{\tau_{\text{и}} - \Delta\tau} \right] \right\}, \quad (8)$$

где $\lambda_k = \begin{cases} 1, & p_{k-1} \neq p_k; \\ 0, & p_{k-1} = p_k \end{cases}$ – параметр, указывающий

на наличие или отсутствие изменения фазы между $(k-1)$ -м и k -м импульсами. При $\lambda_k = 0$ ($k = 1, \dots, n$) ПИФ отсутствует и выражение (8) переходит в выражение для огибающей (1) для ФМРС со скачкообразным изменением фазы.

Как показано в [6], при приеме ФМРС с ПИФ между элементарными импульсами приемником, рассчитанным на прием ФМРС со скачкообраз-

ным изменением фазы, коэффициент потерь определяется как

$$\alpha_{\text{э.п}} = \left[\left(1 - \frac{\xi}{n} \sum_{k=1}^n \lambda_k \right)^2 + \left(\frac{2\xi}{\pi n} \sum_{k=1}^n p_k p_{k-1} \lambda_k \right)^2 \right]^{-0.5} \quad (9)$$

Его значение зависит от базы сигнала и от доли длительности элементарного импульса ξ , на котором осуществляется плавное изменение фазы.

В современных РЛС широко применяются ФМРС с модуляцией фазы между импульсами по законам кодов Баркера [1]–[3]. Так, для базы ФМРС $n = 13$ с модуляцией фазы по закону кода Баркера и $\xi = 0.25$ и 0.125 значение коэффициента потерь составляет 1.13 и 1.06 соответственно.

На рис. 1 показаны зависимости Q/Q_0 от отношения R/R_0 при различных значениях параметра $\alpha_{\text{э.п}}$. Сплошные кривые отражают потери при приеме ФМРС со скачкообразным изменением фазы между элементарными импульсами, а штриховые кривые – потери при приеме ФМРС с ПИФ на интервалах $\Delta\tau = 0.125\tau_{\text{и}}$ ($\alpha_{\text{э.п}} = 1.06$) и $\Delta\tau = 0.25\tau_{\text{и}}$ ($\alpha_{\text{э.п}} = 1.13$).

Из зависимостей на рис. 1 следует, что при отсутствии потерь ($Q = Q_0$, $R = R_0$) максимальная дальность R_0 достигается при $\alpha_{\text{э.п}} = 1$. При наличии потерь для достижения этой же дальности, как отмечалось ранее, ОСШ, определяющее чувствительность приемника, должно быть уменьшено в $\alpha_{\text{э.п}}$ раз.

Из (9) и рис. 1 следует, что при использовании ФМРС со скачкообразным изменением фазы между элементарными импульсами максимальная дальность РЛС при фиксированном уровне шума может уменьшиться на 24 % ($\alpha_{\text{э.п}} = 3$), в отли-

чие от использования ФМРС с ПИФ между элементарными импульсами, когда максимальная дальность РЛС может уменьшиться не более чем на 3 % ($\alpha_{\text{э.п}} = 1.13$).

Оценка влияния энергетических потерь при приеме ФМРС на точность измерения координат. Ошибки измерения дальности и угловой координаты цели, определяющие точность измерения указанных координат в РЛС, записываются так [1], [5]:

$$\begin{aligned} \sigma_R &= \beta_R c T_c / (2\sqrt{Q}); \\ \sigma_\varphi &= \beta_\varphi \varphi_a / \sqrt{\pi Q}, \end{aligned} \quad (10)$$

где β_R , β_φ – коэффициенты потерь, характеризующие ухудшение потенциальных СКО дальности σ_{R_0} и угловой координаты σ_{φ_0} соответственно; c – скорость света; φ_a – ширина диаграммы направленности антенны в плоскости сканирования. Коэффициенты зависят от технической реализации системы потерь и принимают значения от 1 до 15.

Для выделения фактора влияния энергетических потерь при обработке ФМРС представим коэффициенты потерь в (10) аналогично (3):

$$\beta_R = \beta_{R_3} \beta_{R_1}; \quad \beta_\varphi = \beta_{\varphi_3} \beta_{\varphi_1},$$

где β_{R_3} , β_{φ_3} – коэффициенты, определяющие энергетические потери, возникающие при обработке принимаемого сигнала; β_{R_1} , β_{φ_1} – коэффициенты, определяющие потери за счет других факторов.

Для анализа влияния энергетических потерь запишем выражения потенциальных СКО измерений дальности и угловых координат:

$$\begin{aligned} \sigma_{R_0} &= \beta_{R_1} c \tau_{\text{и}} / (2\sqrt{Q_0}); \\ \sigma_{\varphi_0} &= \beta_{\varphi_1} \varphi_a / \sqrt{\pi Q_0}. \end{aligned} \quad (11)$$

При наличии энергетических потерь имеем:

$$\begin{aligned} \sigma_R &= \beta_{R_1} \beta_{R_3} c \tau_{\text{и}} / (2\sqrt{Q}); \\ \sigma_\varphi &= \beta_{\varphi_1} \beta_{\varphi_3} \varphi_a / \sqrt{\pi Q}. \end{aligned} \quad (12)$$

Разделив (12) на соответствующие им выражения (11), получим:

$$\begin{aligned} (\sigma_R / \sigma_{R_0})^2 (Q / Q_0) &= \beta_{R_3}^2; \\ (\sigma_\varphi / \sigma_{\varphi_0})^2 (Q / Q_0) &= \beta_{\varphi_3}^2. \end{aligned}$$

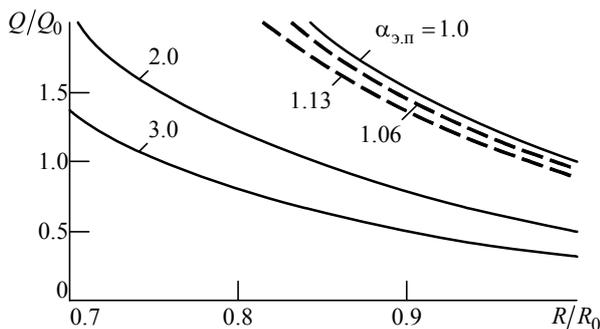


Рис. 1

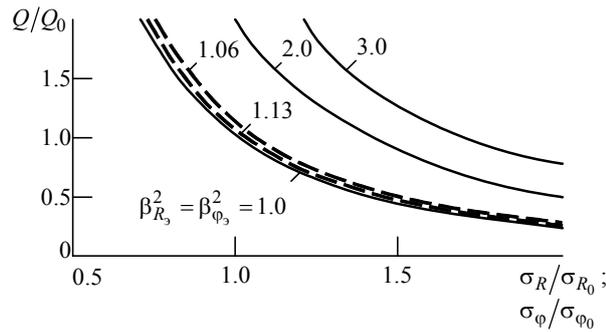


Рис. 2

На рис. 2 показаны зависимости Q/Q_0 от σ_R/σ_{R_0} и $\sigma_\phi/\sigma_{\phi_0}$ при различных значениях коэффициентов потерь. Сплошные кривые соответствуют обработке при отсутствии ПИФ, штриховые – с ее использованием.

При отсутствии потерь наименьшие дисперсии оценок дальности и угловой координаты достигаются при выходном ОСШ Q_0 . При наличии потерь для уменьшения ошибок измерения дальности и угловой координаты ОСШ должно быть увеличено в $\beta_{R_3}^2$ или в $\beta_{\phi_3}^2$ раз. Точки пересечения горизонтальной линии $Q/Q_0 = 1$ с кривыми, построенными при различных значениях коэф-

фициента $\beta_{R_3}^2 = \beta_{\phi_3}^2$, показывают увеличение ошибок измерения дальности σ_R/σ_{R_0} и угловой координаты $\sigma_\phi/\sigma_{\phi_0}$ за счет потерь.

При применении ФМРС с ПИФ между элементарными импульсами для базы ФМРС $n = 13$ с модуляцией фазы по закону кода Баркера, как показано ранее, коэффициент потерь равен 1.13 и 1.06 при $\Delta\tau = 0.25\tau_{и}$ и $0.125\tau_{и}$ соответственно.

Коэффициенты $\beta_{R_3}^2$ и $\beta_{\phi_3}^2$, учитывающие энергетические потери при использовании ФМРС со скачкообразным изменением фазы между элементарными импульсами, могут достигать значений 2–3, поэтому СКО ошибок измерения дальности и угловой координаты могут увеличиваться до 73%. При использовании ПИФ эти коэффициенты не превосходят значения 1.13, следовательно, СКО увеличиваются не более чем на 6%. Таким образом, полученные результаты показывают, что при использовании в РЛС ФМРС с ПИФ между элементарными импульсами максимальная дальность РЛС может уменьшиться не более чем на 3%, а ухудшение точности измерения координат ВС в РЛС не превышает 6% от потенциально достижимой.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Радиотехнические системы: учеб. для студ. вузов / под ред. Ю. М. Казаринова. М.: Академия, 2008. 592 с.
2. Дудник П. И., Ильчук А. Р., Татарский Б. Г. Многофункциональные радиолокационные системы: учеб. пособие для вузов / под ред. Б. Г. Татарского. М.: Дрофа, 2007. 283 с.
3. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы: теория и применение / пер. с англ.; под ред. В. С. Кельсона. М.: Сов. радио, 1971. 568 с.
4. Нахмансон Г. С., Суслин А. В. Корреляционные и спектральные характеристики радиолокационного

фазоманипулированного сигнала с плавным изменением фазы // Успехи современной радиоэлектроники. 2012. № 4. С. 7–13.

5. Перевезенцев Л. Т., Огарков В. Н. Радиолокационные системы аэропортов: учеб. для вузов гражданской авиации. 2-е изд. М.: Транспорт, 1991. 360 с.

6. Нахмансон Г. С., Суслин А. В. Обнаружение фазоманипулированных сигналов с плавным изменением фазы при приеме на фоне шума // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2012. Т. 55, № 1. С. 55–60.

G. S. Nakhmanson, A. V. Suslin

Air force academy n. a. prof. N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin (Voronezh)

Effect of energy losses at processing phase manipulated signals to a maximum range and accuracy processing coordinate in landing radar

Deterioration maximum range and accuracy of measurement range and angular coordinates caused by energy losses during processing phase manipulated radio signals is considered. It has been shown that a decrease of energy losses is possible by using a phase-manipulated signals with smoothly changing phase between the elementary pulses.

Radar system, phase-manipulated signal, energy loss, smooth phase change, maximum range, accuracy processing of range, accuracy processing of angle coordinates

Статья поступила в редакцию 17 марта 2015 г.

УДК 621.396.96

С. В. Шишанов, А. В. Мякиньюков

Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева

Система кругового обзора для транспортных средств на основе сверхширокополосных датчиков¹

Предложена конфигурация радиолокационной системы кругового обзора транспортного средства на основе использования сверхширокополосных датчиков. Рассмотрены алгоритмы определения координат объектов. Получены оценки точности измерения координат.

Сверхширокополосные датчики, измерение координат, линии положения, точность оценивания, "слепая" зона

В конце XX в. сформировался развивающийся рынок автомобильных радиолокационных систем. Производители транспортных средств используют радиолокационные датчики в системах помощи водителю. Большинство применяемых в настоящее время автомобильных радиолокационных устройств представляют собой радары дальнего действия (до 300 м). Такие радары контролируют сектор обзора в пределах 30° впереди автомобиля² [1].

Требования к системам безопасности будущих автомобилей не могут быть выполнены с использованием только радаров дальнего действия из-за ограничений по сектору обзора, разрешающей способности по дальности и азимуту. По этой причине в настоящее время развиваются системы на основе сверхширокополосных (СШП) радаров малой дальности [2]. Для этих целей в 2004 г. Европейский институт по стандартизации в области телекоммуникаций принял решение о выделении полосы частот 77...81 ГГц для автомобильных радаров малой дальности (до 30 м). Радары, построенные на базе СШП-датчиков, расположенных по периметру автомобиля, позволяют контролировать пространство вокруг него. Обычно используют радиолокационные датчики, антенны которых имеют диаграмму направленности шириной около 120° [2]. Координаты обнаруженных объектов определяют на основе объединения информации, полученной от разных датчиков, представляющей собой векторы измерений дальностей до целей. Система, состоящая из СШП-датчиков, формирует в реальном времени картину окружающего транспортное средство объектов, поз-

воля таким образом вмешаться в управление автомобилем при возникновении аварийной ситуации.

Принцип построения СШП-датчиков изложен в [3]. При дальнейшем анализе в настоящей статье рассмотрена система, в которой датчики излучают пакеты импульсов с эффективной шириной спектра $\Delta f_{эф} = 4$ ГГц. Пачка включает 127 импульсов с периодом повторения $T_{п} = 0.25$ мкс. Это позволяет произвести стробоскопическое накопление отсчетов сигнала, соответствующих различным зонам разрешения по дальности [3], а интервал обновления информации о радиолокационной обстановке может составлять $T_{обн} = 127T_{п}N$, где N – число зон разрешения, которое при дальности обнаружения 30 м и разрешающей способности около 4 см, соответствующей указанной ширине спектра, равно 750. Таким образом, информация об обнаруженных объектах обновляется с периодом $T_{обн} = 25$ мс. В системе цифровой обработки полученных отсчетов, формируемых каждым из датчиков, предусмотрено многоканальное по частоте Доплера накопление сигналов, отраженных от движущихся объектов. При этом в зависимости от скорости движения обнаруживаемого объекта в одном из доплеровских каналов обеспечивается близкое к оптимальному накопление сигнала. При обнаружении объектов, находящихся на малом расстоянии (порядка нескольких метров) обработка сигнала доплеровскими фильтрами может быть сведена к селекции движущихся объектов при помощи системы череспериодной компенсации.

¹ Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ (договор № 02.G25.31.0061 от 12.02.2013 г.,

Постановление Правительства Российской Федерации от 09.04.2010 г. № 218).

² https://www.altera.com/en_US/pdfs/literature/wp/wp-01183-automotive-radar-socfpga.pdf

Рассмотренная в настоящей статье радиолокационная система ближнего действия на основе СШП-датчиков с дальностью обнаружения несколько десятков метров может быть использована для обеспечения безопасности движения не только автомобилей общего пользования, но также транспортных средств специального назначения. Сюда можно отнести, например, военные транспортные средства, в которых зона обзора водителя ограничена передним сектором, а также специальные транспортные средства, работающие в условиях Арктики, где при ограниченной видимости необходимо обеспечить безопасное маневрирование среди ледяных торосов.

Своевременное обнаружение и определение координат объектов на дальностях в несколько десятков метров весьма актуально и в случае применения на автомобилях. Например, это необходимо для своевременного обнаружения пешеходов, приближающихся к проезжей части в ночное время или в условиях ограниченной видимости. Кроме того, на перекрестках необходимо отслеживать выезжающие с примыкающих дорог автомобили. Так, при выезде с второстепенной дороги в условиях тумана необходимо определить параметры движения транспортных средств, приближающихся сбоку по главной дороге.

Зона обнаружения и "слепая" зона. Для построения системы кругового обзора транспортного средства необходимо разместить СШП-датчики по периметру так, чтобы размер "слепой" зоны (области, в пределах которой цель не обнаруживается ни одним из датчиков) был минимален. Из-за конструктивных особенностей кузова автомобиля число мест для размещения СШП-датчиков ограничено. Обычно их размещают в переднем и заднем бамперах, в дверных ручках, зеркалах или крыльях.

Для определения координат целей могут использоваться известные аналитические методы решения задачи о нахождении точек пересечения линий положения [4]. При наличии в зоне обнаружения только одного объекта его координаты могут быть определены по измерениям дальностей, полученным двумя разнесенными датчиками. Однако в многоцелевой обстановке возникает неоднозначность определения координат, для устранения которой необходимо иметь измерения дальностей, полученные как минимум тремя датчиками. В связи с этим одной из актуальных задач при проектировании системы кругового обзора на основе системы датчиков является оптимизация их размещения.

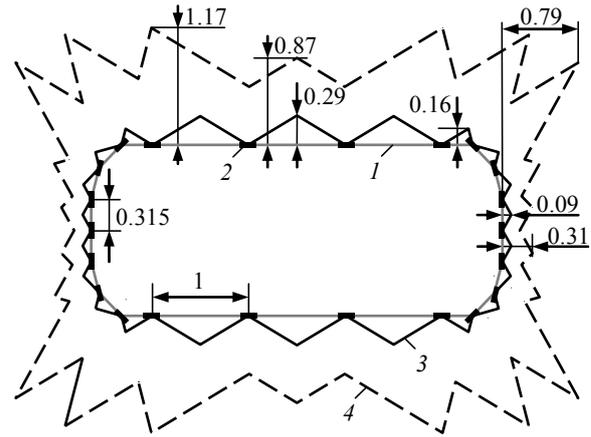


Рис. 1

На рис. 1 изображен контур машины 1 с расположенными по периметру датчиками 2. "Слепая" зона ограничена линией 3, а зона, в пределах которой определяется только дальность без возможности однозначно оценить координаты обнаруженных объектов, так как цель не попадает в область обнаружения одновременно трех СШП-датчиков, – линией 4. Размеры и расстояния указаны в метрах.

СШП-датчики на переднем и заднем бамперах расположены на расстоянии 31.5 см. По бокам автомобиля датчики расположены с шагом 1 м. Максимальная дальность действия системы определяется параметрами датчиков и обычно составляет около 30 м [5].

Аналитические методы определения координат. Для определения координат цели дальномерным методом необходимы как минимум две приемопередающие позиции, измеряющие время задержки распространения отраженного сигнала [4]. Геометрия системы при определении координат дальномерным методом показана на рис. 2, где 1, 2 – приемопередающие позиции с координатами x_1, y_1 и x_2, y_2 соответственно; Ц – цель с координатами $x_{Ц}, y_{Ц}$; d – расстояние между позициями; α – угол между осью x и линией, соединяющей позиции 1 и 2; R_1 и R_2 – дальности от позиций до цели.

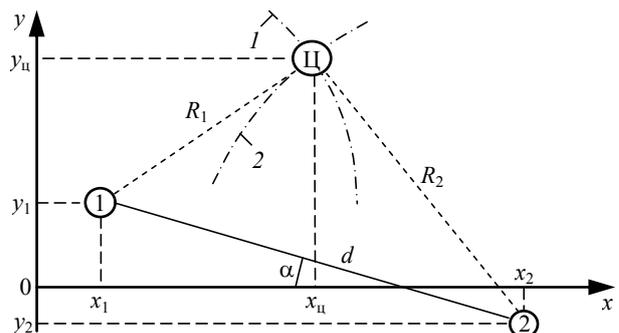


Рис. 2

Первичными измеряемыми параметрами для определения координат цели дальномерным методом являются дальности R_1 и R_2 , а линиями положения – окружности с радиусами R_1 и R_2 с центрами в местах расположения датчиков 1 и 2 соответственно (фрагменты линий положения показаны кривыми 1 и 2).

Координаты цели Ц вычисляются следующим образом:

$$\begin{aligned}
 x_{Ц} &= \frac{R_1^2 + d^2 - R_2^2}{2d} \cos \alpha + \\
 &+ \sqrt{R_1^2 - \left(\frac{R_1^2 + d^2 - R_2^2}{2d} \right)^2} \sin \alpha; \\
 y_{Ц} &= \sqrt{R_1^2 - \left(\frac{R_1^2 + d^2 - R_2^2}{2d} \right)^2} \cos \alpha - \\
 &- \frac{R_1^2 + d^2 - R_2^2}{2d} \sin \alpha.
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

При наличии в зоне обнаружения радара нескольких целей дальномерный метод дает неоднозначные оценки координат. В [6] предложен способ разрешения неоднозначности, основанный на вычислении координат двумя различными методами, которым соответствуют разные линии положения, с последующим объединением полученных оценок. При этом отметки, соответствующие истинному положению целей, полученные разными методами, попадают в некоторую область вблизи истинного положения, причем размер этой области уменьшается с повышением точности измерения дальностей отдельными датчиками. Ложные отметки, полученные при использовании разных методов, оказываются разнесенными на значительно большее расстояние друг от друга.

Для определения координат двумя различными методами необходимо увеличить число приемопередающих позиций как минимум до трех. В этом случае координаты цели можно определить одновременно разностно-дальномерным, пеленгационно-дальномерным и дальномерно-суммарно-дальномерным методами [4].

На рис. 3 приведена геометрия системы, состоящей из трех датчиков. Цифрами 0, 1, 2 обозначены приемопередающие позиции с координатами $x_0, y_0; x_1, y_1; x_2, y_2$ соответственно; d_{10}, d_{20} – расстояние между приемопередающими позициями 1 и 0, 2 и 0 соответственно; Ц –

цель с координатами $x_{Ц}, y_{Ц}$; α, β – углы между осью x и линиями, соединяющим позиции 1 и 0, 2 и 0 соответственно; R_0, R_1, R_2 – расстояния до цели от позиций 0, 1 и 2 соответственно.

При вычислении координат разностно-дальномерным методом первичными измеряемыми параметрами являются разности дальностей $\Delta R_1 = R_1 - R_0$ и $\Delta R_2 = R_2 - R_0$, а линиями положения – гиперболы с фокусами в местах расположения датчиков 1 и 0 (рис. 3, а, кривая 1) и 2 и 0 (рис. 3, а, 2) [5]. Изменяемыми параметрами для пеленгационно-дальномерного метода служат разность дальностей $\Delta R = R_1 - R_2$ и дальность R_0 , а линиями положения – гиперболы с фокусами в местах расположения датчиков 1 и 2 (рис. 3, б, кривая 1) и окружность радиуса R_0 с центром в месте расположения датчика 0 (рис. 3, б, 2). При измерениях по дальномерно-суммарно-дальномерному методу фиксируются сумма дальностей

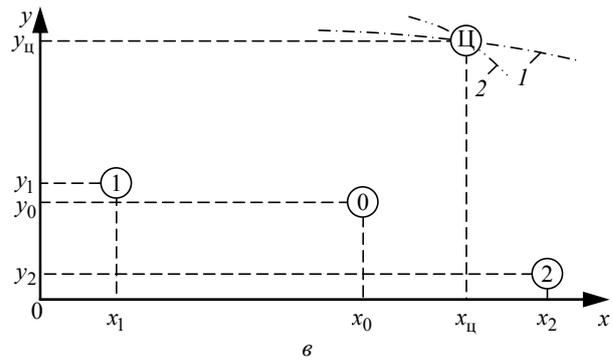
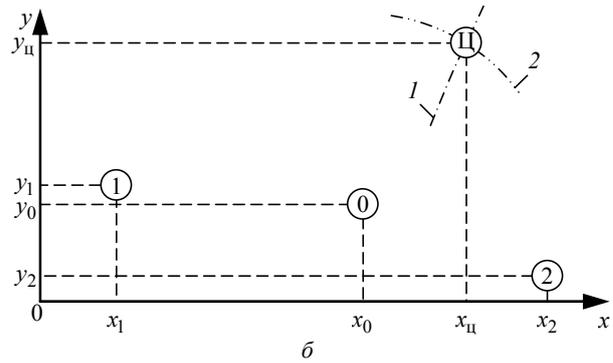
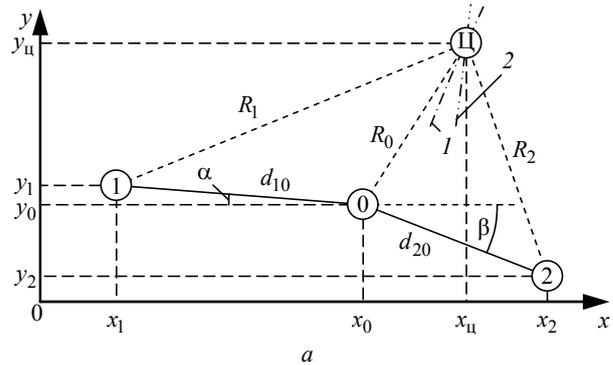


Рис. 3

$R_{\Sigma} = R_1 + R_2$ и дальность R_0 , а линиями положения являются эллипс с фокусами в местах расположения датчиков 1 и 2 (рис. 3, в, кривая 1) и окружность радиуса R_0 с центром в месте расположения датчика 0 (рис. 3, в, 2).

Координаты цели пеленгационно-дальномерным и дальномерно-суммарно-дальномерным методами определяются из решения системы уравнений

$$\begin{cases} A_1x^2 + A_2x + A_3y^2 + A_4y + A_5xy + A_6 = 0; \\ B_1x^2 + B_2x + B_3y^2 + B_4y + B_5xy + B_6 = 0, \end{cases} \quad (2)$$

где A_i, B_i ($i = \overline{1, 6}$) – коэффициенты, определяемые видом кривой второго порядка – линии положения.

Умножив первое уравнение системы (2) на B_1 , второе – на A_1 , а затем вычтя первое уравнение из второго, получим:

$$C_1y^2 + C_2x + C_3y + C_4xy + C_5 = 0, \quad (3)$$

где

$$\begin{aligned} C_1 &= A_3B_1 - B_3A_1, & C_2 &= A_2B_1 - B_2A_1, \\ C_3 &= A_4B_1 - B_4A_1, & C_4 &= A_5B_1 - B_5A_1, \\ C_5 &= A_6B_1 - B_6A_1. \end{aligned}$$

Из (3) выразим координату x через координату y :

$$x = \frac{-y^2C_1 - yC_3 - C_5}{C_2 + yC_4}. \quad (4)$$

Подставив (4) в первое уравнение системы (2) получим уравнение, из которого определяются координаты y точек пересечения линий положения:

$$D_1y^4 + D_2y^3 + D_3y^2 + D_4y + D_5 = 0, \quad (5)$$

где

$$\begin{aligned} D_1 &= A_1C_1^2 + A_3C_4^2 - A_1C_1C_4; \\ D_2 &= 2A_1C_1C_3 - A_2C_2C_1 - 2A_3C_4C_2 + A_4C_4^2 - \\ &\quad - A_5C_1C_2 - A_5C_3C_4; \\ D_3 &= 2A_1C_1C_5 - A_2C_1C_2 + A_1C_3^2 - A_2C_3C_4 + \\ &\quad + A_3C_2^2 + 2A_4C_2C_4 - A_5C_2C_3 - A_5C_4C_3 + A_6C_4^2; \\ D_4 &= 2A_1C_3C_5 - A_2C_2C_3 - A_2C_4C_5 + A_4C_2^2 - \\ &\quad - A_5C_2C_5 + 2C_2C_4; \\ D_5 &= A_1C_5^2 - A_2C_2C_5 + A_6C_5^2. \end{aligned}$$

Уравнение (5) решается с помощью формул корней уравнения четвертой степени. В общем случае уравнение (5) имеет четыре решения, что с учетом (4) дает восемь пар координат (x, y) . Выбор из полученных решений истинных координат цели обеспечивается объединением результатов измерений различными методами.

Точность оценивания координат. Определим среднеквадратические отклонения (СКО) ошибок нахождения координат цели рассмотренными методами в предположении, что цель является точечной, а ошибки измерения дальностей – независимыми гауссовскими случайными величинами с нулевым средним.

Разложив выражения (1) и выражения для корней уравнения (5) в ряд Тейлора в окрестности их истинного значения и ограничившись членами, содержащими первые производные, получим выражения для СКО ошибок определения координат:

$$\begin{aligned} \sigma_x &= \sqrt{\left(\frac{\partial x}{\partial \xi_1}\right)^2 \sigma_{\xi_1}^2 + \left(\frac{\partial x}{\partial \xi_2}\right)^2 \sigma_{\xi_2}^2}; \\ \sigma_y &= \sqrt{\left(\frac{\partial y}{\partial \xi_1}\right)^2 \sigma_{\xi_1}^2 + \left(\frac{\partial y}{\partial \xi_2}\right)^2 \sigma_{\xi_2}^2}, \end{aligned}$$

где $\partial x/\partial \xi_1, \partial x/\partial \xi_2, \partial y/\partial \xi_1, \partial y/\partial \xi_2$ – частные производные координат x и y по измеряемым параметрам ξ_1 и ξ_2 ; $\sigma_{\xi_1}, \sigma_{\xi_2}$ – СКО ошибок определения расстояния от приемопередающей позиции до цели [7].

Дальномерным методом непосредственно измеряются координаты: $\xi_1 = R_1, \xi_2 = R_2$. Тогда $\sigma_{\xi_1} = \sigma_{\xi_2} = \sigma_R = c\sigma_{\tau}$, где c – скорость света; $\sigma_{\tau} = 1/(q_{\text{ВЫХ}}\Delta\omega_{\text{эф}})$ – потенциально достижимая точность измерения временного положения сигнала [8], причем $q_{\text{ВЫХ}} = \sqrt{2E/N_0}$ – максимально возможное отношение "сигнал/шум" на выходе канала накопителя, в котором сигнал накапливается когерентно (E – энергия принятого сигнала; N_0 – спектральная плотность мощности шума); $\Delta\omega_{\text{эф}}$ – эффективная ширина спектра сигнала.

При разностно-дальномерном методе

$$\begin{aligned} \xi_1 &= \Delta R_1 = R_1 - R_0; & \xi_1 &= \Delta R_1 = R_1 - R_0; \\ \xi_2 &= \Delta R_2 = R_2 - R_0; & \sigma_{\xi_1} &= \sigma_{\xi_2} = \sqrt{\sigma_R^2 + \sigma_R^2} = \sqrt{2}c\sigma_{\tau}. \end{aligned}$$

Для пеленгационно-дальномерного метода измерения координат

$$\begin{aligned} \xi_1 &= R_0; & \xi_2 &= \Delta R = R_1 - R_2; & \sigma_{\xi_1} &= \sigma_R = c\sigma_{\tau}; \\ \sigma_{\xi_2} &= \sqrt{\sigma_R^2 + \sigma_R^2} = \sqrt{2}c\sigma_{\tau}. \end{aligned}$$

Для дальномерно-суммарно-дальномерного метода

$$\xi_1 = R_0; \quad \xi_2 = R_{\Sigma} = R_1 + R_2; \quad \sigma_{\xi_1} = \sigma_R = c\sigma_{\tau};$$

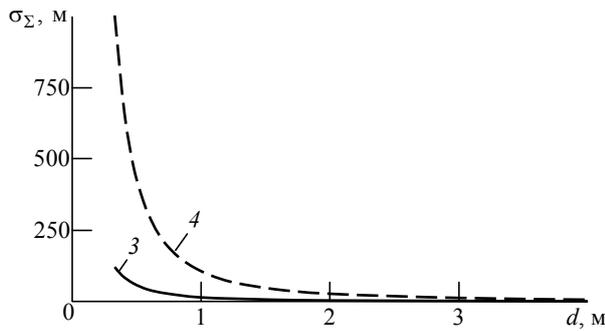
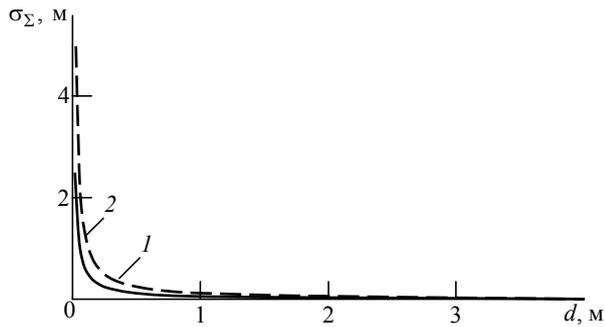


Рис. 4

$$\sigma_{\xi_2} = \sqrt{\sigma_R^2 + \sigma_R^2} = \sqrt{2}c\sigma_T.$$

На рис. 4 приведены зависимости суммарного СКО ошибок определения местоположения цели $\sigma_{\Sigma} = \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2}$ описанными методами при различном расстоянии между приемопередающими позициями: 1 – дальномерным методом; 2 – пеленгационно-дальномерным; 3 – дальномерно-суммарно-дальномерным; 4 – разностно-дальномерным методом. Зависимости получены для эффективной ширины спектра сигнала $\Delta f_{эф} = 4$ ГГц при пороговом отношении "сигнал/шум" $q_{вых} = 11.39$, при котором обеспечиваются вероятности правильного обнаружения $D = 0.9$ и ложной тревоги $F = 10^{-6}$. Без снижения общности результата расчет произведен для расположения приемопередающих позиций вдоль оси x . Расстояние до цели принято равным 30 м, причем для дальномерного метода оно измерялось от центра линии, соединяющей позиции 1 и 2 (см. рис. 2), а для остальных методов – от центральной приемопередающей позиции 0 (см. рис. 3).

При расстояниях между датчиками, имеющих смысл с точки зрения практической реализации (менее 1 м), ошибки определения координат объектов при использовании дальномерно-суммарно-дальномерного и разностно-дальномерного методов на порядок превосходят дальность до цели, т. е. аномально велики (рис. 4). Высокая погрешность измерения координат объясняется тем, что

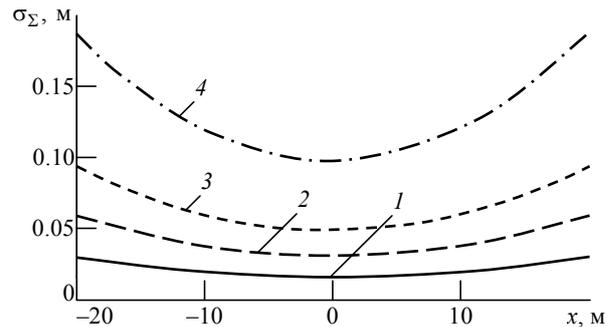


Рис. 5

угол между линиями положения в точке пересечения мал. С другой стороны, дальномерный и пеленгационно-дальномерный методы дают приемлемую точность определения координат при малом расстоянии между датчиками.

На рис. 5 приведены зависимости СКО ошибок определения координат дальномерным и пеленгационно-дальномерным способами от координаты x при $y = 20 \text{ м} = \text{const}$. Кривые 1 и 3 построены для дальномерного метода, кривые 2 и 4 – для пеленгационно-дальномерного метода при расстоянии между датчиками 1 м (характерном для размещения на бортах транспортного средства, см. рис. 1) (рис. 5, кривые 1 и 2) и 31.5 см (характерном для размещения в зонах переднего и заднего бамперов) (рис. 5, кривые 3 и 4).

Уменьшение указанного расстояния приводит к ухудшению точности оценивания координат. Следовательно, для повышения точности целесообразно использовать сигналы, полученные максимально разнесенными датчиками. Поэтому выбор датчиков, данные которых используются при оценивании координат обнаруженного объекта, должен производиться с учетом того, что с увеличением дальности до объекта он одновременно наблюдается датчиками, разнесенными на большее расстояние.

Проведенный анализ показывает, что система из СШП-датчиков, размещенных по периметру транспортного средства, при выбранных расстояниях между датчиками позволяет обнаруживать объекты, находящиеся на расстоянии более 30 см от транспортного средства (вне "слепой" зоны, см. рис. 1), а на расстоянии более 1 м (в зоне действия трех и более датчиков) оценивать координаты объектов с точностью около 10 см.

При оценке координат необходимо вычислять нелинейные функции, в частности тригонометрические. Алгоритмы их вычисления удобно реализовывать на сигнальных процессорах, например на новейшем отечественном сигнальном процессоре 1967ВЦ3Т производства фирмы "Миландр"¹.

¹ <http://milandr.ru/index.php?mact=Products,cntnt01,details,0&cntnt01productid=270&cntnt01returnid=68>

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Implementing digital processing for automotive radar using SoC FPGAs. San Jose: Altera corp., 2013. 16 p.
2. Schneider M. Automotive radar – status and trends // Proc. of the German microwave conf. Ulm, Germany, 5–7 Apr. 2005. Ulm: University of Ulm, 2005. P. 144–147.
3. Пат. RU 2258942 С1 МПК G01S13/00. Способ стабилизации временного положения сверхширокополосного сигнала и локатор для мониторинга живых объектов, реализующий этот способ / А. В. Андриянов, Г. С. Икрамов, С. В. Курамшев. Оpubл. 20.08.2005. Бюл. № 23.
4. Кондратьев В. С., Котов А. Ф., Марков Л. Н. Многопозиционные радиотехнические системы / под ред. В. В. Цветнова. М.: Радио и связь, 1986. 264 с.
5. Автомобильные радары для предотвращения столкновений и системы радиосвязи диапазона миллиметровых волн для применений интеллектуальных транспортных систем: Рекомендация МСЭ-R М. 1452-2 / Международный союз электросвязи. Женева, 2012. 9 с.
6. Myakinkov A. V., Smirnova D. M. Measurement of coordinates of the targets placed behind of radio-transparent barrier with multi-static ultra-wideband radar // Ultrawideband and ultrashort impulse signals. Sevastopol, Ukraine, 6–12 Sept. 2010. Kharkiv: V. N. Karazin Kharkiv national university, 2010. P. 1–3.
7. Сейдж Э., Мелс Дж. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении / пер. с англ.; под ред. проф. Б. Р. Левина. М.: Связь, 1976. 496 с.
8. Лезин Ю. С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем. М.: Радио и связь, 1986. 280 с.

S. V. Shishanov, A. V. Myakinkov
Nizhny Novgorod state technical university n. a. R. E. Alekseev

The system of the circular review for vehicles based on ultra-wideband sensors

Configuration of the radar system circular view for vehicles based on ultra-wideband sensors is proposed. The algorithms of coordinate determination are considered. The estimations of coordinate measurement accuracy are obtained.

Ultra-wideband sensors, coordinates measurements, position lines, estimations of accuracy, blind zone

Статья поступила в редакцию 16 марта 2015 г.



УДК 535.8

С. В. Соколов, В. В. Каменский, С. М. Ковалев, В. Д. Меерович
Ростовский государственный университет путей сообщения

Комплексный алгоритм определения параметров навигационных спутников и спутниковой навигации на основе межспутниковых измерений¹

Рассмотрено определение текущих координат навигационных спутников, совмещенное с определением ошибок взаимной синхронизации их часов непосредственно на борту спутника на основе использования простых методов межспутниковых радио- и лазерных измерений.

Спутниковая навигация, погрешности измерения псевдодальностей, координаты спутников

Ошибки решения навигационной задачи с использованием средств спутниковой навигации в значительной мере зависят как от ошибок определения текущих координат спутников, так и от степени подавления помех, возникающих при приеме/передаче спутниковых сообщений [1], [2]. В общем случае модель спутникового измерения псевдодальности Z_R , используемого при позиционировании объектов, с учетом помех, в наибольшей степени влияющих на точность позиционирования, имеет вид [2]:

$$Z_R = \sqrt{(\xi - \xi_{сп})^2 + (\eta - \eta_{сп})^2 + (\zeta - \zeta_{сп})^2} + c(\Delta\tau - \Delta T) + W_{ит} + W_{п}, \quad (1)$$

где ξ , η , ζ – текущие координаты объекта в гринвичской системе координат (ГСК); $\xi_{сп}$, $\eta_{сп}$, $\zeta_{сп}$ – текущие координаты спутника в ГСК; c – скорость света в вакууме; $\Delta\tau$ – погрешность часов навигационного приемника; ΔT – погрешность часов спутника; $W_{ит}$ – погрешности, обусловленные прохождением радиосигнала через ионосферу и тропосферу; $W_{п}$ – инструментальные погрешности навигационного приемника.

В настоящей статье рассмотрена компенсация перечисленных выше погрешностей, среди которых наиболее значимыми являются инструментальные погрешности навигационного приемника и ошибки бортовых часов спутника и приемника. Так, напри-

мер, несмотря на установку на навигационных спутниках прецизионных часов, среднеквадратическая ошибка взаимной синхронизации бортовых шкал времени может достигать 20 нс и более [1].

В настоящее время для компенсации погрешности часов применяются различные алгоритмы, построенные на основе ее аппроксимации временными полиномами. Например, в спутниковой навигационной системе (СНС) ГЛОНАСС ошибка часов спутника ΔT аппроксимируется линейной зависимостью от времени с заданными параметрами [2]:

$$\Delta T = \alpha_0 + \alpha_1 t^* + T_p - T_3, \quad (2)$$

где α_0 , α_1 – известные параметры модели ошибки часов спутника; t^* – текущее время расчета погрешности, отсчитываемое относительно момента поступления спутниковой информации; T_p – релятивистская поправка, определяемая в процессе вычисления координат спутника; T_3 – время задержки спутникового сигнала.

Как видно из (2), компенсационная модель содержит четыре параметра, требующих определения. Процедуры их определения достаточно сложны, что снижает эффективность применения модели (2). В связи с этим далее рассмотрена компенсация текущих значений ошибок часов спутника ΔT и приемника $\Delta\tau$, а также инструментальных погрешностей навигационного приемника $W_{п}$ (1), выполняемая непосредственно в

¹ Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ №15-07-00112.

навигационном приемнике без использования каких-либо аппроксимирующих моделей.

Алгоритм определения параметров спутника. Существующие СНС ГЛОНАСС и GPS с целью повышения точности решения навигационной задачи проходят в настоящий момент усиленную модернизацию, позволяющую, в частности, определять расстояния между спутниками, находящимися в зоне прямой видимости, с помощью бортовых измерительных средств. Так, например, навигационные спутники ГЛОНАСС-М оснащаются бортовой аппаратурой межспутниковых измерений [2], а навигационные спутники ГЛОНАСС-К – приемоформирующим устройством межспутниковой радиолинии [3].

Устройство межспутниковой радиолинии формирует и излучает информационно-измерительные радиосигналы, структура которых аналогична структуре навигационного сигнала ГЛОНАСС. В приемной части осуществляется усиление радиосигналов и измерение псевдоскорости и псевдодальности между навигационными спутниками системы ГЛОНАСС.

Повышение точности определения положения навигационных спутников возможно также при использовании лазерных дальномеров [4], [5] на основании измерения времени распространения лазерных импульсов. В этом случае сигналы измерения псевдодальностей между i -м и j -м спутниками будут свободны от погрешностей, обусловленных прохождением сигнала через ионосферу и тропосферу $W_{ит}$ (см. (1)):

$$Z_{ij} = R_{ij} + c(\Delta T_j - \Delta T_i) = R_{ij} + c\Delta T_{ji}, \quad (3)$$

где Z_{ij} – псевдодальность, измеренная на j -м спутнике; R_{ij} – истинная дальность между i -м и j -м спутниками; ΔT_j , ΔT_i – погрешности часов j -го и i -го спутников соответственно; $\Delta T_{ji} = \Delta T_j - \Delta T_i$ – погрешность, обусловленная ошибкой взаимной синхронизации часов j -го и i -го спутников.

Перед построением алгоритма определения искомым пространственно-временных параметров спутников предварительно выясним необходимое и достаточное для этого количество спутников N . Число всех возможных расстояний между N спутниками (равное числу ребер графа с N вершинами) определяется известным выражением: $N(N-1)/2$. При обоюдном измерении расстояний между каждым двумя спутниками в рассматриваемом со-

звездии число измеренных межспутниковых дальностей будет равно $N(N-1)$. В уравнениях указанных измерений содержится $N(N-1)/2$ неизвестных истинных расстояний между N спутниками и $(N-1)$ линейно независимых ошибок взаимной синхронизации часов N спутников. Таким образом, общее число неизвестных составляет $N(N-1)/2 + N - 1$. Приравняв общее число измерений к числу неизвестных переменных, получим уравнение

$$N(N-1)/2 = N-1$$

или

$$N^2 - 3N + 2 = 0,$$

откуда определяется число спутников, необходимое и достаточное для решения поставленной задачи: $N = 2$.

При измерении расстояния между двумя навигационными спутниками (рис. 1, где $i \leftarrow A$; $j \leftarrow B$) на основании (3) получим:

$$\begin{cases} Z_{BA} = R_{AB} + c\Delta T_{AB}; \\ Z_{AB} = R_{AB} + c\Delta T_{BA}, \end{cases} \quad (4)$$

где R_{AB} – истинная дальность между спутниками; ΔT_{AB} , ΔT_{BA} – погрешности взаимной синхронизации часов спутников А и В.

Учтя, что величины ΔT_{AB} и ΔT_{BA} описывают одно и то же рассогласование часов, но измеренное на различных спутниках, и поэтому

$$\Delta T_{AB} = -\Delta T_{BA},$$

система (4) из двух уравнений с тремя неизвестными может быть сведена к системе двух уравнений с двумя неизвестными: истинной дальностью R_{AB} и погрешностью взаимной синхронизации часов спутников:

$$\begin{cases} Z_{BA} = R_{AB} + c\Delta T_{AB}; \\ Z_{AB} = R_{AB} - c\Delta T_{AB}, \end{cases} \quad (5)$$

которая решается непосредственно на борту каждого из спутников А и В.

В результате решения системы (5) определяются расстояние между спутниками и погрешность взаимной синхронизации часов. Первая из указанных величин используется для повышения

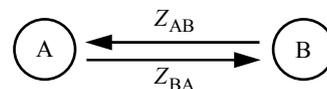


Рис. 1

точности измерения текущего местоположения спутников, вторая – для компенсации помех в сигнале навигационного приемника объекта.

Определение расстояний между спутниками в практически важном случае движения спутников по круговым орбитам позволяет найти еще и их текущие координаты. Рассмотрим методику такого определения подробно.

Определение текущего местоположения навигационных спутников. В ГСК истинное расстояние R_{AB} между спутниками может быть представлено следующим образом [1], [2]:

$$R_{AB} = \sqrt{(\xi_A - \xi_B)^2 + (\eta_A - \eta_B)^2 + (\zeta_A - \zeta_B)^2}, \quad (6)$$

где ξ_A, η_A, ζ_A – ГСК-координаты спутника А; ξ_B, η_B, ζ_B – ГСК-координаты спутника В.

Из одного уравнения (6) определить координаты двух спутников (шесть переменных) невозможно. Однако известно [6], что при движении спутников по ортодромическим траекториям² между их координатами имеются функциональные зависимости:

$$\begin{cases} \xi = P\eta \cos P_0 - a_0 \sqrt{a_1 - \eta^2} \sin P_0; \\ \zeta = P\eta \sin P_0 + a_0 \sqrt{a_1 - \eta^2} \cos P_0, \end{cases} \quad (7)$$

где P, P_0 – приведенные в [6] параметры, зависящие от координат начальной и конечной точек участка ортодромической траектории; $a_0 = \sqrt{1 + P^2}$, $a_1 = (r + h)^2 / (1 + P^2)$, причем h – высота спутника; r – радиус Земли.

Функциональная зависимость (7) позволяет находить ГСК-координаты ξ, ζ спутника, определив в результате навигационного измерения лишь одну его координату – η . Тогда навигационная задача описывается тремя уравнениями вида (6), записанными относительно трех неизвестных координат, т. е. оказывается разрешимой традиционными численными методами в созвездии из трех спутников. Покажем это.

Для упрощения записи преобразуем (7):

$$\begin{cases} \xi = P\eta \cos P_0 - a_0 \sqrt{a_1 - \eta^2} \sin P_0 = \\ = a_2 \eta - a_3 \sqrt{a_1 - \eta^2}; \\ \zeta = P\eta \sin P_0 + a_0 \sqrt{a_1 - \eta^2} \cos P_0 = \\ = a_4 \eta + a_5 \sqrt{a_1 - \eta^2}, \end{cases} \quad (8)$$

где $a_2 = P \cos P_0$; $a_3 = a_0 \sin P_0$; $a_4 = P \sin P_0$; $a_5 = a_0 \cos P_0$, причем $a_i = \text{const}$, $i = \overline{1, 5}$.

Записав уравнения типа (6) для трех спутников созвездия (А, В, С) с учетом (8) и возведя их в квадрат, получим систему:

$$\begin{cases} R_{AB}^2 = (a_2 \eta_A - a_3 \sqrt{a_1 - \eta_A^2} - \\ - a_2 \eta_B + a_3 \sqrt{a_1 - \eta_B^2})^2 + (\eta_A - \eta_B)^2 + \\ + (a_4 \eta_A - a_5 \sqrt{a_1 - \eta_A^2} - \\ - a_4 \eta_B + a_5 \sqrt{a_1 - \eta_B^2})^2; \\ R_{BC}^2 = (a_2 \eta_B - a_3 \sqrt{a_1 - \eta_B^2} - \\ - a_2 \eta_C + a_3 \sqrt{a_1 - \eta_C^2})^2 + (\eta_B - \eta_C)^2 + \\ + (a_4 \eta_B - a_5 \sqrt{a_1 - \eta_B^2} - \\ - a_4 \eta_C + a_5 \sqrt{a_1 - \eta_C^2})^2; \\ R_{AC}^2 = (a_2 \eta_A - a_3 \sqrt{a_1 - \eta_A^2} - \\ - a_2 \eta_C + a_3 \sqrt{a_1 - \eta_C^2})^2 + (\eta_A - \eta_C)^2 + \\ + (a_4 \eta_A - a_5 \sqrt{a_1 - \eta_A^2} - \\ - a_4 \eta_C + a_5 \sqrt{a_1 - \eta_C^2})^2. \end{cases} \quad (9)$$

Правые части системы (9) линейно зависят от функций: $\eta_i^2, \eta_i \eta_j, \eta_i \sqrt{a_1 - \eta_j^2}, \sqrt{a_1 - \eta_i^2} \times \sqrt{a_1 - \eta_j^2}$, $i, j \in \{A, B, C\}$, т. е. явно или неявно квадратично зависят от трех измеряемых координат η_A, η_B, η_C , что обеспечивает при использовании известных итеративных методов [7] хорошую (квадратичную) сходимость данных уравнений к решению.

Алгоритм технической реализации предложенного подхода рассмотрим по шагам на примере спутникового созвездия А, В, С (рис. 2):

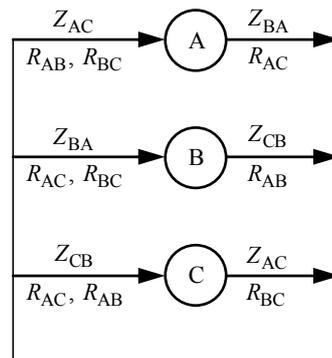


Рис. 2

² Ортодромическая траектория – кратчайшая траектория между двумя точками на поверхности сферы.

1. Передача и прием навигационных сообщений спутниками А, В и С.

2. На каждом спутнике осуществляется прием навигационных сообщений и определение псевдодальностей.

3. Спутник А передает псевдодальность Z_{BA} , спутник В передает псевдодальность Z_{CB} , спутник С передает псевдодальность Z_{AC} .

4. Спутники А, В, С принимают псевдодальности и вычисляют истинные дальности решением системы уравнений (5).

5. Спутник А передает истинную дальность R_{AC} , спутник В передает истинную дальность R_{AB} , спутник С передает истинную дальность R_{BC} .

6. Прием истинных дальностей и решение системы уравнений (9) на каждом спутнике.

7. Вычисление текущих координат спутников с использованием соотношений (7).

8. Передача в спутниковом сообщении текущих координат всех спутников и погрешностей взаимной синхронизации часов для последующей корректировки спутниковых измерений (1).

Алгоритм компенсации погрешностей спутникового сообщения в навигационном приемнике. Для решения навигационной задачи спутниковые сообщения принимаются, как правило, не менее чем от четырех спутников [1], [2], что позволяет формировать различные линейные комбинации сигналов, принимаемых от разных спутников. Так, разность сигналов псевдодальностей, принятых от i -го и j -го спутников, с учетом (1) имеет вид

$$\begin{aligned} Z_{Ri} - Z_{Rj} &= \\ &= \sqrt{(\xi - \xi_{ci})^2 + (\eta - \eta_{ci})^2 + (\zeta - \zeta_{ci})^2} - \\ &- \sqrt{(\xi - \xi_{cj})^2 + (\eta - \eta_{cj})^2 + (\zeta - \zeta_{cj})^2} + c\Delta T_{ij}, \end{aligned} \quad (10)$$

где принято вытекающее из практики спутниковой навигации допущение об идентичности помех, обусловленных прохождением через ионосферу и тропосферу радиосигналов спутников, находящихся в зоне видимости одного и того же объекта.

Как видно из (10), разность сигналов $Z_{Ri} - Z_{Rj}$ любых двух спутников содержит помеховую составляющую ΔT_{ij} , которая уже известна из принятого спутникового сообщения и может быть скомпенсирована (при этом разность сигналов не содержит остальных помех, приведенных в (1): ошибок часов приемника, его инструментальных погрешностей и др.). Таким образом,

обработке подлежат сигналы, содержащие только истинную информацию о координатах объекта:

$$\begin{aligned} \Delta Z_{ij} &= Z_{Ri} - Z_{Rj} - c\Delta T_{ij} = \\ &= \sqrt{(\xi - \xi_{ci})^2 + (\eta - \eta_{ci})^2 + (\zeta - \zeta_{ci})^2} - \\ &- \sqrt{(\xi - \xi_{cj})^2 + (\eta - \eta_{cj})^2 + (\zeta - \zeta_{cj})^2}, \end{aligned} \quad (11)$$

что позволяет при его движении по ортодромической траектории сделать решение навигационной задачи практически точным. Рассмотрим подобную возможность подробно.

Используя взаимосвязь ГСК-координат на ортодромической траектории (6), с учетом движения объекта по поверхности Земли ($\sqrt{\xi^2 + \zeta^2 + \eta^2} = r$) преобразуем уравнение (11) к виду

$$\begin{aligned} \Delta Z_{ij} &= \sqrt{\Theta_{1i} + \Theta_{2i} \eta + \Theta_{3i} \sqrt{a_1 - \eta^2}} - \\ &- \sqrt{\Theta_{1j} + \Theta_{2j} \eta + \Theta_{3j} \sqrt{a_1 - \eta^2}}, \end{aligned} \quad (12)$$

где

$$\begin{aligned} \Theta_{1q} &= \xi_{cq}^2 + \eta_{cq}^2 + \zeta_{cq}^2 + r^2; \\ \Theta_{2q} &= -2(\xi_{cq} \cos P_0 + \eta_{cq} + \zeta_{cq} P \sin P_0); \\ \Theta_{3q} &= 2a_0(\xi_{cq} \sin P_0 - \zeta_{cq} \cos P_0); \quad q = i, j \end{aligned}$$

– вычисляемые в реальном времени временные функции.

В этом случае задача определения координат объекта сводится к решению иррационального уравнения (12) относительно неизвестной переменной η . Трехжды возведя обе части уравнения (12) в квадрат с приведением подобных членов после каждого квадратичного преобразования и введя обозначения:

$$\begin{aligned} A_1 &= \Theta_{1i} - \Theta_{1j} - \Delta Z_{ij}^2; \quad A_2 = \Theta_{2i} - \Theta_{2j}; \\ A_3 &= \Theta_{3i} - \Theta_{3j}; \\ B_1 &= A_1^2 + A_3^2 A_1 - 4\Delta Z_{ij}^2 \Theta_{1j}; \\ B_2 &= 2A_1 A_2 - 4\Delta Z_{ij}^2 \Theta_{2j}; \quad B_3 = A_2^2 - A_3^2; \\ B_4 &= 2A_1 A_3 - 4\Delta Z_{ij}^2 \Theta_{3j}; \quad B_5 = 2A_2 A_3; \\ C_0 &= B_1^2 - B_4^2 a_1; \quad C_1 = 2B_1 B_2 + 2B_4 B_5 a_1; \\ C_2 &= B_2^2 + B_4^2 + 2B_1 B_3 - B_5^2 a_1; \\ C_3 &= 2B_2 B_3 - 2B_4 B_5; \quad C_4 = B_3^2 + B_5^2, \end{aligned}$$

получим уравнение четвертого порядка относительно координаты η в канонической форме:

$$C_4\eta^4 + C_3\eta^3 + C_2\eta^2 + C_1\eta + C_0 = 0, \quad (13)$$

все коэффициенты которого нестационарны и должны вычисляться в масштабе времени поступления спутниковых измерений (что для существующих вычислителей не представляет проблемы). Принципиально важным преимуществом уравнения (13) является возможность его аналитического решения [7], позволяющая, во-первых, исключить ошибки позиционирования, связанные с погрешностями применяемых в настоящее время итеративных методов, и, во-вторых, повысить быстродействие решения навигационной задачи за счет ухода от итеративных процедур определения координат [1], [2]. Уравнение (13) имеет в общем случае четыре решения [7], поэтому для определения истинного значения координаты η объекта необходим выбор решения, наиболее близкого полученному в предыдущий момент времени. В силу того, что начальные значения координат ортодромической траектории извест-

ны, реализация подобной процедуры сравнения не представляет трудностей.

Предложенный подход к определению пространственно-временных параметров навигационных спутников позволяет, используя простые методы радио- и лазерных измерений, во-первых, существенно повысить точность синхронизации хода часов на всех навигационных спутниках группировки, во-вторых, определять текущие координаты непосредственно на борту спутника, снижая тем самым вычислительную нагрузку на приемники потребителей и телеметрических станций слежения, и, в-третьих, повысить общую точность решения навигационной задачи за счет компенсации основных помех в принятом навигационном сообщении. При этом также повышается точность определения рассмотренных пространственно-временных параметров в силу большей точности межспутниковых измерений, осуществляемых в космосе, по сравнению с телеметрическими измерениями, подверженными влиянию атмосферных возмущений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Навигационный радиосигнал в диапазонах L1, L2 с открытым доступом и частотным разделением: ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ. Ред. 5.1 / Российский науч.-исслед. ин-т космического приборостроения. М., 2008. 74 с.
2. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. 3-е изд. / под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. М.: Радиотехника, 2005. 688 с.
3. Выбор структуры орбитальной группировки перспективной системы ГЛОНАСС / Г. Г. Ступак, С. Г. Ревнивых, Е. И. Игнатович и др. // Космонавтика. 2013. № 3-4 (6). С. 4-11.
4. Использование бортовых лазерных измерительно-связных средств для повышения точности и

оперативности ЭВО спутников системы ГЛОНАСС / А. А. Чубыкин, Ю. А. Рой, О. М. Корнишев, П. П. Падун // Электромагнитные волны и электронные системы. 2007. Т. 12, № 7. С. 25-30.

5. Шаргородский В. Д., Чубыкин А. А., Сумерин В. В. Межспутниковая лазерная навигационно-связная система // Аэрокосмический курьер. 2007. № 1 (49). С. 88-89.

6. Соколов С. В. Синтез аналитических моделей пространственных траекторий и их применение для решения задач спутниковой навигации // Прикладная физика и математика. 2013. Т. 1, вып. 2. С. 3-12.

7. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1975. 720 с.

S. V. Sokolov, V. V. Kamenskij, S. M. Kovalev, V. D. Meerovich
Rostov state transport university

Complex algorithm for identify the parameters of the navigation satellites and satellite navigation using the principle of inter-satellite measurements

The solution of a problem of identification of the current coordinates of navigation satellites together with definition of errors of mutual synchronization of their hours directly onboard the satellite on the basis of use of simple methods of inter-satellite radio - and laser measurements is considered.

Satellite navigation, pseudo-ranges measurement errors, satellites coordinates

Статья поступила в редакцию 21 февраля 2015 г.

УДК 621.397.13

А. А. Янин

ОАО "Научно-исследовательский институт телевидения"

Улучшение существующих методов измерений в сетях цифрового эфирного телевизионного вещания

Рассмотрены современные методы и средства измерений, применяемые в российских сетях цифрового эфирного телевизионного вещания. Предложены способы повышения эффективности и объективности измерений в цифровом телевидении.

Цифровое телевидение, DVB-T2, T2-MI, измерительный комплекс, анализатор транспортного потока, цифровой измерительный приемник, качество восприятия

В связи с достаточно длительным переходом в России к цифровому эфирному телевизионному вещанию сложилась непростая ситуация с измерениями в телевидении. На начальном этапе указанный переход предусматривал строительство сети в соответствии с европейским стандартом DVB-T¹. Отечественные предприятия, занимающиеся производством метрологической аппаратуры, длительное время разрабатывали измерительные комплексы, совместимые с данным стандартом. Регламентные документы, в которых устанавливаются требования и методы проведения измерений, также составлялись с учетом требований стандарта DVB-T. Решение Правительства РФ о переходе на стандарт DVB-T2² привело к непригодности разработанных средств измерений для использования в сетях цифрового эфирного телевидения, так как стандарт DVB-T2 использует технологии, не совместимые с DVB-T (помехозащитное кодирование LDPC и BCH, модуляция 256-QAM, 32K OFDM и др.). Отечественные разработчики метрологического оборудования, прежде ориентированные на стандарт DVB-T, не смогли в короткие сроки предоставить измерительные комплексы для контроля сетей DVB-T2, а утвержденные (или готовящиеся к утверждению) документы, регламентирующие требования и

методы проведения измерений, оказались во многом неактуальны и требовали существенной переработки. В связи с этим возник недостаток (вплоть до отсутствия) отечественных измерительных средств, необходимых для настройки и поддержания требуемых характеристик цифровых систем передачи телевизионной информации, что усугублялось отсутствием введенных в действие актуальных регламентных документов.

В настоящее время ситуация постепенно меняется к лучшему. В сентябре 2014 г. введен в действие Государственный стандарт ГОСТ Р 55696–2013 "Телевидение вещательное цифровое. Передающее оборудование для цифрового наземного телевизионного вещания DVB-T/T2" [1], устанавливающий основные параметры радиопередатчиков, технические требования к радиопередатчикам и методы проведения измерений в сетях DVB-T/T2. Но учитывая малый опыт эксплуатации сетей цифрового эфирного вещания DVB-T2 и слабую корреляцию положений стандарта с результатами практических исследований, можно предположить, что методы измерений, предложенные в стандарте, потребуют доработки.

Типовой комплекс измерительного оборудования для систем цифрового эфирного вещания стандарта DVB-T/T2. Согласно ГОСТ Р 55696–2013 типовой комплекс измерительного оборудования для систем цифрового эфирного вещания стандарта DVB-T/T2 должен включать в себя следующие приборы:

- генератор телевизионного цифрового сигнала;
- измерительный цифровой приемник DVB-T/T2;
- анализатор спектра;
- анализатор транспортного потока.

¹ Федеральная целевая программа "Развитие телерадиовещания в Российской Федерации на 2009–2015 годы". Утверждена постановлением Правительства Российской Федерации от 3 декабря 2009 г. № 985. URL: <http://minsvyaz.ru/ru/documents/3606/>

² Протокол заседания Правительственной комиссии по развитию телерадиовещания от 22 сентября 2011 г. № 3. URL: <http://rtrs.ru/offdoc/read/30/>

Распоряжение Правительства Российской Федерации от 3 марта 2012 г. № 287-р. URL: <http://rtrs.ru/offdoc/read/28/>

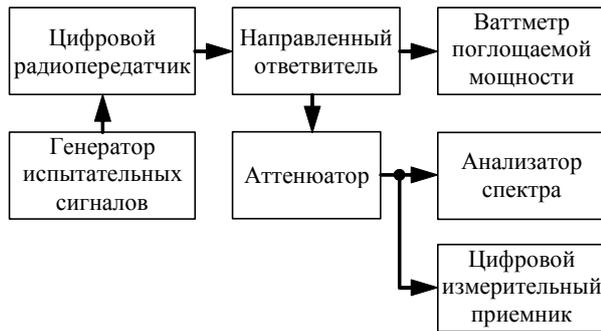


Рис. 1

Структурная схема для проведения таких измерений приведена на рис. 1 [1]. Для осуществления измерений на вход передатчика от генератора испытательных сигналов подают эталонный цифровой поток, содержащий сигналы телевизионных испытательных таблиц или тестовых видеосюжетов. Далее измерительным цифровым приемником и анализатором спектра контролируют параметры передачи. Дополнительно передачу контролируют наблюдением переданного видеосюжета на экране телевизионного приемника. На экранах телевизионных приемников должны отсутствовать искажения телевизионных изображений, а измеренные параметры должны соответствовать значениям, определенным в стандарте [1].

Одним из недостатков предложенной на рис. 1 схемы является отсутствие в ней анализатора транспортных потоков. Хотя указанный прибор и входит в состав типового комплекса измерительного оборудования для систем цифрового эфирного вещания стандарта DVB-T/T2, его применение не предусмотрено схемой на рис. 1. Корректность структуры и синтаксиса транспортного потока, полученного после демодуляции радиосигнала в цифровом измерительном приемнике, является необходимым условием для воспроизведения телевизионной программы на экране телевизора без искажений. Следовательно, необходимо подтверждать отсутствие ошибок в цифровом транспортном потоке на выходе цифрового измерительного приемника при помощи анализатора транспортного потока, функционирующего в соответствии с Рекомендацией ETSI TR 101 290³ и ГОСТ Р 52592–2006 [2]. В этом случае структурная схема для измерений параметров цифровых радиопередатчиков должна иметь вид, представленный на рис. 2.



Рис. 2

Мониторинг параметров цифровых радиопередатчиков в процессе вещания. Хотя метод измерений, предложенный в ГОСТ Р 55696–2013, предназначен для приемосдаточных испытаний, сертификации, ввода в эксплуатацию и регламентного контроля передатчиков, с некоторыми оговорками его целесообразно применять и при мониторинге в процессе эксплуатации радиопередатчика. При эксплуатации радиопередатчика DVB-T/T2 на радиопередающих центрах на его вход подается не эталонный поток с генератора испытательных сигналов, а цифровой поток, полученный по каналу связи (оптическому, спутниковому, кабельному или др.), содержащий телевизионные программы. При распространении сигналов по каналам связи на них влияют различные дестабилизирующие факторы, под воздействием которых исходный цифровой поток может существенно искажаться. На вход радиопередатчиков DVB-T2 подается цифровой поток в формате T2-MI, в котором кроме телевизионных программ переносятся данные о режимах работы цифровых передатчиков, метки времени для организации одночастотной сети и другая служебная информация. Так как режим работы радиопередатчика DVB-T2 устанавливается в соответствии с данными, полученными из потока T2-MI, целостность структуры потока в целом и каждого пакета в отдельности в высшей степени важна и напрямую влияет на стабильность работы передатчика. Рекомендация ETSI TR 101 290 версии 1.3.1 регламентирует параметры, определяющие целостность потока T2-MI, и методику их измерения.

В ОАО "НИИТ" автором настоящей статьи проведен эксперимент с целью оценки влияния ошибок в структуре потоков T2-MI на работу радиопередатчика DVB-T2 и на возможность приема телевизионного сигнала телезрителем. Для проведения эксперимента разработаны алгоритмы ввода ошибок в эталонный поток T2-MI, формируемый генератором телевизионных испыта-

³ ETSI TR 101 290 Digital Video Broadcasting (DVB); Measurement guidelines for DVB systems. URL: // http://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/101200_101299/101290/01.03.01_60/tr_101290v010301p.pdf

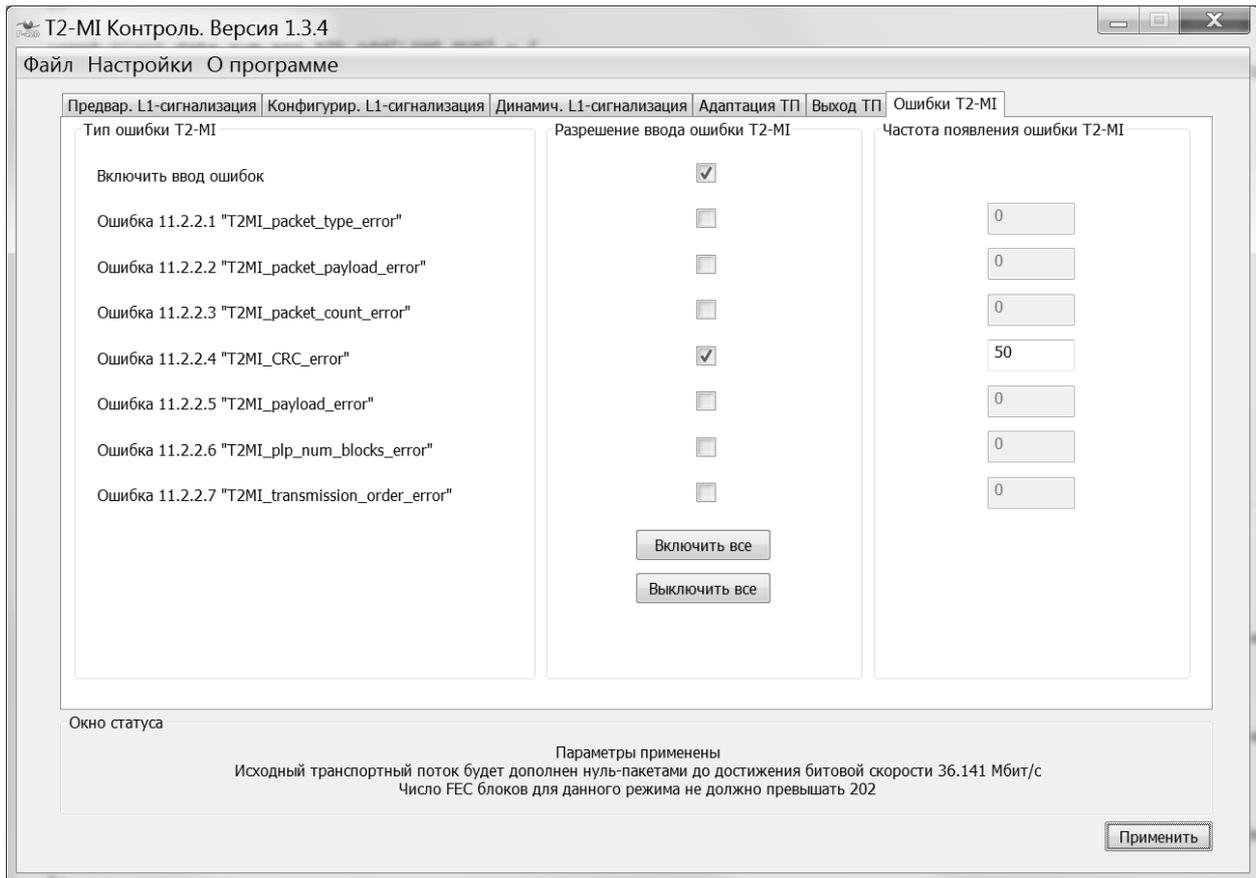


Рис. 3

тельных сигналов Г-420. Разработанные алгоритмы аппаратно реализованы в ПЛИС с помощью языка описания аппаратуры Verilog HDL. Управление вводом ошибок осуществляется с пользовательского ПК по интерфейсу USB с помощью графического интерфейса пользователя (рис. 3).

Графический интерфейс пользователя позволяет устанавливать тип ошибки, вводимой в поток (возможно вводить одновременного несколько ошибок), а также частоту появления ошибки. В ходе эксперимента в поток T2-MI преднамеренно вводилась ошибка "T2MI_CRC_error", состоящая в искажении информационных бит в пакете T2-MI [5]. При выбранных для эксперимента параметрах сети DVB-T2 информация, относящаяся к одному T2-кадру, передавалась с помощью 204 T2-MI-пакетов. Частота появления ошибки задавалась таким образом, чтобы она возникала периодически один раз за 70 T2-кадров в одном из пакетов T2-MI. Таким образом, только один из $204 \cdot 70 = 14\,280$ пакетов T2-MI содержал ошибку. Учитывая, что рассчитанная длительность T2-кадра в выбранном режиме составляла приблизительно 217 мс, период появления преднамеренно введенной ошибки $0.217 \cdot 70 \approx 15$ с.

Искаженный поток T2-MI подавался на вход модулятора DVB-T2 по интерфейсу ASI. К выходу модулятора подсоединен бытовой телевизионный приемник с возможностью приема радиосигналов стандарта DVB-T2, с помощью которого осуществлялся визуальный контроль.

На рис. 4 представлен журнал событий модулятора DVB-T2, на вход которого подавался преднамеренно искаженный поток. Сообщения в журнале отображаются снизу вверх. Сообщения с порядковыми номерами 0003, 0011, 0018 свидетельствуют о срыве синхронизации входного потока, вызванном появлением ошибки "T2MI_CRC_error". Временной интервал между указанными событиями совпадает с рассчитанным и равен приблизительно 15 с. Необходимо отметить, что модулятор DVB-T2 не информирует пользователя о типе и количестве произошедших ошибок, а лишь констатирует факт срыва синхронизации входного потока. Срыв синхронизации приводит к пропаданию радиосигнала на выходе модулятора и, следовательно, к пропаданию изображения на экране подключенного к модулятору телевизионного приемника. Сообщения с порядковыми номерами 0006, 0013, 0020 (рис. 4), свидетельствуют о восстановлении синхронизации входного

Event Log				
0021:	7001,	2015-03-16,	12:09:18	, TS-Primary Alarms, ALL OK
0020:	7021,	2015-03-16,	12:09:18	, TS Primary Sync Loss, Ok
0019:	7001,	2015-03-16,	12:09:17	, TS-Primary Alarms, Present
0018:	7021,	2015-03-16,	12:09:17	, TS Primary Sync Loss, Fail
0017:	1600,	2015-03-16,	12:09:17	, subMute On, No TS Lock
0016:	1600,	2015-03-16,	12:09:16	, subMute On, Modulator Restart
0015:	1601,	2015-03-16,	12:09:06	, subMute Off, Modulator Restart
0014:	7001,	2015-03-16,	12:09:02	, TS-Primary Alarms, ALL OK
0013:	7021,	2015-03-16,	12:09:02	, TS Primary Sync Loss, Ok
0012:	7001,	2015-03-16,	12:09:02	, TS-Primary Alarms, Present
0011:	7021,	2015-03-16,	12:09:02	, TS Primary Sync Loss, Fail
0010:	1600,	2015-03-16,	12:09:01	, subMute On, Modulator Restart
0009:	1601,	2015-03-16,	12:08:50	, subMute Off, Modulator Restart
0008:	1601,	2015-03-16,	12:08:49	, subMute Off, No TS Lock
0007:	7001,	2015-03-16,	12:08:47	, TS-Primary Alarms, ALL OK
0006:	7021,	2015-03-16,	12:08:47	, TS Primary Sync Loss, Ok
0005:	1600,	2015-03-16,	12:08:47	, subMute On, No TS Lock
0004:	7001,	2015-03-16,	12:08:47	, TS-Primary Alarms, Present
0003:	7021,	2015-03-16,	12:08:47	, TS Primary Sync Loss, Fail

Рис. 4

потока не более чем через 1 с после возникновения одиночной ошибки в потоке T2-MI. Опытным путем установлено, что с момента восстановления синхронизации входного потока до появления радиосигнала на выходе передатчика DVB-T2 проходит около 5 с. Кроме того, телевизионному приемнику также требуется время для установления синхронизации с входным сигналом. В итоге изображение на телевизионном приемнике восстанавливалось только через 9...11 с после появления одиночной ошибки в потоке T2-MI на входе модулятора DVB-T2.

В результате проведенного эксперимента установлено, что наличие даже одиночной ошибки "T2MI_CRC_error" (как и любых других ошибок, описанных в Рекомендации⁴) в потоке T2-MI приводит к срыву работы радиопередатчика DVB-T2 и, следовательно, к пропаданию изображения на экране абонентских телевизионных приемников на ощутимый интервал времени. Кроме того, радиопередатчик DVB-T2 не обладает встроенными средствами определения типа и количества ошибок во входном потоке, так как не является измерительным средством, что не позволяет своевременно выявлять и устранять при-

чину сбоев в телевещании. Следовательно, для проведения измерений в процессе эксплуатации радиопередатчиков стандарта DVB-T2 необходим непрерывный мониторинг потока T2-MI на входе передатчика во время вещания радиосигнала в эфир. Мониторинг должен осуществляться с помощью анализатора транспортных потоков, функционал которого позволяет анализировать потоки T2-MI в соответствии с документом A14-1. Однако в требованиях к анализатору транспортного потока, установленных ГОСТ Р 55696–2013, нет указания на необходимость определения ошибок в потоке T2-MI, что требуется исправить в следующих редакциях стандарта.

Структурная схема мониторинга параметров цифровых радиопередатчиков в процессе вещания представлена на рис. 5. Схема содержит два анализатора транспортных потоков. Если анализатор транспортного потока поддерживает функцию одновременного мониторинга двух или более цифровых потоков, то применение двух анализаторов избыточно. В указанном случае целесообразно применять один анализатор транспортного потока для одновременного мониторинга потоков на входе и на выходе цифрового радиопередатчика.

Предложенный способ мониторинга параметров эфирных цифровых радиопередатчиков в

⁴ ETSI TR 101 290 ... URL: // http://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/101200_101299/101290/01.03.01_60/tr_101290v010301p.pdf



Рис. 5

процессе вещания (рис. 5) обеспечивает контроль основных параметров тракта передачи цифровых телевизионных программ. В ОАО "НИИТ" разработан комплекс средств измерений для цифровых радиопередатчиков DVB-T2 [3], [4]. Измерительные приборы, входящие в состав комплекса, прошли испытания и включены в Государственный реестр средств измерений.

Объективная оценка качества изображения и звука. Качество изображения и звука в телевизионных программах, доставляемых абоненту, определяется не только отсутствием ошибок и сбоев в канале передачи. Снижение их качества может происходить, в частности, на стадии производства телевизионной программы, при обработке видео- и аудиосигналов и их компрессии. Изображение на экране приемника может во многих случаях содержать артефакты и искажения и при безошибочной работе канала связи. Например, чрезмерная компрессия видеосигнала, особенно во время динамичных сцен, приводит к появлению блочной структуры на изображении, сильно заметной человеческому глазу. Кроме того, оборудование обработки телевизионных сигналов может выдавать на выход черный или "замороженный" кадр, когда сигнал на входе отсутствует или сильно искажен, причем такой сигнал воспринимается системой передачи как корректный и излучается в эфир. Искажения такого рода существенно снижают удовлетворенность телезрителя качеством доставляемой телевизионной информации либо приводят к невозможности ее восприятия. С другой стороны, не всегда наличие ошибок в структуре цифрового потока приводит к эффекту, возникающему при повреждении потока T2-MI, – к срыву телевизионной трансляции. Например, влияние искаженных информационных бит в цифровом транспортном потоке MPEG-2 TS на передаваемое телевизионное изображение напрямую зависит от важности данных, переносимых в поврежденном пакете, и от количества поврежденной информации. Ошибка в транспортном потоке может привести как к пропада-

нию телевизионного изображения, так и вовсе не повлиять на визуально воспринимаемое зрителем качество телевизионной программы. Таким образом, ошибка, определенная анализатором транспортного потока, не всегда свидетельствует о снижении качества цифровых телевизионных программ, доставляемых населению.

Метод объективной оценки качества телевизионных программ в иностранной литературе принято обозначать термином "Quality of experience (QoE)", что в переводе означает "качество восприятия" или "качество впечатления". Указанный метод не предусматривает измерения технических параметров тракта передачи, основное внимание в нем уделяется анализу изображения и звука, определению всевозможных артефактов и искажений, влияющих на восприятие телевизионных программ телезрителем [5], [6].

Существующая методика проведения измерений в сетях цифрового телевидения, установленная стандартом [1], предполагает инструментальный контроль только технических параметров канала связи, по которому телевизионные программы доставляются до зрителей. Качество передаваемого телевизионного изображения при этом оценивается лишь с помощью визуального контроля, а контроль звукового сопровождения телевизионных программ стандартом не оговаривается. Применение измерительных средств, объективно оценивающих качество цифровых телевизионных программ, для мониторинга сетей эфирного цифрового телевизионного вещания не предусмотрено действующими регламентными документами.

Для автоматизации оценки качества цифровых телевизионных программ, транслируемых населению, а также для повышения объективности и эффективности существующих методов измерений на радиопередающих центрах требуется применение измерительных комплексов, позволяющих одновременно осуществлять как контроль параметров телевизионного тракта, так и оценку качества восприятия (QoE). Основой та-

ких комплексов может стать типовой комплекс измерительного оборудования, описанный в ГОСТ Р 55696–2013, в который должны быть добавлены измерительные средства для оценки качества восприятия. Качество восприятия может оцениваться определением следующих искажений изображения и звука:

- пропадание изображения, пропадание звука;
- "черный" кадр, "заморозка" видеосигнала;
- блочная структура изображения;
- "перегрузка" аудио, низкий уровень аудио (тишина).

Уже сегодня появляются отечественные средства измерений, осуществляющие объективную оценку качества изображения и звука. В ОАО

"НИИТ" разработана серия анализаторов АТС-3, позволяющих одновременно определять как ошибки в структуре и синтаксисе цифровых транспортных потоков и потоков T2-MI, так и искажения в передаваемом телевизионном изображении и звуке [6]. В настоящее время начата процедура проведения Государственных испытаний анализаторов АТС-3 с последующим включением в Государственный реестр средств измерений. Использование анализаторов такого типа в комплексах средств измерений для систем эфирного цифрового вещания будет способствовать улучшению качества телевизионных программ, доставляемых населению Российской Федерации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ГОСТ Р 55696–2013. Телевидение вещательное цифровое. Передающее оборудование для цифрового наземного телевизионного вещания DVB-T/T2. Технические требования. Основные параметры. Методы измерений. М.: Стандартинформ, 2014. 28 с.

2. ГОСТ Р 52592–2006. Тракт передачи сигналов цифрового вещательного телевидения, звенья тракта и измерительные сигналы. Общие требования. М.: Стандартинформ, 2007. 32 с.

3. Янин А. А. Метрологический контроль сети цифрового наземного ТВ-вещания DVB-T2 // Первая миля. 2013. № 6. С. 64–67.

А. А. Yanin

JSC "Television research institute"

About improving existing measurement methods in networks of digital terrestrial television broadcasting

Modern methods and means of measurement used in the Russian digital terrestrial television networks are considered. New methods for improving the efficiency and objectivity of measurements in digital television proposed.

Digital television, DVB-T2, T2-MI, measuring complex, transport stream analyzer, digital measuring receiver, quality of experience

Статья поступила в редакцию 17 марта 2015 г.

4. Полосин Л. Л., Третьяк С. А. Комплекс средств измерений для контроля цифровых радиопередатчиков системы вещательного телевидения DVB-T2 // Вопр. радиоэлектроники. Сер. Техника телевидения. 2014. Вып. 1. С. 12–17.

5. Янин А. А. Перспективные методы контроля качества ТВ-программ в сети DVB-T2 // Телеспутник. 2014. № 5. С. 70–73.

6. Янин А. А. Объективная оценка качества изображения и звука в цифровых телевизионных программах // Телеспутник. 2014. № 9. С. 52–59.



Наши авторы

Аксельрод Глеб Залманович

Начальник сектора Научно-исследовательского института измерительных приборов (Новосибирск). Окончил Новосибирский электротехнический институт связи (1967) по специальности "Радиосвязь и радиовещание". Сфера научных интересов – цифровая обработка и обнаружение сигналов в радиолокационных системах.

Тел.: 8 (913) 957-15-78.

E-mail: kis0007@inbox.ru

Андреасен Джон-Эрик

Доцент (2014) факультета бизнеса, социальных наук и иностранных языков Остфольдского университета (Норвегия). Автор 12 научных работ. Сфера научных интересов – стратегический менеджмент, моделирование процессов взаимодействия систем, оптимизация систем распределения в маркетинге.

Тел.: +47 69 21 52 36.

Тел.: +47 91 85 69 00.

E-mail: john-erik.andreassen@hiof.no

Баранов Юрий Дмитриевич

Инженер филиала "ЦНИИ СЭТ" ФГУП "Крыловский государственный научный центр". Окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения (2014) по направлению "Электромеханика". Автор четырех научных публикаций. Сфера научных интересов – качество электроэнергии.

Тел.: 8 (812) 369-94-91.

E-mail: yustas215@yandex.ru

Вандышев Сергей Сергеевич

Инженер филиала "ЦНИИ СЭТ" ФГУП "Крыловский государственный научный центр". Окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения (2014) по специальности "Электромеханика". Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – электродинамические силы, качество электроэнергии в судовой электротехнике.

Тел.: 8 (812) 369-94-91.

E-mail: gin91@mail.ru

Давыдов Владимир Сергеевич

Доктор технических наук (1999), старший научный сотрудник (1998), профессор кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор около 100 научных трудов. Сфера научных интересов – обнаружение и распознавание гидроакустической информации.

E-mail: reglament-spb@mail.ru

Елагина Ксения Александровна

Магистр (2011) по направлению "Радиотехника", инженер Научно-исследовательского института измерительных приборов (Новосибирск), аспирантка кафедры теоретических основ радиотехники Новосибирского государственного технического университета. Автор четырех научных публикаций. Сфера научных интересов – цифровая обработка и обнаружение сигналов в радиолокационных системах.

Тел.: 8 (983) 136-49-31.

E-mail: ksenia_elagina@mail.ru

Зимина Светлана Валерьевна

Кандидат физико-математических наук (2002), доцент (2013) кафедры математических и естественно-научных дисциплин Нижегородского государственного университета им. Н. И. Лобачевского. Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – флуктуации весовых коэффициентов в адаптивных системах.

Тел.: 8 (831) 245-54-11 (доб. 223).

E-mail: zimina-sv@yandex.ru

Каменский Владислав Валерьевич

Кандидат технических наук (1998), доцент (2005) кафедры автоматики и телемеханики на железнодорожном транспорте Ростовского государственного университета путей сообщения. Автор 73 научных работ. Сфера научных интересов – обработка оптических сигналов, оптические компьютеры, навигационные системы.

Тел.: 8 (863) 272-63-02.

E-mail: kam-vladislav@yandex.ru

Ковалев Сергей Михайлович

Доктор технических наук (2003), профессор (2005) кафедры автоматики и телемеханики на железнодорожном транспорте Ростовского государственного университета путей сообщения. Автор 113 научных работ. Сфера научных интересов – интеллектуальные технологии, искусственный интеллект, дискретная математика, интеллектуальная железнодорожная система, база данных временных рядов, нечетко-темпоральная база знаний, интеллектуальная среда, сенсорная сеть, распознавание образов, распределенный мониторинг, навигационные системы.

Тел.: 8 (863) 272-63-02.

E-mail: ksm@rfniias.ru

Козлов Сергей Владиславович

Магистр техники и технологии по направлению "Электроника" (2013), аспирант кафедры электроники Воронежского государственного университета. Автор одной научной публикации. Сфера научных

интересов – обработка сложных сигналов, цифровая обработка сигналов, статистическое моделирование.
Тел.: 8 (4732) 26-44-83.
E-mail: serg_master_x@mail.ru.

Ланкин Виктор Ефимович

Кандидат технических наук (1971), доктор экономических наук (2009), заведующий кафедрой менеджмента института управления в экономических, экологических и социальных системах Южного Федерального университета (Таганрог). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – общая теория управления, управление в социально-экономических системах, теория систем и системный анализ.
Тел.: 8 (918) 552-82-87.
E-mail: Lankin@tgn.sfedu.ru

Меерович Владимир Давыдович

Главный инженер центра интегрированных систем управления (ОАО «НИИАС»), инженер-электрик путей сообщения (1988), аспирант кафедры автоматизации и телемеханики на железнодорожном транспорте Ростовского государственного университета путей сообщения. Автор трех научных публикаций. Сфера научных интересов – нечеткая логика, навигационные системы.
Тел.: 8 (863) 245-03-99.
E-mail: meerovich-vladimir@yandex.ru

Михайлов Владимир Алексеевич

Кандидат технических наук (1985), доцент (1992) кафедры телевидения Санкт-Петербургского государственного университета кино и телевидения. Автор более 20 научных работ. Сфера научных интересов – матричные фотоэлектрические преобразователи.
Тел.: +7 (905) 272-04-30.
E-mail: vam55@mail.ru

Мякинков Александр Валерьевич

Доктор технических наук (2013), профессор (2014) кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор 77 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация; цифровая обработка сигналов.
Тел.: +7 (905) 192-65-03.
E-mail: redvillage@mail.ru

Нахмансон Геннадий Симонович

Доктор технических наук (1993), профессор (1992) Военно-воздушной академии им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина (Воронеж). Автор более 300 научных трудов. Сфера научных интересов – обработка широкополосных сигналов в многофункциональных радиотехнических системах; оптическая обработка сигналов в реальном масштабе времени.
Тел.: 8 (919) 232-85-00.
E-mail: kig28@mail.ru

Соколов Сергей Викторович

Доктор технических наук (1996), профессор (1998) кафедры автоматизации и телемеханики на железнодорожном транспорте Ростовского государственного университета путей сообщения. Автор

340 научных работ. Сфера научных интересов – обработка оптических сигналов, оптические компьютеры, стохастическое оптимальное управление, фильтрация стохастических сигналов, идентификация, инерциальная навигация, интегрированные навигационные системы.
Тел.: 8 (863) 272-63-02.
E-mail: s.v.s.888@yandex.ru

Суслин Андрей Викторович

Кандидат технических наук (2014), преподаватель Военно-воздушной академии им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина (Воронеж). Автор более 20 научных работ. Сфера научных интересов – ближняя радиолокация.
Тел.: 8 (920) 404-72-34.
E-mail: 510323@bk.ru

Цицикян Георгий Николаевич

Доктор технических наук (1990), профессор (2000), начальник отдела, ученый секретарь научно-технического совета филиала "ЦНИИ СЭТ" ФГУП "Крыловский государственный научный центр". Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов: электродинамические силы; электромагнитная совместимость; качество электроэнергии в судовой электротехнике.
Тел.: 8 (812) 369-94-91.
E-mail: george.20021940@mail.ru

Шашкин Александр Константинович

Кандидат технических наук (1968), доцент (1976) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – радионавигационные системы, системы и сети телекоммуникации.
Тел.: 8 (921) 934-18-08.
E-mail: akshashkin@mail.ru

Шишанов Сергей Валерьевич

Магистр техники и технологии по направлению "Радиотехника" (2012), инженер и аспирант кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор одной научной публикации. Сфера научных интересов – радиолокация; цифровая обработка сигналов.
Тел.: 8 (906) 359-07-32.
E-mail: tribott@mail.ru

Янин Александр Александрович

Ведущий инженер ОАО "Научно-исследовательский институт телевидения" (Санкт-Петербург). Окончил Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича (2012) по специальности "Радиосвязь, радиовещание и телевидение". Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – измерения в системах цифрового телевидения; объективная оценка качества восприятия телевизионных программ.
Тел.: 8 (812) 247-89-13.
E-mail: a.yanin@nii.tv.ru

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

В редакционный совет журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- распечатку рукописи (1 экз.). Распечатка должна представлять собой твердую копию файла статьи;
- электронную копию статьи (CD либо DVD). По предварительному согласованию с редсоветом допустима передача по электронной почте;
- отдельный файл для каждого рисунка и каждой таблицы в формате тех редакторов, в которых они были подготовлены (также возможна передача по электронной почте по предварительному согласованию). Размещение рисунка в электронной копии статьи не освобождает от его представления отдельным файлом;
- элементы заглавия на английском языке (1 экз.);
- экспертное заключение о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- сведения об авторах и их электронную копию (на русском и английском языках) (1 экз.);
- рекомендацию кафедры (отдела) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.).

Авторы вправе представить вместе с авторскими материалами рецензию независимого специалиста. За редакцией при рецензировании рукописи сохраняется право учесть представленную рецензию. Подпись рецензента должна быть заверена по месту его работы.

Правила оформления текста

Текст статьи подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word. Формат бумаги А4. Параметры страницы: поля – верхнее, левое и нижнее 2.5 см, правое 2 см; колонтитулы – верхний 2 см, нижний 2 см. Применение полужирного и курсивного шрифтов допустимо при крайней необходимости.

Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье. Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.

Все сведения и текст статьи набираются гарнитурой "Times New Roman"; размер шрифта 10.5 pt; выравнивание по ширине; абзацный отступ 0.6 см; межстрочный интервал "Множитель 1.1"; автоматическая расстановка переносов.

Распечатка подписывается всеми авторами.

Элементы заглавия публикуемого материала

1. УДК (выравнивание по левому краю).
2. Перечень авторов – Ф. И. О. автора(ов) полностью, если авторов несколько – разделенные запятыми. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; не отрывать инициалы от фамилии.
3. Место работы авторов. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, а затем список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.
4. Название статьи.
5. Аннотация – 3–7 строк, характеризующих содержание статьи.
6. Реферат – текст объемом до 1000 знаков, характеризующий содержание статьи; необходим для размещения статьи в базе данных.
7. Ключевые слова – 3–10 слов и(или) словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми; в конце списка точка не ставится.

Каждый элемент заглавия приводится с новой строки.

Основной текст

Шрифт "Times New Roman" 10.5 pt, выравнивание по ширине, абзацный отступ 0.6 см, межстрочный интервал "Множитель 1.1".

Используются постраничные подстрочные ссылки (шрифт "Times New Roman" 8 pt, выравнивание по ширине, межстрочный интервал "Одинарный"), имеющие сквозную нумерацию в пределах статьи.

Список литературы

1. Строка с текстом "Список литературы".
2. Собственно список литературы – библиографические описания источников, выполненные по ГОСТ 7.1–2008 "Библиографическое описание документа". Каждая ссылка с номером в отдельном абзаце.

В ссылках на материалы конференций обязательно указание даты и места их проведения; при ссылках на статьи в сборниках статей обязательно приводятся номера страниц, содержащих данный материал.

Ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются.

При ссылках на материалы, размещенные на электронных носителях, необходимо указывать электронный адрес до конкретного материала (т. е. включая сегмент, оканчивающийся расширением, соответствующим текстовому документу) и дату обращения к нему либо полный издательский номер CD или DVD. Редакция оставляет за собой право потребовать от автора замены ссылки, если на момент обработки статьи по указанному адресу материал будет отсутствовать.

При ссылках на переводную литературу необходимо отдельно привести ссылку на оригинал.

При ссылках на источники на русском языке необходимо дополнительно привести перевод ссылки на английский язык с указанием после ссылки "(in Russian)". Формат перевода должен соответствовать формату, принятому в журналах IEEE.

Элементы заглавия на английском языке

Элементы включают:

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

2. Место работы авторов. Необходимо убедиться в корректном (согласно уставу организации) написании ее названия на английском языке. Перевод названия возможен лишь при отсутствии англоязычного названия в уставе. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, а затем список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.

3. Название статьи (перевод названия, указанного перед текстом).

4. Резюме (abstract) статьи объемом до 0.5 с, кратко излагающее постановку задачи, примененные методы ее решения, полученные результаты. Допустимы ссылки на рисунки и таблицы, приведенные в основном тексте.

5. Аннотация (перевод аннотации, указанной перед текстом).

6. Ключевые слова (перевод списка ключевых слов, указанного перед текстом).

Каждый элемент заглавия приводится с новой строки.

Верстка формул

Формулы подготавливаются в редакторе формул MathType; нумеруются только те формулы, на которые есть ссылки в тексте статьи; использование при нумерации букв и других символов не допускается.

Формулы, как правило, выключаются в отдельную строку; в тексте допустимо расположение только однострочных формул, на которые нет ссылок (надстрочные и подстрочные символы в таких формулах допустимы).

Выключенные в отдельную строку формулы выравниваются по середине строки, номер (при необходимости) заключается в круглые скобки и выравнивается по правому краю текста.

Необходимо использовать следующие установки редактора формул. **Размеры:** "полный" 10.5 pt, "подстрочный" 9 pt, "под-подстрочный" 7 pt, "символ" 14.5 pt, "подсимвол" 12.5 pt. **Стили:** текст, функция, число, кириллица – шрифт "Times New Roman", вектор-матрица – шрифт "Times New Roman", жирный; греческий малый, греческий большой, символ – шрифт "Symbol", прямой; переменная – шрифт "Times New Roman", курсив. Индексы, представляющие собой слова, сокращения слов или аббревиатуры, набираются только в прямом начертании.

Скобки и знаки математических операций вводятся с использованием шаблонов редактора формул MathType.

Начертание обозначений в формулах и в основном тексте должно быть полностью идентично. Все впервые встречающиеся в формуле обозначения должны быть расшифрованы сразу после формулы. После нее ставится запятая, а на следующей строке без абзацного отступа после слова "где" приводятся все обозначения и через тире – их расшифровки; список должен быть составлен в порядке появления обозначений в формуле; в многострочных формулах вначале полностью описывается числитель, а затем – знаменатель; изменение индекса также считается введением нового обозначения, требующего новой расшифровки.

Если при расшифровке встречается обозначение, в свою очередь требующее формульной записи и расшифровки, то с ним поступают, как с отдельной формулой, но расшифровку помещают в круглые скобки.

Верстка рисунков

Рисунки, представляющие собой графики, схемы и т. п., должны быть выполнены в графических векторных редакторах (встроенный редактор Microsoft Word, CorelDraw, Microsoft Visio и т. п.) в черно-белом

виде. Использование точечных форматов (.bmp, .jpeg, .tiff, .html) допустимо только для рисунков, представление которых в векторных форматах невозможно (фотографии, копии экрана монитора и т. п.). Качество рисунков и фотографий должно быть не менее 300 dpi.

В поле рисунка должны размещаться только сам рисунок и его нумерационный и тематический заголовки. Под рисунком размещаются нумерационный заголовок и через точку – тематический. Строка (строки), содержащая заголовки, центрируется относительно рисунка. Переносы в словах в этой области недопустимы.

Описание самого рисунка и введенных на нем обозначений следует приводить в основном тексте статьи.

Каждый рисунок вместе с заголовком должен помещаться в текстовое поле или в поле объекта (в терминах Microsoft Word).

Следует стремиться к горизонтальному размеру рисунка, равному 16.5 или 7.9 см (в первом случае рисунок будет заверстан 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 оканчива-

ется). 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