

Б21.396(06)  
Р15

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ УКРАИНЫ

ХАРЬКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ  
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

# РАДИОТЕХНИКА

Всеукраинский межведомственный  
научно-технический сборник

Основан в 1965 г.

ВЫПУСК 108

КС

БІБЛІОТЕКА ХНУРЕ ІНВ. № 743436
--------------------------------------

Харків

Харківський державний технічний  
університет радіоелектроніки

1998

ХНУРЕ Radvotekhnyka



743436

*Сборник включен в список специальных изданий ВАК Украины по физико-математическим и техническим наукам*

В сборнике рассмотрены вопросы обработки радиосигналов, построения эффективных алгоритмов радиолокационного распознавания. Изложены результаты исследования сотовых систем связи. Приведен анализ возможности оптимизации волоконно-оптических линий связи.

Для преподавателей вузов, научных работников и специалистов.

У збірнику розглянуто питання обробки радіосигналів, побудови ефективних алгоритмів радіолокаційного розпізнавання. Викладено результати дослідження сотових систем зв'язку. Подано аналіз можливості оптимізації волоконно-оптичних мереж зв'язку.

Для викладачів вищих закладів освіти, науковців і фахівців.

Редакционная коллегия: гл. ред., д-р техн. наук проф. *А.И. Терещенко*, зам. гл. ред., канд. техн. наук проф. *В.И. Алехин*, отв. секретарь, канд. техн. наук доц. *Ж.Ф. Пащенко*, д-р физ.-мат. наук *Б.М. Булгаков*, д-р техн. наук проф. *И.Д. Горбенко*, д-р техн. наук проф. *Б.Л. Кащеев*, д-р техн. наук проф. *Н.И. Кравченко*, д-р физ.-мат. наук проф. *В.М. Кузьмичев*, акад. НАН Украины *Л.Н. Литвиненко*, д-р техн. наук проф. *А.А. Молчанов*, д-р физ.-мат. наук проф. *В.А. Омельченко*, д-р техн. наук проф. *В.В. Поповский*, д-р техн. наук проф. *Е.Г. Прошкин*, д-р техн. наук проф. *А.И. Стрелков*, д-р физ.-мат. наук проф. *О.А. Третьяков*, д-р физ.-мат. наук проф. *Н.А. Хижняк*, д-р техн. наук проф. *Я.С. Шифрин*, д-р техн. наук проф. *В.М. Шокало*, д-р техн. наук проф. *С.Н. Шостка*.

Ответственный за выпуск д-р техн. наук проф. *В.В. Поповский*

Адрес редакционной коллегии: Украина, 310726 Харьков-726, просп. Ленина, 14, Харьковский государственный технический университет радиоэлектроники (ХТУРЭ), тел. 40-93-97

© Харківський державний технічний університет радіоелектроніки, 1998

## ЭКОЛОГИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ СОВРЕМЕННОЙ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

В результате длительной эволюции живого природа наделила организмы наиболее целесообразными адаптационными реакциями и в том числе удивительной способностью улавливать энергетически очень слабые воздействия внешних факторов и осуществлять по ним коррекцию функциональных органов организма. Именно это позволяет людям жить в различных климатических условиях, переносить аномалии солнечной активности и магнитного поля Земли и т.д. Глобальные изменения природных условий происходит настолько медленно, что приспособление организмов может происходить в масштабах всей популяции через генетические признаки, передаваемые по наследству. По сравнению с этим, изменения, вызванные деятельностью человека, происходят настолько стремительно, что избежать непредсказуемых последствий этого невозможно. Особенно быстро развивается современная радиоэлектроника. Если изобретатель радио А.С. Попов регистрировал своим грозоотметчиком кратковременные электрические разряды, то в настоящее время Земной шар буквально покрыт плотной оболочкой из всевозможных электромагнитных излучений, созданных руками человека. Можно говорить о всевозрастающем невидимом для глаза загрязнении окружающей нас среды, мощными и слабыми электромагнитными излучениями на всех возможных частотах с различными видами модуляции. В использовании радиодиапазонов преобладает коммерческий подход. Провозглашается — «Радиочастотный ресурс Украины» принадлежит народу Украины и предусматривается продажа этого ресурса, в том числе, и на аукционах. Главной проблемой, на которую обращают внимание при этом, является устранение взаимных помех, а вопросу влияния общей радиационной обстановки на окружающую среду должного внимания не уделяют. До сих пор при оценке этого фактора пользуются ранее установленными коммунальными санитарными нормами для предельно допустимого уровня потока мощности (ПДУ), которые относят к людям, проживающим в районах действия излучателей электромагнитного излучения неограниченно долго. Вызывает удивление, что самые большие в мире ПДУ, установленные в США, и самые шадящие ПДУ, установленные в бывшем СССР, отличаются в 1000 раз. Откуда такая разница? В США ПДУ утверждены сразу после Второй мировой войны начальниками штабов американской армии. Подход, по-видимому, был таким — при потоке мощности более  $10\text{ mW}/\text{cm}^2$  намечается нагрев тка-

ней (температура возрастает примерно на 0,1 градуса) подобно тому, как это имеет место в микроволновых печах. Для потока мощности меньшего этого значения нагрев тканей практически не заметен. Поэтому и была принята санитарная норма  $10\text{ mW}/\text{cm}^2$ , а другие «не тепловые» виды воздействия вообще не принимались во внимание. Это облегчило широкое применение мощных радиосредств в такой густонаселенной стране как США. В СССР оценкой ПДУ занимались биологи. Они, основываясь на известных в то время данных, определили, что при потоке мощности более  $10\text{ }\mu\text{W}/\text{cm}^2$  облучение подопытных животных начинало сказываться на их поведении. Эта цифра была положена в основу, принятого в СССР, ПДУ. Долгое время это ПДУ считалось чем-то абсолютным, хотя оно не учитывало ни рабочую частоту, ни виды модуляции. Одинаковый предельный поток мощности использовался для радиодиапазона, для СВЧ, миллиметрового, субмиллиметрового и лазерного излучения. Эти же нормы используются и в настоящее время, хотя уже понятно, что они не имеют достаточного научного обоснования и требуют серьезной корректировки.

Воздействие электромагнитных полей на биологические объекты это очень сложное явление. Научно обоснованы только отдельные аспекты этой проблемы. Особенно трудно объяснить воздействие слабых полей, которые не способны нагревать ткани. На основе анализа результатов работ, опубликованных в 30-50 гг. Пресман [1] пришел к выводу о существовании информационного действия электромагнитных полей (ЭМП) на биологические объекты. В настоящее время эта гипотеза считается доказанной, хотя в понятие «информационное воздействие» вкладывается различный смысл. Предполагается, что слабые сигналы в том числе изменения геомагнитной обстановки и солнечной активности способны управлять энергоемкими процессами метаболизма живого организма [2]. Другое представление — предполагает передачу и прием организмами электромагнитных кодовых управляющих сигналов. Было обнаружено, признанное в СССР открытием, наличие канала связи между микроорганизмами в диапазоне ультрафиолетовых волн [3]. Другие исследователи постулируют наличие подобных каналов в других диапазонах длин волн, например, в миллиметровом [2]. Есть и другие гипотезы, например, в работе [4] выдвинута гипотеза о существовании электромагнитного каркаса человека.

Интерес к воздействию ЭМП миллиметрового диапазона на биологические объекты резко возрос в 70-е годы. Это в значительной степени произошло благодаря академику Н.Д. Девяткову, возглавлявшему в СССР работы по данной тематике. Особенностью этого периода было широкое проведение клинических исследований в различных отраслях медицины. С этого времени подобные работы ведутся в России [5; 7] и Украине [8; 9]. В упомянутых работах преимущественно использовалось воздействие мил-

лиметровыми волнами малой мощности на биологически активные точки человека. При этом имел место эффект близкий к тому, который в восточной медицине достигается иглоукалыванием или прижиганием. В других случаях ЭМП используется как дополнение к другим, чаще лекарственным методам лечения и при этом облучению подвергаются значительные участки кожи, богатые нервными окончаниями, развитой капиллярной системой, например, области крупных суставов. Общими для всех методик является низкий уровень мощности (1-10mW) и примерно один и тот же диапазон волн (54-74GHz). Конкретные частоты складывались эмпирически, с учетом известных сведений о работах других исследователей. Клинические исследования и использование разработанных методик в коммерческих целях побудили многие организации к разработке и выпуску соответствующей аппаратуры. Первое поколение аппаратуры (серия «Явь») на лампах обратной волны сменилось их полупроводниковыми аналогами «Электроника КВЧ», «МРТ», «Ария» и др. Сегодня выпускается приборы «Порог», действие которых основано на использовании сверхнизкоинтенсивного шумового спектра, со спектральной плотностью  $10^{-18} - 10^{-20} \text{ W/cm}^2 \text{ Hz}$ .

Положительные результаты можно получить при лечении многих заболеваний так же с помощью общего облучения организма ЭМП в диапазоне от сотен MHz до 20GHz [10-15]. В частности на этих частотах производится лечение онкологических больных. Для этого в ИРЭ НАНУ разработан компьютеризованный комплект аппаратуры, способной облучать больных в диапазонах 80-1250 MHz и 6300-12800 MHz по заданной программе. Аппаратура может работать в режимах: широкополосного качания частоты (сви핑ования), излучения последовательности до 50 частотно-модулированных частот, одновременного излучения до 10 частотно-модулированных сигналов в интервалах частот (80 — 140, 140 — 240, 240 — 420, 420 — 720, 720 — 1250) МГц и (6,3 — 7,3, 7,3 — 8,4, 8,4 — 9,6, 9,6 — 11,1, 11,1 — 12,8) GHz. Плотности потока мощности при тотальном облучении регулируются в пределах от 0,03 V/m до 3VB/m для низкочастотного диапазона и от  $0,01 \mu\text{W/cm}^2$  до  $2,5 \mu\text{W/cm}^2$ . При разработке аппаратуры большое внимание уделялось минимальной стоимости и простоте управления, ибо эти факторы определяют степень доступности аппаратуры в клинической практике. В настоящее время готовится промышленное производство «Аппарата низкоинтенсивной электромагнитной терапии», разрабатываются медицинские методики его применения.

Суммируя результаты многочисленных исследований по воздействию ЭМП на живые объекты можно отметить ряд закономерностей:

1. Существуют «частотные окна», в которых биологический эффект наиболее выражен и зависит от частоты несущей и от вида модуляции.

2. Существуют «амплитудные окна» и увеличение интенсивности поля может вызвать периодическое появление и исчезновение биологического эффекта. При переходе из одного «амплитудного окна» в другое наблюдается качественное изменение создаваемого биологического эффекта.
3. При низком уровне сигнала существуют резонансные зависимости эффекта от частоты [16], исчезающие при возрастании интенсивности. Но общие физиологические показатели зависят от частоты не резонансным образом.
4. Реакция на воздействие ЭМП проявляется с задержкой во времени. Наблюдаются эффекты накопления и запоминания биологическим объектом воздействия.
5. Реакция организма зависит от наличия в организме патологии. Организм, находящийся в норме в меньшей степени реагирует на воздействие ЭМП.

В цитируемых работах основной интерес представляло применения ЭМП для лечения людей с той или иной патологией. Случаи повреждения организма радиацией, как правило, не сообщались. Изучения негативного действия ЭМП описано в других работах, где эксперименты проводились главным образом на животных, так как в отношении людей необходимо было руководствоваться жесткими этическими нормами и принципом не навредить. В большинстве случаев животные погибали либо в результате облучения, либо после их вскрытия с целью анализа результатов воздействия радиации. В [17] описаны результаты такого рода исследований, выполненных группой ученых Ростовского государственного университета. Здесь же изложена научная концепция, дающая общее представление о процессах, сопровождающих воздействие ЭМП на организм. По мнению авторов [17] реакция на низкоэнергетическое воздействие ЭМП происходит на уровне организма с участием его центральной нервной системы, через которую осуществляется неспецифическое воздействие на развитие генерализованных реакций.

Рецепторы нервной системы воспринимают информацию от внешнего мира и внутренней среды организма, подвергнутого облучению. При этом популяция нейронов, воспринимающих ЭМП нам достоверно не известна. Наиболее вероятно, таковыми являются ноциорецепторы. Результаты такого восприятия отражаются в гипоталамо-гипофизном отделе мозга, который по принципу обратной связи управляет периферической нервной, эндокринной и другими системами и подсистемами организма. При любых нарушениях гомеостаза под воздействием заболеваний, биологически активных веществ, изменения внешних условий в организме возникает ответная реакция, на которую расходуются энергетические резервы организма и подключаются функциональные резервы. Реакция организма зави-

сит от интенсивности раздражителя, времени его воздействия и может проявиться в виде тренировки организма, активации его защитных сил или стресса, сопровождающегося повреждением организма, а иногда и его гибелью. Многочисленные эксперименты показали, что электрические и магнитные постоянные, переменные и высокочастотные электромагнитные поля, включая радиоволны и оптическое лазерное излучение, воздействуют на центральную нервную систему в качестве раздражителей, и способны повлиять на защитные реакции организма. Важным результатом этих исследований является подтверждение ступенчатого характера воздействия на организм раздражителей. Таких ступеней может быть несколько, и на каждой из них существуют три основных стадии: тренировки, активации организма и стресса. Первые две стадии могут играть положительную роль, ну а стресс, это нежелательная реакция, которая, как правило, наносит вред организму. В каждой из ступеней при увеличении раздражителя примерно на 20-25 % происходит переход от нижней стадии к верхней, например, от стадии тренировки к стадии активации и т.д. На новой ступени три основных стадии тренировки, активации и стресса повторяются, но при этом качественно изменяются. Это приводит к тому, что эффект производимый на организм раздражителями малой интенсивности может оказаться больше чем высокоинтенсивными. Такой результат парадоксален с точки зрения здравого смысла, но он подтвержден экспериментом. В частности, подобное явление используется в гомеопатии, где в качестве лекарств успешно используются ничтожные, исчисляемые тысячными долями процента, концентрации веществ, в то время как более сильные дозы этих же лекарств могут принести серьезный вред.

В [17] представлены результаты исследования (*in vitro*) морфологическими и биохимическими методами мозга, эндокринных желез, периферической крови животных, в которых под воздействием слабых раздражителей происходили большие структурные изменения, перестройка комплексов из множества живых клеток. Судя по фотографиям, приведенным в книге, морфологические изменения, производимые электромагнитными полями в органах очень значительны. Здесь же приведены данные об омоложении крыс под воздействием переменного магнитного поля с частотой 50 Гц. В [18] приведены результаты исследования воздействия ЭМП на нервную систему человека. В работе [19] с помощью введенных в мозг кролика электродов обнаружено влияние модулированного микроволнового излучения на биологические ритмы мозга.

Кроме цитируемых работ имеется огромное количество публикаций как в бывшем СССР, так и в других странах, и особенно в США, где рост числа исследований, посвященных воздействию ЭМП на биологические объекты, сравнивают со взрывом. Это можно объяснить тем, что в ряде лабораторий велись и, по-видимому, ведутся такого рода работы в интересах военных.

Но наряду с этим существует и воздействие индустриального излучения на ничего не подозревающих жителей. Мы свидетели ввода в действие новых телевизионных передатчиков, мобильных, сотовых и спутниковых систем связи, радиорелейных, радиолокационных и радионавигационных устройств как военного так и гражданского назначения. Источники излучения накапливаются в крупных городах, устанавливаются на крышах зданий в непосредственной близости от людей. Передатчики сотовых телефонов люди прислоняют к своему уху, а в недалеком будущем на улицах и автострадах появятся тысячи автомобилей, оснащенных противостолкновительными радаром. Все живое на Земле за миллионы лет адаптировалось к естественным электромагнитным полям космического происхождения и их вариациям в то время как антропогенные источники излучения стали значимыми факторами только за последние 50 лет. Поэтому все возрастающее «электромагнитное загрязнение» окружающей среды не может не оказать глобального влияния на биосферу и на здоровье людей. С другой стороны, изъять из обихода радио, радиосвязь, телевидение невозможно, однако, среди альтернативных технических решений следует выбирать те которые в меньшей мере «загрязняют» окружающую среду электромагнитными полями. Нам хотелось бы чтобы люди это понимали. Следует также обратить внимание на эту проблему государственных органов с целью усиления исследовательских работ в данном направлении и организации системы экологической экспертизы всех проектов, связанных с излучением электромагнитных волн. Создавая систему общего мониторинга радиоизлучений в стране необходимо учитывать не только проблемы взаимных помех, но постоянно уделять внимание экологии, а именно, производить оценку суммарного уровня и качественного состава излучений, сопоставлять результаты подобного мониторинга со статистикой заболеваний в данном регионе с учебой детей в школах, дорожно-транспортных происшествий [20] и т.д.

**Список литературы:** 1. Пресман А.С. Действие микроволн на живые организмы и биологические структуры // Успехи физических наук. 1965. Т. 86. № 2. С. 263 — 302. 2. Девятков Н.Д., Голант М.Б., Бецкий О.В. Миллиметровые волны и их роль в процессах жизнедеятельности. М.: Радио и связь, 1991. 168 с. 3. Казначеев В.П., Михайлова Л.П. Сверхслабые излучения в межклеточных взаимодействиях. М.: Наука, 1981. 144 с. 4. Силько С.П., Мкртчян Л.Н. Введение в квантовую медицину. Киев: Паттерн. 1994. 146 с. 5. Бецкий О.В., Кислов В.В., Девятков Н.Д. Миллиметровые волны низкой интенсивности в медицине и биологии // Зарубежная радиоэлектроника, 1996. С. 3 — 16. 6. Гуляев Ф.И., Петросян В.И., Лысенкова Л.А. и др. Теория и практика спектрально-волновой диагностики и прецезионно-волновой терапии // Биомедицинская радиоэлектроника. В журнале «Радиотехника». 1996. № 9. С. 20 — 32. 7. Девятков Н.Д., Гуляев Ю.В., Белый Ю.Н. и др. Радиофизические основы и новая технология рефлексотерапии с использованием миллиметровых волн и компьютерной диагностики // Биомедицинская радиоэлектроника. В журнале «Радиотехника». 1996. № 9. С. 12 — 19. 8. Теория и практика информационно-волновой терапии / Под ред. Н.Д. Колбуна. Киев: 1996. 268 с. 9. Лиманский Ю.П. Гипотеза о точках акупунктуры как полимодальных рецепторах системы

экологической чувствительности // Физиологический журнал. 1990. Т. 36. № 4. С. 115 — 121.

10. *Белецкая О.Н., Макаренко Б.И., Белецкая Н.А.* Результаты использования электромагнитных СВЧ-излучений для лечения онкологических больных. // Зарубежная радиоэлектроника. 1996. № 12. С. 25 — 26.

11. *Каменев Ю.Ф., Саркисян А.Т., Реброва Т.Б.* Миллиметровое излучение в лечении осложнений раневой инфекцией повреждений конечностей // Вопросы использования электромагнитных волн малой мощности крайне высоких частот (миллиметровых волн). Под ред. Н.Д. Девятова. Ижевск: Удмуртия, 1991.

12. *Акоев И.Г., Кожокару А.Ф., Мельников В.М.* Влияние длительного низко-интенсивного воздействия излучения сантиметрового диапазона на подкожную привитую аденокарциному Эрлиха / Радиоэкология, 1995. Т. 35. Вып. 1. С. 23 — 27.

13. *Наумичева Н.Н.* Применение низкоинтенсивных электромагнитных волн миллиметрового диапазона в комплексном лечении ишемической болезни сердца // Биомедицинская радиоэлектроника. В журнале «Радиотехника». 1997. № 4. С. 85 — 89.

14. *Исмаилов Э.Ш.* Биофизическое действие СВЧ-излучений. М.: Энергоатомиздат. 1987. 144 с.

15. *Казначеев В.П., Михайлова Л.П.* Биоинформационная функция естественных электромагнитных полей. М.: Наука, 1985. 182 с.

16. *Петросян В.И., Житенева Э.А., Гуляев Ю.В.* и др. Физика взаимодействия миллиметровых волн с объектами различной природы // Радиотехника. № 9. 1996. С. 20 — 31.

17. *Гаркави Л.Х., Квакина Е.В., Уколова М.А.* Адапционные реакции и резистивность организма. Ростов-на-Дону: 1990. Ростовский университет. 300 с.

19. *Холодова Ю.А., Лебедева Н.Н.* Реакции нервной системы человека на электромагнитные поля. 1992. Наука. 154 с.

20. *Сопільник Л.І.* Дослідження впливу електромагнітних полів на інтенсивність дорожно-транспортних пригод // Автоматика. Вимірювання та керування. Вісник ДУ «Львівська політехніка». 1997. № 314. С. 74 — 79.

ІРЭ НАН України  
НИЦ КМ «Видзук» Мінздрав України

Поступила в редакцію 02.12.98

А.В. БАКУМЕНКО, Н.А. ХИЖНЯК, д-р физ.-мат. наук

## ИНТЕГРАЛЬНОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ЭРМИТ-ГАУССОВА ПУЧКА КОМПЛЕКСНОГО АРГУМЕНТА

При исследовании электромагнитных волн, генерируемых лазерами и распространяющихся в различных средах, приходится сталкиваться с полями ограниченной апертуры (пучками), математическое представление которых не является однозначным, что приводит к проблеме выбора способа их описания, которое во многом определяется характером задач, возникающих при исследовании распространения этих пучков в различных средах. В данной работе рассмотрено интегральное представление узконаправленного пучка и исходя из него определена собственная функция Эрмит-Гауссова пучка комплексного аргумента.

Узконаправленный волновой пучок, распространяющийся вдоль оси  $z$  может быть представлен в интегральном виде

$$\psi = \frac{kw_0}{2\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(\xi) e^{ikx\xi + ikz\sqrt{1-\xi^2}} d\xi, \quad (1)$$

где для гауссоподобных пучков  $\Phi(\xi)$  имеет вид

$$\Phi(\xi) = \text{Exp} \left[ -\frac{k^2 w_0^2 \xi^2}{4} \right], \quad (2)$$

а  $w_0$  — горловина пучка при  $z = 0$ .

Для определенности узким будем называть пучок, у которого  $kw_0 \gg 1$ . Так как интеграл (1) содержит большой параметр в экспоненте, то его значение можно оценить с помощью метода перевала [1]. Деформируя контур интегрирования таким образом, чтобы он проходил через точку перевала подинтегральной функции ( $\xi = 0$ ), запишем

$$\psi = \frac{1}{\sqrt{1+i\frac{2z}{kw_0^2}}} \text{Exp} \left[ ikz - \frac{\left(\frac{x}{w_0}\right)^2}{1+i\frac{2z}{kw_0^2}} \right],$$

или в обозначениях представленных в [2]:

$$\psi = \frac{w_0}{w} \exp \left[ i(kz + \Theta) - x^2 \left( \frac{1}{w_2} - i \frac{k}{2R} \right) \right], \quad (3)$$

$$w = w_0 \sqrt[4]{1 + \left( \frac{\lambda z}{\pi w_0^2} \right)^2}; \quad R = z \sqrt[4]{1 + \left( \frac{\pi w_0^2}{\lambda z} \right)^2}; \quad \Theta = \frac{1}{2} \text{ArcTan} \left[ \frac{\lambda z}{\pi w_0^2} \right].$$

Функция (3) является собственной функцией для Гауссова пучка [2]. Таким образом, выражение (1) — интегральное представление Гауссова пучка.

Перепишем выражение (2) в виде

$$\Phi(\xi) = (ikw_0\xi)^n \exp \left[ -\frac{k^2 w_0^2 \xi^2}{4} \right]. \quad (4)$$

Подставляя (4) в (1), получим:

$$\hat{\psi} = \frac{k w_0}{2\sqrt{\pi}} (ikw_0)^n \int_{-\infty}^{\infty} \xi^n \exp \left[ -\frac{k^2 w_0^2 \xi^2}{4} \right] e^{ikx\xi + ikz\sqrt{1-\xi^2}} d\xi. \quad (5)$$

Выражение (5) оценить, используя метод перевала не представляется возможным, так как в подинтегральном выражении происходит сближение особых точек: точки перевала и точки ветвления функции  $\xi^n$ . Для оценки интегралов подобного вида воспользуемся теорией об интегральном представлении функции параболического цилиндра  $D_n(u)$ . Из [3; 4] запишем функции параболического цилиндра в виде:

$$\begin{aligned} & \int_{-\infty}^{\infty} (\xi - \xi_b)^n g(\xi) \exp \left[ -i\rho a (\xi - \xi_0)^2 \right] d\xi = \\ & = \sqrt{2\pi} (2\rho a)^{-\frac{1+n}{2}} e^{\frac{u^2}{4} + \frac{i\pi(1-n)}{4}} g(\xi_b) D_n(u), \\ & u = \sqrt{2\rho a} (\xi_b - \xi_0) e^{-\frac{3\pi}{4}}. \end{aligned}$$

Определим  $f(\xi)$  как

$$f(\xi) = -\rho \frac{\xi^2}{4} + ikx\xi + ikz\sqrt{1-\xi^2}, \quad \rho = k^2 w_0^2.$$

Тогда

$$\hat{\psi} = \frac{kw_0}{2\sqrt{\pi}} (ikw_0)^n \sqrt{2\pi} 2^{-\frac{1+n}{2}} \left( \frac{f''(0)}{2i} \right)^{-\frac{1+n}{2}} \times \quad (7)$$

$$\times \text{Exp} \left[ \frac{u^2}{4} + \frac{i\pi(1-n)}{4} \right] g(0) D_n(u),$$

где  $g(0) = \exp \left[ ikz - \frac{\left( \frac{x}{w_0} \right)^2}{\gamma} \right]; \quad \gamma = 1 + \frac{2iz}{kw_0^2}; \quad u = \sqrt{2} \frac{x}{\sqrt{\gamma}}.$

Для  $n$  целых функция параболического цилиндра  $D_n(u)$  может быть выражена через функцию Эрмита [3;4]

$$D_n(u) = 2^{-\frac{n}{2}} e^{-\frac{u^2}{4}} H_n \left( \frac{u}{\sqrt{2}} \right), \quad (8)$$

где  $H_n(z) = (-1)^n e^{z^2} \frac{d^n}{dz^n} (e^{-z^2})$  — функция Эрмита.

Таким образом формула (7) с учетом (8) может быть представлена

$$\hat{\psi} = \left( \frac{1}{\gamma} \right)^{\frac{1+n}{2}} \exp \left[ ikz - \frac{\left( \frac{x}{w_0} \right)^2}{\gamma} \right] H_n \left( \frac{x}{\sqrt{\gamma}} \right). \quad (9)$$

Полученную в выражении (9) функцию будем называть собственной функцией для Эрмит — Гауссова пучка комплексного аргумента.

Перепишем выражение (9) в виде

$$\hat{\psi} = \left( \frac{q_0}{q} \right)^{\frac{1+n}{2}} \exp \left[ ikz - cx^2 \right] H_n(\sqrt{c}x), \quad (10)$$

где  $c = \frac{1}{\gamma w_0^2}; \quad q_0 = i \frac{kw_0^2}{2}; \quad q = i \frac{kw_0^2}{2} - z.$

Функция (10) была получена в работе [5], где автор находит ее из решения соответствующего дифференциального уравнения.

### Заключение

В данной работе нами было построено интегральное представление (5) для поля Гауссова пучка высшего порядка. Построена теория, позволяющая получить его асимптотическую формулу (9), которая совпала с

ранее известной собственной функцией Эрмит — Гауссова пучка комплексного аргумента, полученной другим методом.

Интегральное представление (5) может быть полезно для решения задач описывающих возбуждение и распространение узких пучков разнообразной природы.

Интересно заметить, что полученная нами функция (9), не дает сферического волнового фронта для пучков высших порядков  $n > 1$ , так как наличие комплексного аргумента в функции Эрмита  $H_n\left(\frac{x}{w_0}/\sqrt{\gamma}\right)$  дает дополнительное изменение фазы пучка по сравнению с обычным Эрмит — Гауссовым пучком высшего порядка, действительного переменного [2].

**Список литературы:** 1. *Годин О.А.* Волны в слоистых средах. М.: Академия наук СССР. 1957. 502 с. 2. *Kogelnik H., Li. T.* Laser Beams and Resonators // Proceeding of the IEEE. 1966. Т. 54. № 10. С. 1312 — 1329. 3. *Уиттекер Э.Т., Ватсон Дж.Н.* Курс современного анализа. Т. II. М.: Государственное издательство физико-математической литературы, 1963. 516 с. 4. *Киреев И.Е., Карпов К.А.* Таблицы функций Вебера. Т. I. М.: Вычислительный центр АН СССР, 1959. 344 с. 5. *Siegman A.E.* Hermite-gaussian functions of complex argument as optical-beam eigenfunctions // JOSA. 1973. Т. 63. № 9. С. 1093 — 1094.

*Харьковский государственный университет*

*Поступила в редколлегию 22.07.98*

Ю.О. КОРЕНЯК

## ОМИЧЕСКОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ МЕЖДУ ПАРАМИ ЭЛЕКТРОДОВ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ, РАСПОЛОЖЕННЫХ НА ПОВЕРХНОСТИ С ЗАДАННОЙ УДЕЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОПРОВОДИМОСТЬЮ

В работах [1; 2] рассматривалась задача об определении сопротивления при скин-эффекте между анодом, который расположен на верхней грани диода, имеющего форму правильного параллелепипеда, и омическим контактом на его нижнем основании (рис. 1, а соответствует аноду крестообразной формы). Если анод, как, в отраженном на рис. 1, а случае, симметричен относительно диагоналей верхнего основания, то задача может быть сведена к плоской смешанной краевой задаче для уравнения

$$\operatorname{div}(\sigma \operatorname{grad} \varphi) = 0 \quad (1)$$

в области  $\Omega$  (рис. 1, б) с граничными условиями

$$\varphi|_{\partial\Omega_1} = V; \quad (2)$$

$$\varphi|_{\partial\Omega_2} = 0; \quad (3)$$

$$\frac{\partial \varphi}{\partial \nu} \Big|_{\partial\Omega_3} = 0. \quad (4)$$

Здесь  $\varphi$  — искомое распределение электрического потенциала;  $V$  — заданное значение потенциала на аноде;  $\sigma$  — известная в области  $\Omega$  функция удельной электропроводимости,  $\partial\Omega_2 = D_1 A_{12} \cup A_1 B_{12} \cup B_1 C_{12} \cup C_1 D_1$ ,

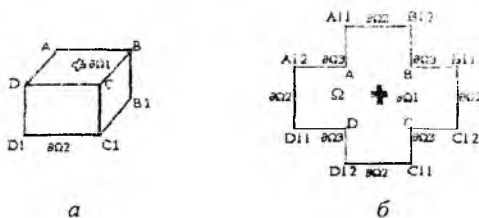


Рис. 1

$$\partial\Omega_3 = A_{11}A_{12} \cup B_{11}B_{12} \cup C_{11}C_{12} \cup D_{11}D_{12}.$$

После решения задачи (1) — (4) сопротивление диода может быть найдено по формуле

$$R = \frac{V}{J} = \frac{V^2}{\int_{\Omega} \sigma (\nabla\varphi)^2 d\Omega}, \quad (5)$$

где  $J$  — сила тока между анодом  $\partial\Omega_1$  и омическим контактом  $\partial\Omega_2$ ;  $\sigma$  — удельная электропроводимость. В [1] дано решение этой задачи МКЭ, а в [2] — методом R-функций. Последний в данном случае следует признать более эффективным, так как результаты, представленные в работе [2], оказались на 9 % точнее результатов, в работе [1]. Кроме упомянутых, имеется ряд других задач, связанных с необходимостью рассматривать двумерные поля в областях сложной геометрии [3;4] в целях определения сопротивления, проводимости, сил токов и других инженерных характеристик. Обратим внимание на то, что сопротивление  $R$ , определяемое формулой (5), не зависит от потенциала  $V$ , а полностью определяется удельной электропроводимостью  $\sigma$  и геометрическими параметрами — формой области  $\Omega$ , анода  $\partial\Omega_1$  и омического контакта  $\partial\Omega_2$ . Действительно, пусть  $\varphi^{(12)}$  — решение краевой задачи (1) — (4), в которой условие (2) заменено условием

$$\varphi^{(12)} \Big|_{\partial\Omega_1} = 1, \quad (6)$$

что соответствует значению  $V=1$ . Так как задача является линейной,  $\varphi = V\varphi^{(12)}$ . Подставляя это выражение в (5), получаем

$$R = \frac{1}{\int_{\Omega} \sigma (\nabla\varphi^{(12)})^2 d\Omega}. \quad (7)$$

Зависимость сопротивления только от формы локусов  $\Omega$ ,  $\partial\Omega_1$ ,  $\partial\Omega_2$ ,  $\partial\Omega_3$  (см. рис. 1, б), подтверждается тем обстоятельством, что значение  $R$  не изменится, если правые части краевых условий (2) и (3) поменять местами, сделав подстановку в (6):

$$\varphi^{(21)} \Big|_{\partial\Omega_1} = 0; \quad (8)$$

$$\varphi^{(21)}|_{\partial\Omega_2} = 1. \quad (9)$$

Действительно, решение  $\varphi^{(21)}$  краевой задачи (1), (4), (8), (9) может быть выражено через функцию  $\varphi^{(12)}$ :

$$\varphi^{(21)} = 1 - \varphi^{(12)}. \quad (10)$$

Поскольку градиент  $\varphi^{(21)}$  отличается от градиента функции  $\varphi^{(12)}$  лишь знаком, при замене в (7) функции  $\varphi^{(12)}$  на  $\varphi^{(21)}$  изменения сопротивления  $R$  не произойдет.

В данной работе подход, примененный в [2], обобщается для класса задач, в которых решение уравнения (1) должно быть найдено в связной области  $\Omega$ , при наличии в ней или на ее границе произвольного числа идеальных проводников  $\partial\Omega_i$  ( $i = 1, \dots, n$ ) и изоляторов  $\partial\Omega_k$  ( $k = n+1, \dots, N$ ), имеющих произвольную форму (рис. 2). При этом на проводниках  $\partial\Omega_i$  заданы значения потенциала

$$\varphi|_{\partial\Omega_i} = V_i \quad (i = 1, \dots, n), \quad (11)$$

а на изоляторах  $\partial\Omega_k$  ( $k = n+1, \dots, N$ ) — краевое условие Неймана (4). В результате решения задачи может быть не только получена картина электрического поля для любых наборов значений потенциалов  $V_i$ , но и предложен алгоритм вычисления значений омических сопротивлений  $R_{ij}$  между любой паров проводников  $\partial\Omega_i$  и  $\partial\Omega_j$  ( $i, j = 1, \dots, n$ ). При этом используется отмеченное выше обстоятельство: при фиксированной удельной электропроводности  $\sigma$  (не обязательно постоянной) омическое сопротивление  $R_{ij}$  между проводниками  $\partial\Omega_i$  и  $\partial\Omega_j$  зависит только от формы области  $\Omega$  т.е. от (формы проводников  $\partial\Omega_i$  ( $i = 1, \dots, n$ ), изоляторов  $\partial\Omega_k$  ( $k = n+1, \dots, N$ ) с учетом их взаимного расположения, а значит, является функционалом геометрических параметров, отраженных при постановке задачи, и параметров их размещения.

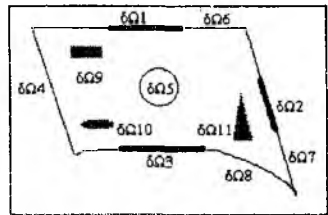


Рис. 2

Пусть  $\partial\Omega_{l_1 l_2 \dots l_s}$  — проводник, представляющий собой соединение  $s$  проводников  $\partial\Omega_{i_1 i_2 \dots i_s} = \bigcup_{j=1}^s \partial\Omega_{i_j}$ , на котором задан единичный потенциал, а  $\partial\Omega_{l_{s+1} l_{s+2} \dots l_n}$  — проводник, представляющий соединение оставшихся проводников, на котором задан нулевой потенциал. Для данной пары проводников приходим к задаче с тремя краевыми условиями (ее решение обозначим через  $\varphi_{l_1 l_2 \dots l_s}$ ). Эти условия формулируются следующим образом:

$$\varphi_{l_1 l_2 \dots l_s} \Big|_{\partial\Omega_{l_1 l_2 \dots l_s}} = 1; \quad (12)$$

$$\varphi_{l_1 l_2 \dots l_s} \Big|_{\partial\Omega_{l_{s+1} l_{s+2} \dots l_n}} = 0; \quad (13)$$

$$\frac{\partial\varphi_{l_1 l_2 \dots l_s}}{\partial\nu} \Big|_{\partial\Omega_3} = 0. \quad (14)$$

В результате получаем задачу того же типа, который рассмотрен в [1;2]. Различие состоит лишь в том, что в роли анода теперь выступает несвязный проводник  $\partial\Omega_{l_1 l_2 \dots l_s} = \partial\Omega_{i_1} \cup \dots \cup \partial\Omega_{i_s}$ , являющийся объединением проводников  $\partial\Omega_{i_i}$ ,  $i=1, s$ , а омический контакт реализуется на несвязном проводнике  $\partial\Omega_{l_{s+1} l_{s+2} \dots l_n} = \partial\Omega_{i_{s+1}} \cup \dots \cup \partial\Omega_{i_n}$ , являющемся объединением проводников  $\partial\Omega_{i_k}$ ,  $k = s+1, n$ . При реализации МКЭ, примененного в работе [1], такое изменение в постановке задачи может привести к существенным затруднениям, поскольку усложнит построение соответствующей сетки конечных элементов. При использовании метода R-функций названная трудность несущественна.

Пусть  $K_{l_1 l_2 \dots l_s}^{l_{s+1} l_{s+2} \dots l_n}$  —  $n$  проводимость объекта между  $\partial\Omega_{l_1 l_2 \dots l_s}$  и  $\partial\Omega_{l_{s+1} l_{s+2} \dots l_n}$ . Поскольку она не зависит от порядка нумерации проводников, то

$$K_{l_1 l_2 \dots l_s}^{l_{s+1} l_{s+2} \dots l_n} = K_{l_{s+1} l_{s+2} \dots l_n}^{l_1 l_2 \dots l_s} \quad (15)$$



т.е. является переопределенной. Это объясняется тем, что между решениями  $\varphi_{l_1 l_2 \dots l_s}$  соответствующих краевых задач имеется одна лишняя связь:

$$3 \sum_{i,j,k,m=1}^4 (\varphi_{l_i} + \varphi_{l_j l_k l_m}) = 4 \sum_{k,s=1}^6 \varphi_{l_k l_s}. \quad (20)$$

С увеличением  $n$  число таких связей возрастает и равняется  $M(n) - N(n)$ .

Обстоятельством, облегчающее решение соответствующих краевых задач, заключается в том, что во всех вариантах входная геометрическая информация не меняется, а изменяются лишь номера локусов  $\partial\Omega_{l_1 l_2 \dots l_s}$ , на которых задаются ненулевые (равные единице) значения искомых функций  $\varphi_{l_1 l_2 \dots l_s}$ .

Кроме того, в системе "Поле", используемой для решения задач, предусмотрена возможность получать решения для всех таких вариантов в рамках одной рабочей программы.

При реализации метода R-функций можно воспользоваться следующей структурой решения:

$$\varphi_{l_1 \dots l_s} = u0_{l_1 \dots l_s} + u1_{l_1 \dots l_s}, \quad (s = 1, \dots, n-1), \quad (21)$$

$$u1_{l_1 \dots l_s} = \omega_{l_1 \dots l_s} P_{l_1 \dots l_s}; \quad (22)$$

$$u0_{l_1 \dots l_s} = \frac{\sum_{i=1}^s V_i \omega_{l_i}^{-1}}{\sum_{i=1}^s \omega_{l_i}^{-1}}; \quad (23)$$

$$\omega_{l_1 \dots l_s} = \omega_{l_1} \vee_{\alpha} \dots \vee_{\alpha} \omega_{l_i} \vee_{\alpha} \dots \vee_{\alpha} \omega_{l_n}, \quad (24)$$

где  $P_{l_1 \dots l_s}$  — выбранные аппроксимирующие полиномы (в данной работе — кубические сплайны);  $\omega_{l_i}$  — функции локусов  $\partial\Omega_{l_i}$ , соответствующих заданным проводникам;  $V_i$  — значение функции  $\varphi_{l_1 l_2 \dots l_s}$  на каждом локусе  $\partial\Omega_{l_i}$ . Условие Неймана, которое задано на локусе  $\partial\Omega_3 = 0$ , является естественным, и его выполнение можно не проверять.

Рассмотрим пример: пусть имеется пластина с тремя электродами, на которых присутствуют потенциалы  $V_1, V_2, V_3$  (рис. 3),

где  $V_1 = -1$  В;  $V_2 = 1$  В;  $V_3 = 2$  В (распределение электрического потенциала показано на рис. 4, а). Попарно обнулим  $V_1$  с  $V_2$ ,  $V_1$  с  $V_3$ ,  $V_2$  с  $V_3$ , используя формулу (19), и получим результаты, отображенные на рис. 4, б, 4, в, 4, г, где показано распределение электрического потенциала для данных значений  $V_i$ , где  $i = \{1, 2, 3\}$ .

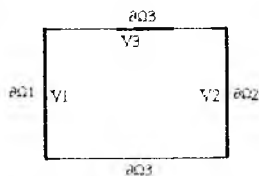


Рис. 3

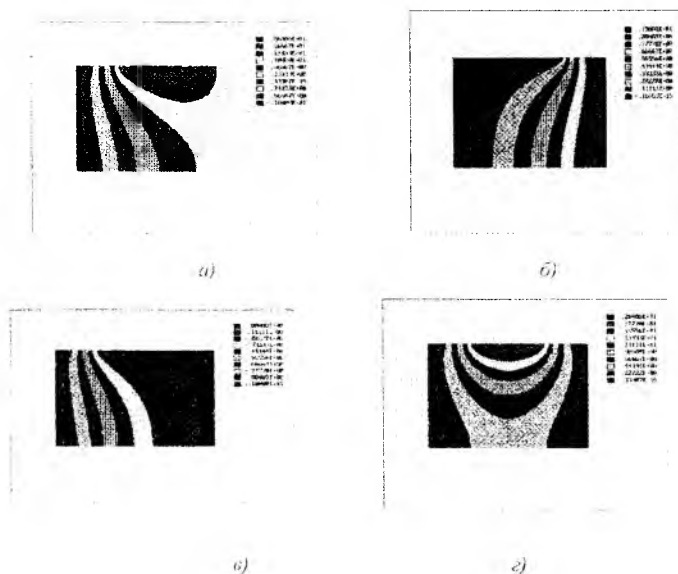


Рис. 4

Далее находим сопротивления:

$$R_{23}^1 = 0.819E+00, R_{13}^2 = 0.819E+00, R_{12}^3 = 0.139E+00. \quad (25)$$

Преобразуем (25) по правилу

$$K = 1/R \quad (26)$$

и подставим в (19). Получим систему, решив которую найдем:

$$K_{13} = 1,221, \quad K_{12} = 7,194, \quad K_{23} = 1,221, \quad (27)$$

откуда из (26) можно установить искомого сопротивление между электродами  $\partial\Omega_1, \partial\Omega_2, \partial\Omega_3$ , равное  $R_{12}, R_{23}, R_{13}$ .

Отсюда можно сделать вывод, что метод R-функций значительно облегчает решение краевых задач электростатики путем точного и простого задания уравнения границы области. Используя вариационные методы, можно найти сопротивление пластин при произвольном количестве электродов  $N$  по предложенной нами методике. Данная методика универсальна и применима для широкого класса прикладных задач.

**Список литературы:** 1. *Langley II J.B.* // Phys. D. Thesis / Nat. Univ. Ireland. Dublin, 1980. P. 25 — 35. 2. *Рвачев В.Л., Кравченко В.Ф., Шейко Т.И.* Влияние геометрических параметров диода с барьером Шоттки на сопротивление при скин-эффекте // Измер. техника. 1993. № 6. С. 56 — 59. 3. *Михлин С.Г.* Вариационные методы в математической физике. М.: Гостехтеоретиздат, 1957. 511 с. 4. *Рвачев В.Л.* Теория R-функций и некоторые ее приложения. К.: Наук. думка, 1982. 552 с.

*Институт проблем машиностроения*

*Поступила в редколлегию 24.11.98*

## ОПТИМИЗАЦИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОВЕРХНОСТИ ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ ВНЕШНЕГО ПОЛЯ

В этой статье описан метод нахождения интегральных характеристик (омического сопротивления, емкости, жесткости на кручение) плоских поверхностей сложной формы. Рассмотрены методика оптимизации исследуемых характеристик путем вариации геометрии границы поверхности и методика описания геометрии границы поверхности с помощью R-функций. Проанализирован алгоритм оптимизации характеристики поверхности.

Дана плоская область  $\Omega$  сложной формы (рис. 1). Если известны уравнения  $w_i(x, y) = 0$  линий, которые содержат участки границы, то границу данной области  $\Omega$  можно описать с помощью R-функций [4]

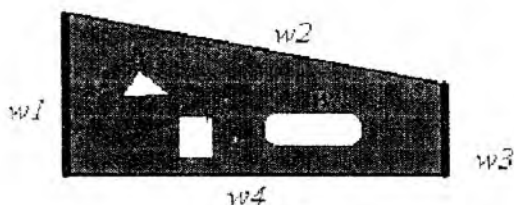


Рис. 1

уравнением вида

$$W = F(w_1(x, y), w_2(x, y), \dots, w_n(x, y)) = 0, \quad (1)$$

где  $W = 0$  – уравнение границы  $\partial\Omega$ ,  $F$  – функция, куда входят R-операции.

Самые распространенные R-операции —  $\Lambda_\alpha$ ,  $\bigvee_\alpha$  и  $\bar{x}$ . Как показано в [4], данная система функций является достаточно полной. Функции  $W$ ,  $w_i$  ( $i = 1, n$ ) равны нулю на своей границе, больше нуля внутри области и меньше нуля за ее пределами [4].

При  $\alpha = 0$  получаем для  $\Lambda_\alpha$ ,  $\bigvee_\alpha$  следующие выражения:

$$x_1 \wedge_0 y_1 = x_1 + y_1 - \sqrt{x_1^2 + y_1^2} = 0; \quad (2)$$

$$x_1 \vee_0 y_1 = x_1 + y_1 + \sqrt{x_1^2 + y_1^2} = 0; \quad (3)$$

$$\overline{x} = -x. \quad (4)$$

Зная уравнение границы  $\partial\Omega$ , можно решить целый класс краевых задач. Например, уравнение Лапласа позволяет решить задачу Дирихле, Неймана или задачу смешанного типа, т.е.

$$\begin{aligned} \Delta u &= 0, \\ u|_{\partial\Omega_i} &= \varphi_i, \quad i = 1, n; \\ \frac{\partial u}{\partial n}|_{\partial\Omega_j} &= h_j, \quad j = 1, m. \end{aligned} \quad (5)$$

Решение задачи (5) находится из [4] в виде

$$u = \varphi + w\Phi, \quad (6)$$

где  $w = 0$  – уравнение границы области;  $\Phi$  – неопределенная компонента пучка из множества ограниченных функций;  $\varphi$  – функция Лагранжа,

$$\varphi = \frac{\varphi_1 w_1^{-1} + \dots + \varphi_n w_n^{-1}}{w_1^{-1} + \dots + w_n^{-1}}. \quad (7)$$

Здесь  $w_i = 0$  – уравнение участка границы области, на котором искомая функция  $u$  принимает значения  $\varphi_i$ .

Краевую задачу (5) сведем к вариационной задаче [3] о минимизации функционала  $F(u) = \int_{\Omega} (\text{grad}(u))^2 \partial\Omega - 2 \int_{\partial\Omega} u h \partial S$ . Решив ее одним из известных методов, например, методом Ритца, найдем значение функции  $u$ . Если  $u$  — распределение потенциала электрического поля, то с помощью известной формулы [2] получим значения сопротивления поверхности между двумя электродами:

$$R = \frac{V^2}{\int_{\Omega} \sigma (\nabla u)^2 \partial\Omega}, \quad (8)$$

где  $V$  – разность потенциалов между анодом и омическим контактом;  $\sigma$  – удельная электропроводимость

Здесь возникает вопрос: как сделать минимальной (максимальной) исследуемую характеристику данной поверхности? Как известно, сопро-

тивление пластины зависит от формы пластины, расстояния между тестовыми точками (точками, между которыми измеряется сопротивление) и материала, из которого она изготовлена. Проблема выбора материала пластины заслуживает отдельного рассмотрения и здесь не затрагивается.

Нами предлагается метод направленного изменения границ области в целях оптимизации интересующей характеристики.

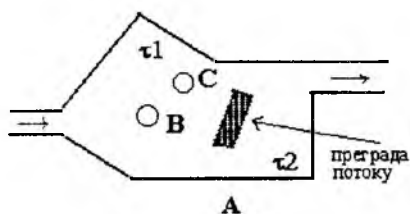


Рис. 2

Пусть имеется поток по области **A**, (рис. 2), и в ней расположен круглый объект **B** с центром в точке  $K_1$ . Необходимо определить, куда нужно переместить объект **B** для уменьшения сопротивления потоку. Интуитивно можно предложить, что объект нужно переместить в сторону любого из углов  $\tau_1$  или  $\tau_2$ , но исходя из рис. 2 нельзя сказать точно в сторону какого из них.

Возьмем небольшое по сравнению с размерами **A** и **B** смещение  $dl$  тела **B** (как показано на рис. 3) и решим задачу (5), (8) для нового расположения объекта с центром в точках  $K_2$  и  $K_3$ .

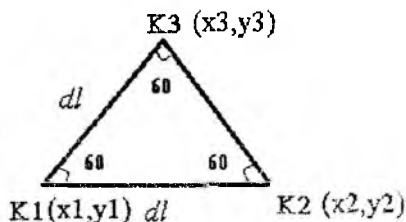


Рис. 3

Проводимости  $\kappa_1, \kappa_2, \kappa_3$  в точках  $K_1, K_2, K_3$  соответственно являются величинами обратными к сопротивлению  $R$  в (8). По трем точкам постро-

ним уравнение плоскости, где в качестве третьей переменной выступает проводимость  $k_j = 1/R_j$ . Здесь  $j = \{1, 2, 3\}$ ; и  $R_j$  — сопротивление (8) в точке  $K_j$ . Уравнение записывается в виде

$$\begin{vmatrix} x-x_1 & y-y_1 & k-k_1 \\ x_2-x_1 & y_2-y_1 & k_2-k_1 \\ x_3-x_1 & y_3-y_1 & k_3-k_1 \end{vmatrix} = 0. \quad (9)$$

Из (9) определим функцию  $k$

$$k = f(x, y, x_1, x_2, x_3, y_1, y_2, y_3, k_1, k_2, k_3) = f(x, y) \quad (10)$$

или

$$k = f(x, y) = ax + by + c, \quad (11)$$

где  $k$  — оптимизируемая величина.

Вспользуемся принципам, используемым в градиентном методе [5]. Значение градиента для  $k$

$$\text{grad}(k) = \text{grad}(f(x, y)) = a\bar{i} + b\bar{j}. \quad (12)$$

Отсюда можно получить направление изменения положения данного объекта **B**, соответствующее увеличению (уменьшению) значения оптимизируемой характеристики поверхности. Новые координаты определяются как новое местоположение объекта **B**:

$$\left(x_1 + h * \frac{a}{\Theta}, y_1 + h * \frac{b}{\Theta}\right). \quad (13)$$

Здесь  $\Theta$  — нормирующий множитель уравнения (11),

$$\Theta = \sqrt{a^2 + b^2}; \quad (14)$$

$h$  — шаг изменения координаты, вычисляемый по формуле

$$h = \frac{\text{step}}{\sqrt{a^2 + b^2}}, \quad (15)$$

где начальное значение  $\text{step}$  равно радиусу окружности, описанной вокруг перемещаемого объекта. При значении  $R_{i+1} > R_i$ , где  $R_i$  — сопротивление поверхности на  $i$ -й итерации согласно (8), или выхода перемещаемого объекта за пределы области значение  $\text{step}$  уменьшается в два раза.

Итерационный процесс останавливается при достижении значений  $h \leq \varepsilon_1$  и  $\frac{|R_{i+1} - R_i|}{R_i} \leq \varepsilon_2$ , где  $\varepsilon_1$  — задаваемое ограничение на малость шага изменения координат;  $\varepsilon_2$  — сопротивление на  $i$ -м шаге итерации.

Данный метод можно обобщить для оптимизации интересующей характеристики поверхности путем изменения ее геометрической формы, в частности нескольких ее составных частей одновременно. Например, можно одновременно варьировать местоположение объектов **B** и **C** (на рис. 2), причем таких объектов может быть сколь угодно много. Так, для случая, когда варьируется местоположение одного объекта, нами во время выполнения одной итерации решается три промежуточные задачи (5), (8), после чего производится изменение местоположения объекта **B**. Но для  $N$  объектов количество решенных задач составит  $3 * N$ ; следовательно суммарное количество промежуточных задач при  $M$  итерациях возрастет до

$$T = 3 * N * M. \quad (16)$$

Предложенный метод решения подобных задач реализуется программно и позволяет так изменить геометрию границы поверхности, чтобы получить ее исследуемую характеристику в оптимальном виде. Для задач электростатики такой характеристикой является минимальное сопротивление, для задач кручения стержня — жесткость на кручение. Однако нужно отметить, что данный метод ресурсоемкий в отношении использования машинного времени. Так, при решении данной задачи на мод. 486 компьютере в системе “Поле” при  $M = 8$  необходимо затратить около 7 ч.

**Список литературы:** 1. Langley II J.B. // Phys. D. thesis. Nat. Univ. Ireland. Dublin 1980. С. 25–35. 2. Рвачев В.Л., Кравченко В.Ф., Шейко Т.И. Влияние геометрических параметров диода с барьером Шоттки на сопротивление при скин-эффекте // Измер. техника. 1993. № 6. С. 56–59. 3. Михлин С.Г. Вариационные методы в математической физике. М.: Гос-техтеориздат, 1957. 511 с. 4. Рвачев В.Л. Теория R-функций и некоторые ее приложения. К.: Наук. думка, 1982. 552 с. 5. Бронштейн И.Н. Справочник по математике. М.: Наука. 1981. 720 с.

*Институт проблем машиностроения*

*Поступила в редакцию 24.11.98*

А.И. СРЕЛКОВ, д-р техн. наук, А.М. СТАДНИК канд. физ.-мат. наук,  
А.П. ЛЫТЮГА, Т.А. СРЕЛКОВА

## СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ВЕРОЯТНОСТНОГО И ДЕТЕРМИНИРОВАННОГО МЕТОДОВ ОСЛАБЛЕНИЯ СВЕТОВЫХ ПОТОКОВ

Одним из сдерживающих факторов совершенствования оптико-электронных систем является ограниченность динамического диапазона существующих фотоприемных устройств. Для расширения динамического диапазона оптических приемников наряду с использованием различных схем автоматической регулировки усиления широко применяются нейтральные фильтры и диафрагмы, предварительно ослабляющие интенсивность принимаемого сигнала.

Однако серьезным недостатком нейтральных фильтров является то, что они ухудшают отношение сигнал/шум. Это обуславливает необходимость разработки методов и устройств ослабления оптического излучения, по возможности свободных (или почти свободных) от указанного недостатка.

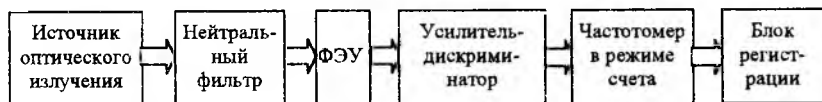
Основой для поиска таких методов могут послужить следующие эвристические соображения. Ослабление оптического сигнала после фильтра можно рассматривать как результат прореживания исходного пуассоновского потока квантов света. Для нейтрального фильтра ослабление в  $m > 1$  раз реализуется случайным (с вероятностью  $p = m^{-1}$ ) пропуском каждого фотона исходного потока (и с вероятностью  $q = 1 - p$  — его не пропуском), что соответствует вероятностной модели Бернулли [1]. В этом случае осуществляется стохастическое, вероятностное ослабление потока света.

В определенном смысле противоположной предыдущему методу представляется реализация такого же по величине ослабления потока света строго детерминированным образом — пропуском только каждого  $m$ -го фотона исходного потока и не пропуском последующих  $m - 1$  фотонов. Потоки, получаемые после прореживания исходного пуассоновского потока таким способом, можно описать так называемыми потоками Эрланга  $m$ -го порядка [2 — 5].

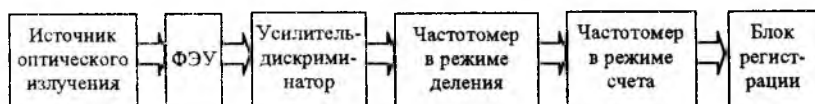
Результаты экспериментального сравнения влияния стохастического и детерминированного методов ослабления пуассоновского потока фотонов на результирующие отношения сигнал/шум, а также теоретические и численные расчеты и послужили предметом настоящей статьи.

## Схема эксперимента

Экспериментальное исследование закономерностей вероятностного и детерминированного ослабления потоков производилось на специально созданной лабораторной установке, схема которой приведена на рис. 1.



а



б

Рис. 1

Величина оптического сигнала от источника (светодиод К-30) выбиралась достаточно малой для того, чтобы фотозлектронный умножитель с усилителем-дискриминатором работал в режиме счета фотонов. Вероятностное ослабление (рис. 1, а) светового потока от источника осуществлялось с помощью нейтральных светофильтров с заданной (по ГОСТ 9411-81) оптической плотностью. После частотомера, работавшего в режиме счета, данные поступали на блок регистрации — ПЭВМ с устройством сопряжения.

При детерминированном ослаблении (рис. 1, б) в схеме отсутствовал нейтральный фильтр, а после ФЭУ включался дополнительный частотомер, работавший в режиме деления.

Влияние внутренних шумов ФЭУ устранялось посредством продолжительного выдерживания его в темноте и выставления соответствующего порога усилителя-дискриминатора.

Программа проведения экспериментальных работ включала в себя:

1. Измерение интенсивности входного светового потока и определение для него квадрата отношения сигнал/шум ( $\varphi$  — отношения квадрата среднего числа импульсов к дисперсии числа импульсов)  $\varphi_0^2 = \bar{n}_0^2 / \sigma_0^2$ .

2. Измерение интенсивности светового потока на выходе ФЭУ и определение квадрата отношения сигнал/шум  $\varphi_S^2 = \bar{n}_S^2 / \sigma_S^2$  при вероятностном (стохастическом) ослаблении исходного потока.

3. Измерение интенсивности светового потока на выходе частотометра, работающего в режиме деления, и определение квадрата отношения сигнал/шум  $\varphi_D^2 = \bar{n}_D^2 / \sigma_D^2$  при детерминированном ослаблении исходного потока.

Результаты экспериментальных измерений величин  $\varphi_D^2$  и  $\varphi_S^2$  получены при усреднении более 1000 реализаций. На рис. 2 сплошными

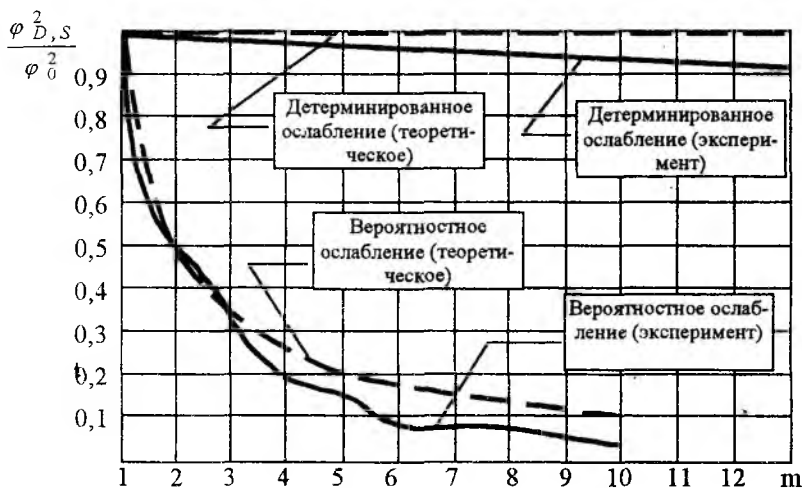


Рис. 2

кривыми представлены экспериментально полученные зависимости величин  $\varphi_D^2$  и  $\varphi_S^2$ , нормированных на квадрат отношения сигнал/шум исходного светового потока  $\varphi_0^2$ , от величины коэффициента ослабления  $m$ .

### Аналитические соотношения

Получим выражения для отношений сигнал/шум (среднего числа фотонов к среднеквадратичному его отклонению) на выходе фильтра для моделей стохастического и детерминированного ослаблений. Как уже отмечалось, нейтральный фильтр с ослаблением в  $m$  раз реализуется как результат прореживания исходного потока по следующей схеме: с вероятностью  $p = 1/m$  фотон пропускается фильтром, а с вероятностью  $q = 1 - p$  — не пропускается.

Пусть событие  $H_n$  заключается в том, что исходный (до фильтра) поток содержит  $n$  фотонов (множество несовместимых событий  $\{H_m\}$  образует полную группу гипотез). Тогда вероятность события  $A_k$ , состоящего в том, что поток после фильтра будет содержать  $k$  фотонов, по формуле полной вероятности равна

$$P(A_k) = \sum_{n=0}^{\infty} P(A_k | H_n) P(H_n), \quad (1)$$

где  $A_k$  — условная вероятность появления события при условии, что произошло событие  $H_n$ , равна (в схеме Бернулли)

$$P(A_k | H_n) = \begin{cases} C_n^k p^k q^{n-k}, & n \geq k; \\ 0, & 0 \leq n < k. \end{cases} \quad (2)$$

В предположении о пуассоновском характере исходного потока вероятность  $P(H_n)$  дается известным выражением

$$P(H_n) = \frac{\bar{n}^n}{n!} e^{-\bar{n}}, \quad (3)$$

где  $\bar{n} = \sum_{n=0}^{\infty} n P(H_n)$  — среднее число фотонов на интервале наблюдения.

Подстановка (1) и (2) в (3) после некоторых преобразований дает

$$P(A_k) = \frac{(p \bar{n})^k}{k!} e^{-p \bar{n}}, \quad (4)$$

т.е. поток и после нейтрального фильтра является пуассоновским, но уже с меньшим по сравнению с исходным в  $m = 1/p$  раз средним значением.

Это позволяет сразу (поскольку, как известно, для пуассоновского потока дисперсия совпадает со средним) записать выражение для отношения сигнал/шум на выходе нейтрального фильтра (после стохастического ослабления)

$$\Phi_S^2 = \frac{1}{m} \Phi_0^2, \quad (5)$$

где  $\Phi_0 = \sqrt{\bar{n}}$  — отношение сигнал/шум исходного потока.

Аналогичное рассмотрение для детерминированного ослабления позволяет представить вероятность события  $B_k$  — того, что результирующий (прореженный) поток будет иметь  $k$  фотонов, в виде

$$P(B_k) = \sum_{n=0}^{\infty} P(B_k | H_n) P(H_n), \quad (6)$$

где соответствующая условная вероятность, как нетрудно видеть, равна

$$P(B_k | H_n) = \begin{cases} 1, & mk \leq n \leq m(k+1) - 1; \\ 0, & n < mk \text{ или } n > m(k+1) - 1. \end{cases} \quad (7)$$

Совместное использование выражений (6) и (7) дает

$$P(B_k) = \sum_{n=mk}^{m(k+1)-1} \frac{\bar{n}^n}{n!} e^{-\bar{n}} \quad (8)$$

Зная вероятности (8), можно рассчитать первые два момента случайного числа импульсов

$$\overline{n^v_D} = \sum_{k=0}^{\infty} k^v P(B_k), \quad v = 1, 2 \quad (9)$$

и найти затем квадрат отношения сигнал/шум при детерминированном ослаблении

$$\Phi_D = \left( \frac{\overline{n^2_D}}{\bar{n}^2_D} - 1 \right)^{-1} \quad (10)$$

Соотношения (7) и (8) имеют прозрачный физический смысл: если из  $n$  фотонов исходного пуассоновского потока пропускается только каждый  $m$ -й, то на выходе будет появляться ноль фотонов тогда и только тогда, когда число фотонов исходного потока  $0 \leq n \leq m-1$ ; один фотон — когда число фотонов исходного потока  $m \leq n \leq 2m-1$  и т.д. Соответственно, на выходе будет  $k$  фотонов тогда и только тогда, когда число фотонов исходного потока  $mk \leq n \leq m(k+1)-1$ , а вероятность такого события равна сумме вероятностей того, что число фотонов исходного процесса принимает значения из этого интервала.

## Анализ экспериментальных и численных результатов

Хотя выражения (8) и (9) дают принципиальное решение задачи, они достаточно труднообозримы для представления даже качественного характера получаемых результатов. Поэтому были проведены численные расчеты первого и второго моментов случайного числа импульсов при детерминированном ослаблении с последующим расчетом квадрата отношения сигнал/шум (10).

Зависимости рассчитанных значений  $\varphi_D^2$  и  $\varphi_S^2$ , нормированных на квадрат отношения сигнал/шум исходного светового потока  $\varphi_0^2$ , от величины коэффициента ослабления  $m$  представлены на рис. 2 пунктирными кривыми. Для расчетов принималось  $\bar{n} = 10000$ , что соответствовало условиям проведения эксперимента.

Неразличимое на рисунке отличие рассчитанных отношений  $\varphi_D^2 / \varphi_0^2$  от единицы не превышало десятых долей процента (для  $m = 1 \dots 13$ ). Отклонение экспериментально полученных значений  $\varphi_D^2$  и  $\varphi_S^2$  от расчетных составляет величину порядка 3% и может быть отнесено к погрешностям эксперимента.

Таким образом, более чем удовлетворительное совпадение экспериментальных данных с результатами теоретических расчетов доказывает обоснованность использованной методики для анализа детерминированного ослабления пуассоновского потока фотонов.

Тот факт, что при детерминированном ослаблении отношение сигнал/шум исходного потока остается практически неизменным, можно пояснить еще и следующим образом. Среднее число частиц потока при любом способе ослабления уменьшается в  $m$  раз по сравнению с исходным средним. Однако, если при вероятностном ослаблении дисперсия конечного (ослабленного) потока в силу того, что он сохраняет пуассоновскую статистику, уменьшается также в  $m$  раз, то при детерминированном – дисперсия конечного потока (потока Эрланга  $m$ -го порядка) меньше дисперсии исходного в  $m^2$  раз.

Таким образом, вероятностный характер ослабления исходного потока в отличие от детерминированного (регулярного) вызывает его дополнительные флуктуации, что приводит к относительному росту его дисперсии по сравнению с квадратом среднего числа частиц. При детерминированном ослаблении исходного потока такого роста нет, и отношение  $\bar{n}_D^2 / \sigma_D^2$  остается неизменным.

Использование указанных закономерностей позволяет повысить достоверность получаемой информации при обработке слабых случайных оптических сигналов

**Список литературы:** 1. Прохоров Ю.В., Розанов Ю.А. Теория вероятностей. М.: Наука, 1973. 496 с. 2. Венцель Е.С., Овчаров Л.А. Теория случайных процессов и ее инженерные приложения. М.: Наука, 1991. 384 с. 3. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. 624 с. 4. Феллер В. Введение в теорию вероятностей и ее приложения. В 2-х томах. Т. 1. Пер. с англ. М.: Мир, 1984. 528 с. 5. Феллер В. Введение в теорию вероятностей и ее приложения. В 2-х томах. Т. 2. Пер. с англ. М.: Мир, 1984. 738 с.

*Харьковский государственный технический  
университет радиоэлектроники  
Харьковский военный университет*

*Поступила в редколлегию 23.09.98*

И.С. РАДКЕВИЧ

## АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ ПОДПРОСТРАНСТВ В ЗАДАЧЕ ОЦЕНКИ НАПРАВЛЕНИЯ ПРИХОДА ЧАСТИЧНО КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ

Анализу эффективности алгоритмов подпространств в задаче оценки направления прихода сигналов (НПС) посвящен ряд работ [1—3]. Попытки распространить результаты анализа на случай малых возмущений в параметрах модели сигналов предприняты в работе [4]. Однако представленные в них исследования основаны на простых моделях, описывающих каналы регулярной структуры и не учитывающих их реальные статистические характеристики. Так, наличие многолучевости и пространственно-временной неоднородности, подвижность источников и приемников радиосигналов, нестационарность шумового фона приводят к нарушению степени когерентности поля вдоль апертуры антенны, что ухудшает разрешающую способность алгоритмов.

Данные исследования посвящены анализу разрешающей способности алгоритмов подпространств в условиях воздействия частично когерентных сигналов.

### Обзор алгоритмов

Рассмотрим  $L$ -элементную линейную эквидистантную антенную решетку однородных изотропных антенных элементов, принимающую  $P$  узкополосных сигналов. НПС различны, и  $P < L$ . Суммарный сигнал на выходе  $i$ -го антенного элемента в момент времени  $t$  может быть представлен выражением

$$\dot{y}_{im} = \sum_{k=1}^P \dot{S}_{ikm} \exp(j\Psi_{im}(g_k)) + \dot{n}_{im}. \quad (1)$$

Здесь  $\dot{S}_{ikm}$ ,  $j\Psi_{im}$ ,  $\dot{n}_{im}$  — комплексные: огибающая, фаза  $k$ -го сигнала и шум наблюдения. Шум наблюдения является белым гауссовским случайным процессом с нулевым средним и дисперсией  $\sigma_n^2$ , некоррелирован с сигналами, а также в соседних антенных элементах.

На практике оценка НПС алгоритмами подпространств предполагает представление выборочной по  $M$  отсчетам оценки ковариационной матрицы в ортонормированном базисе собственных векторов:

$$\hat{R} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \dot{Y}_m \dot{Y}_m^H = \hat{U}_s \hat{\Lambda}_s \hat{U}_s^H + \hat{U}_n \hat{\Lambda}_n \hat{U}_n^H, \quad (2)$$

где  $\dot{Y}_m^T = [\dot{y}_{1m} \quad \dot{y}_{2m} \quad \dots \quad \dot{y}_{Lm}]$  — вектор сигналов и шума на выходах антенных элементов,  $\hat{U}_s, \hat{U}_n$  — матрицы размера  $L \times \hat{P}$  и  $L \times (L - \hat{P})$ , содержащие оценки собственных векторов сигнального и шумового подпространств,  $\hat{\Lambda}_s, \hat{\Lambda}_n$  — диагональные матрицы оценок собственных значений этих ортогональных подпространств размера  $\hat{P} \times \hat{P}$  и  $(L - \hat{P}) \times (L - \hat{P})$ ;  $(\cdot)^H$  — операция комплексно-сопряженного транспонирования;  $(\cdot)^T$  — операция транспонирования.

Оценка НПС  $\hat{\Theta}_s = \{\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2, \dots, \hat{\theta}_p\}$  в алгоритмах MUSIC и MIN-NORM находится в результате одномерного поиска аргументов  $\hat{P}$  максимумов функции пространственного спектра  $f(\vartheta, \hat{U}_n)$ :

$$\hat{\Theta}_s = \arg \max_{\vartheta} \left\{ f(\vartheta, \hat{U}_n) \right\}, \vartheta \in \left\{ -\frac{\pi}{2}; \frac{\pi}{2} \right\}. \quad (3)$$

Здесь  $f(\vartheta, \hat{U}_n)$  определяется выражением

$$f(\vartheta, \hat{U}_n) = \begin{cases} \left| \hat{U}_n^H \dot{a}(\vartheta) \right|^{-2} & \text{по алгоритму MUSIC;} \\ \left| e^T \hat{U}_n \hat{U}_n^H \dot{a}(\vartheta) \right|^{-2} & \text{по алгоритму MIN-NORM,} \end{cases} \quad (4)$$

где  $\dot{a}(\vartheta)^T = [1 \quad \exp(j\Psi(\vartheta)) \quad \dots \quad \exp(j(L-1)\Psi(\vartheta))]$  — вектор сканирования.

Полиномиальные варианты этих алгоритмов предполагают нахождение корней полинома  $g(z, \hat{U}_n)$ , лежащих вблизи единичной окружности

$$g(z, \hat{U}_n) = \begin{cases} \dot{a}(z^{-1})^T \hat{U}_n \hat{U}_n^H \dot{a}(z) & \text{по алгоритму root-MUSIC;} \\ e^T \hat{U}_n \hat{U}_n^H \dot{a}(z) & \text{по алгоритму root-MIN-NORM,} \end{cases} \quad (5)$$

где корни полинома  $z$  — функции НПС  $z = \exp(j\Psi(\vartheta))$ .

Определение НПС с использованием векторов сигнального подпространства реализовано в алгоритме ESPRIT.

Алгоритм LS-ESPRIT предполагает решение оптимизационной задачи методом наименьших квадратов. Следует найти

$$\min \left\| \hat{\Phi}_1 \hat{F}_{LS} - \hat{\Phi}_2 \right\|, \quad (6)$$

где  $\hat{F}_{LS}$  — матрица, собственные значения которой определяют фазовый сдвиг  $\exp(j\Psi(\vartheta_i))$ ,  $i = \overline{1, \hat{P}}$  сигналов в подрешетках при их перекрытии в  $L-1$  антенный элемент, матрицы  $\hat{\Phi}_1, \hat{\Phi}_2$  — матрицы содержащие  $L-1$  первых и последних строк матрицы  $\hat{U}_s$ .

Оценка матрицы  $\hat{F}_{TLS}$  методом общих наименьших квадратов в алгоритме TLS-ESPRIT ищется в результате решения следующей задачи оптимизации: необходимо определить

$$\min \left\| \Delta \hat{\Phi}_1, \Delta \hat{\Phi}_2 \right\|_F^2 \text{ при условии } \left( \hat{\Phi}_1 - \Delta \hat{\Phi}_1 \right) \hat{F}_{TLS} = \hat{\Phi}_2 - \Delta \hat{\Phi}_2, \quad (7)$$

Здесь  $\| \cdot \|_F$  — норма Фробениуса, откуда  $\hat{F}_{TLS} = -\hat{W}_{12} \hat{W}_{22}^{-1}$ . Блоки  $\hat{W}_{12}, \hat{W}_{22}$  размера  $\hat{P} \times \hat{P}$  — определяются в результате разложения

$$\begin{bmatrix} \hat{\Phi}_1 \\ \hat{\Phi}_2 \end{bmatrix} = \hat{Q} \hat{\Sigma} \hat{W}^H; \quad \hat{W} = \begin{bmatrix} \hat{W}_{11} & \hat{W}_{12} \\ \hat{W}_{21} & \hat{W}_{22} \end{bmatrix}.$$

Оценка количества принимаемых сигналов  $\hat{P}$  в алгоритмах может быть найдена на основе анализа спектра матрицы  $\hat{R}$  с привлечением критериев MDL, AIC либо других статистических критериев.

### Анализ эффективности

В качестве антенны использована пятиэлементная эквидистантная антенная решетка с  $d = \lambda_c/2$ . Рассмотрен случай оценки НПС для двух частично когерентных сигналов. В качестве модели распределения огибающей  $k$ -го сигнала  $\hat{S}_k$  принята марковская модель частично когерентных сигналов

$$d\bar{X}(t)/dt = F\bar{X}(t) + B\bar{\xi}(t) \quad (8)$$

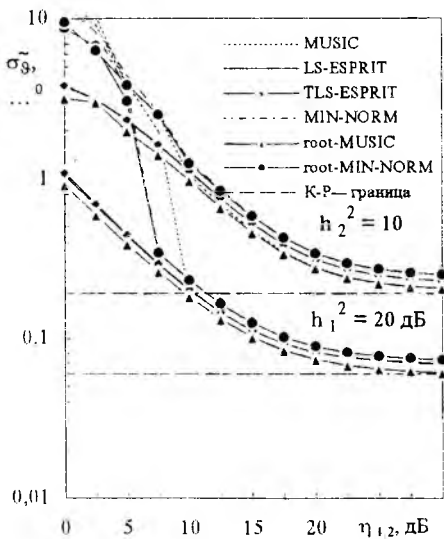
Здесь  $\bar{X}(t)$  — вектор амплитуд сигналов в квадратурных каналах,  $F$  — матрица временных связей размера  $2L \times 2L$ ,  $B$  — матрица амплитуд размера  $2L \times 2L$ ,  $G$  —  $2L \times 2L$  - матрица пространственных связей;  $\bar{\xi}(t)$  —  $2L$ -мерный белый гауссовский шум с матрицей ковариации  $\langle \bar{\xi}(t)\bar{\xi}^T(\tau) \rangle = I\delta(t-\tau)$ , где  $I$  — единичная матрица. Матрицы  $F, B, G$ , входящие в уравнение (8), имеют следующие элементы:

$$F_{ii} = 1/\tau; F_{iv} = 0, i \neq v; B_{ii} = \sigma \sqrt{\left( 2F_{ii} / \sum_{v=1}^{2L} G_{iv} \right)};$$

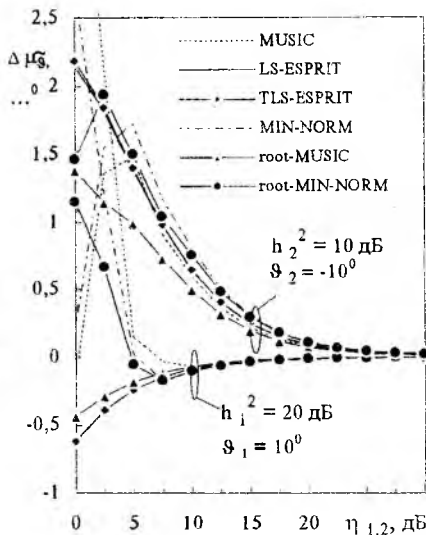
$$B_{iv} = 0, i \neq v; G_{iv} = \exp(-d_{iv}/r). \quad (9)$$

Здесь  $\tau, r, \sigma$  — интервал когерентности  $i$ -й компоненты процесса  $\bar{X}(t)$  во времени, в пространстве и его стандартное отклонение;  $d_{iv}$  — расстояние между  $i$ -м и  $v$ -м элементами антенной решетки. Различие в степени когерентности принимаемых сигналов учитывается путем изменения уровней регулярной и флуктуационной компонент на выходах антенных элементов, исходя из статистических характеристик, структуры и особенностей радиоканала. Так, каналы с ярко выраженной регулярной структурой могут быть аппроксимированы законами Райса, обобщенными законами  $\rho$ -вектора, Хойта. Каналы связи с подвижными объектами часто аппроксимируют релейским законом распределения вероятностей, без регулярной составляющей.

Отношение сигнал-шум на выходах антенных элементов определялось как  $h_k^2 = 10 \lg(S_k^2/\sigma_n^2)$ . Параметры сигналов в экспериментах:  $\Delta t/\tau_k = 0,1$ , где  $\Delta t$  — интервал дискретизации во времени;  $d/r_k = 0,5$ ,  $k = \overline{1,2}$ ;  $h_1^2 = 20$  дБ,  $h_2^2 = 10$  дБ. Результаты исследования эффективности алгоритмов представлены среднеквадратическим отклонением ошибки оценок  $\sigma_{\hat{\alpha}}$  и смещением оценок направления прихода  $\Delta \mu_{\hat{\alpha}}$ . Исследования проводились по оценкам выборочной ковариационной матрицы без привлечения процедур сглаживания. В экспериментах объем выборки  $M$  составил 100 отсчетов данных. Количество сигналов  $\hat{P} = 2$  предполагалось известным. Для каждой полученной точки было выполнено 500



а



б

Рис. 1

статистически независимых испытаний.

В первом эксперименте исследовано влияние отношения мощности регулярной к мощности флуктуационной компоненты сигналов  $\eta$  на точность оценок направления прихода  $\sigma_{\vartheta}$  (рис. 1, а) и  $\Delta \mu_{\vartheta}$  (рис. 1, б) при различных отношениях сигнал-шум  $h^2$ . Направления прихода сигналов:  $\vartheta_1 = 10^0$ ,  $\vartheta_2 = -10^0$ .

Снижение степени когерентности сигналов сопровождается потерей эффективности в оценках НПС для всех рассматриваемых алгоритмов.

При  $\eta \gg 0$  дБ среднеквадратическое отклонение ошибки оценки НПС качественно отражает теоретические результаты полученные в работах [2; 3] для модели сигналов, описывающей каналы регулярной структуры. Так, с увеличением  $\eta$  среднеквадратическая ошибка оценки стремится к границе Крамера — Рао [3]. В рассмотренном диапазоне отношений сигнал-шум  $h^2$  выполняется неравенство

$$\sigma_{\vartheta}^{\text{root-MUSIC}} < \sigma_{\vartheta}^{\text{MUSIC}} < \sigma_{\vartheta}^{\text{LS-ESPRIT}} < \sigma_{\vartheta}^{\text{TLS-ESPRIT}} < \sigma_{\vartheta}^{\text{root-MIN-NORM}} < \sigma_{\vartheta}^{\text{MIN-NORM}} \quad (10)$$

Неравенство (10) по параметру  $\Delta\mu_{\vartheta}$  выполняется для всех алгоритмов при  $\eta_{1,2} = 10 \dots 30$  дБ.

При  $\eta_{1,2} < 10$  дБ наиболее чувствительными к изменению  $\eta_{1,2}$  оказываются алгоритмы MUSIC и MIN-NORM. Пороговая область, при достижении которой возникает резкий рост  $\sigma_{\vartheta}$  и взаимное сближение сигнальных максимумов в пространственном спектре для алгоритмов MUSIC и MIN-NORM, составляет  $\eta_{1,2} = 10$  дБ,  $\eta_{1,2} = 7,5$  дБ соответственно при  $h_1^2 = 20$  дБ и  $\eta_{1,2} = 10$  дБ при  $h_2^2 = 10$  дБ.

Во втором эксперименте исследована точность оценок НПС в зависимости от углового разноса  $\Delta\vartheta$  при  $\eta_{1,2} = 20$  дБ (рис. 2, а) и  $\eta_{1,2} = 15$  дБ (рис. 2, б) и различных  $h^2$ . Здесь  $\vartheta_1 = \Delta\vartheta/2$  и  $\vartheta_2 = -\Delta\vartheta/2$ .

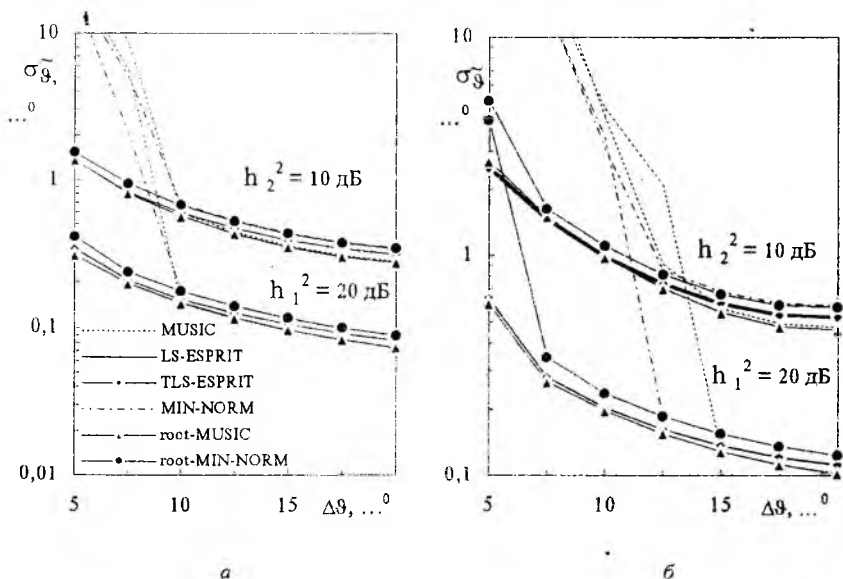


Рис. 2

С уменьшением углового разнosa в направлениях прихода сигналов  $\Delta\vartheta$  среднеквадратическая ошибка оценки  $\sigma_{\tilde{\vartheta}}$  возрастает нелинейно, причем одинаковый уровень флуктуаций в направлениях прихода при малом угловом разнose между источниками сигналов приводит к более значительным изменениям  $\sigma_{\tilde{\vartheta}}$ , чем когда  $\Delta\vartheta \gg 1^\circ$ . Для алгоритмов MUSIC и MIN-NORM при  $h^2 = 10 \dots 20$  дБ и  $\eta_{1,2} = 20$  дБ границы резкого роста  $\sigma_{\tilde{\vartheta}}$  совпадают и составляют  $\Delta\vartheta = 10^\circ$ , а в случае, когда  $\eta$  уменьшается на 5 дБ, их значения возрастают на  $5^\circ$  и  $2,5^\circ$  соответственно. Следовательно, при малом угловом разнose НПС и малом уровне регулярной компоненты каждого сигнала алгоритм MIN-NORM позволяет получить более точные оценки, чем алгоритм MUSIC.

При малом  $\Delta\vartheta$  и большом отношении  $h^2$  среднеквадратическая ошибка оценки и смещение минимальны для алгоритма root-MUSIC.

С уменьшением  $h^2$  (при  $h^2 = 10$  дБ)  $\sigma_{\tilde{\vartheta}}^{LS(TLS)\text{-ESPRIT}}$  и  $\Delta\mu_{\tilde{\vartheta}}^{\sim LS(TLS)\text{-ESPRIT}}$  сопоставимы по соответствующим параметрам с алгоритмом root-MUSIC для значений  $\eta = 20$  дБ и 15 дБ при  $\Delta\vartheta = 6^\circ$  и  $\Delta\vartheta = 9^\circ$  соответственно. При меньших величинах  $\Delta\vartheta$  разрешающая способность двух вариантов алгоритма ESPRIT оказывается выше, чем у алгоритма root-MUSIC.

### Заключение

Результаты исследования эффективности алгоритмов позволяют сделать следующие выводы:

1. Эффективность алгоритмов зависит от степени когерентности принимаемых сигналов. Так, если уровень регулярной компоненты каждого сигнала уменьшится на 30 дБ, то рост среднеквадратической ошибки оценки направления прихода составит 10 ... 12 дБ для алгоритмов root-MUSIC, root-MIN-NORM, LS (TLS)-ESPRIT и 15 ... 20 дБ для алгоритмов MUSIC и MIN-NORM.

2. Полиномиальные алгоритмы root-MUSIC и root-MIN-NORM позволяют получить более точные оценки по сравнению с MUSIC и MIN-NORM, при этом выигрыш в точности растет с уменьшением степени когерентности сигналов.

3. Среди рассмотренных алгоритмов LS (TLS)-ESPRIT наиболее робастен к динамике изменения дестабилизирующих факторов. При малом угловом

разносе и невысокой степени когерентности сигналов алгоритм LS (TLS)-ESPRIT обладает меньшими значениями смещенности и среднеквадратической ошибкой оценки по сравнению с другими рассмотренными алгоритмами, причем выигрыш тем больше, чем меньше отношение сигнал-шум, уровень регулярной компоненты каждого сигнала и угловой разнос между ними.

4. В условиях малого пространственно-временного ресурса подвижных радиосредств, для радиоканалов которых характерен малый уровень регулярной компоненты сигналов, следует рекомендовать алгоритм LS-ESPRIT, а в радиоканалах, где уровень регулярной компоненты сигналов высок,  $\eta \gg 1$ , эффективен алгоритм root-MUSIC.

**Список литературы:** 1. Rao B.D., Hari K.V.S. Performance analysis of ESPRIT, minimum-norm method, and TAM in determining the direction of arrival of plane waves in noise // IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing. 1989. Vol. 37, N 12, P.1990 — 1995. 2. Ottersten B., Viberg M., Kailath T. Performance analysis of the total least squares ESPRIT algorithm // IEEE Trans. Signal Processing. 1991. Vol. 39, N 5. P.1122 — 1134. 3. Stoica P., Nehorai A. Performance comparison of subspace rotation and MUSIC methods for direction estimation // IEEE Trans. Signal Processing. 1991. Vol. 39, N 2. P. 446 — 453. 4. Swindlehurst A.L., Kailath T., A performance analysis of subspace-based methods in the presence of model errors — Part 1. MUSIC algorithm // IEEE Trans. Signal Processing. 1992. Vol. 40, N 7. P. 1758 — 1774.

Харьковский государственный технический  
университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 04.11.98

*В.И. АНТЮФЕЕВ, канд. техн. наук, В.Н. БЫКОВ, канд. техн. наук,  
Б.И. МАКАРЕНКО, д-р техн. наук*

## **ЭФФЕКТИВНОСТЬ ЗОННЫХ АЛГОРИТМОВ ЛОКАЛИЗАЦИИ ОБЪЕКТОВ НА РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ**

В радиометрических корреляционно-экстремальных системах навигации интенсивность принимаемого сигнала отличается сильной неопределенностью, обусловленной изменениями сезонных, погодных и других условий и не поддающейся вероятностному описанию. Для синтеза зонных алгоритмов локализации объектов (АЛО), устойчивых к вызванным этим фактором вариациям яркости текущих изображений (ТИ) и основанных на зонной модели ТИ [1], в работе [2] предложено использовать представление эталонного изображения (ЭИ) в различных шкалах в зависимости от степени изменчивости яркости ТИ. Показано, что при вычислении каждого значения критерия качества сравнения фрагмента ТИ с ЭИ должна дополнительно решаться задача поиска оптимального в данной шкале ЭИ. Для наиболее часто применяемых на практике шкал (абсолютной, порядковой, гиперпорядковой, номинальной) решение такой задачи дано в [2].

Статья посвящена исследованию эффективности (под которой понимается вероятность правильной локализации объекта), зонных АЛО, основанных на представлении ЭИ в абсолютной и номинальной шкалах, а также решению задачи синтеза алгоритмов с эффективностью, занимающей промежуточное положение между эффективностями АЛО указанных типов.

Пусть ТИ задано  $N_1 \times N_2$  — матрицей чисел, ЭИ —  $M_1 \times M_2$  — матрицей  $[e_{ij}]$  ( $M_1 < N_1, M_2 < N_2$ ) и справедлива аддитивная модель взаимодействия принимаемого изображения с шумом, т.е. для  $(k, l)$ -го фрагмента ТИ  $z_{ij} = a_{ij} + n_{ij}$ , где  $[a_{ij}^{kl}]$  —  $M_1 \times M_2$  — матрица неза шумленного фрагмента,  $n_{ij}^{kl}$  — случайная нормально распределенная величина с нулевым средним значением и среднеквадратическим отклонением  $\sigma_{ij}^{kl}$ . Оптимальным по критерию максимального правдоподобия является при этом квадратичный разностный алгоритм [2]. Решающая функция последнего имеет вид

$$b_{kl} = \sum_{i=1}^{M_1} \sum_{j=1}^{M_2} \frac{(z_{ij}^{kl} - e_{ij})^2}{(\sigma_{ij}^{kl})^2}, k \in \overline{1, N_1 - M_1 + 1}, l \in \overline{1, N_2 - M_2 + 1} \quad (1)$$

Пусть ЭИ имеет зонную структуру в количестве  $N$  зон с вектором яркостей  $\pi = (\pi_1, \dots, \pi_N)$ . Развернув матрицу решающей функции, а также ЭИ и фрагмент ТИ по строкам, представим (1) в виде

$$b_k = c_k \sum_{i=1}^M p_i^k (z_i^k - e_i)^2, k \in \overline{1, R}, \quad (2)$$

где  $R = (N_1 - M_1 + 1)(N_2 - M_2 + 1)$ ;

$$M = M_1 M_2; p_i^k = 1 / \left( c_k (\sigma_i^k)^2 \right); c_k = \sum_{i=1}^M (\sigma_i^k)^{-2}.$$

Опустив множитель  $c_k$  и используя зонную структуру изображений, представим (2) следующим образом:

$$b_k(\pi^k) = \sum_{i=1}^N \sum_{j \in N_i} p_j^k (z_j^k - \pi_i^k)^2, \quad (3)$$

где  $N_i (i \in \overline{1, N})$  — множество номеров элементов  $i$ -й зоны ЭИ.

В результате решения задачи определения оптимального относительно критерия (3) вектора ЭИ  $\pi^k$  в работе [2] показано, что для абсолютного алгоритма ЭИ остается неизменным, а для номинального

$$(\pi_i^k)_{opt} = \frac{1}{n_i^k} \sum_{j \in N_i} p_j^k z_j^k, i \in \overline{1, N}, \quad (4)$$

где  $n_i^k = \sum_{j \in N_i} p_j^k$ . Отметим, что в случае равнозначных измерений

( $p_1^k = \dots = p_M^k = 1/M$ ) выражение (4) упрощается

$$(\pi_i^k)_{opt} = \bar{z}_i^k = \frac{1}{m_i} \sum_{j \in N_i} z_j^k, i \in \overline{1, N}. \quad (5)$$

Искомая величина представляет собой выборочное среднее, вычисленное по элементам  $k$ -го фрагмента ТИ, число которых равно  $m_i$ , а номера

соответствуют номерам  $i$ -й зоны ЭИ. Тогда соотношение (4) можно рассматривать как обобщение выборочного среднего (5) для случая неравноточных измерений.

Подставив (4) в (3), получим решающую функцию номинального АЛО:

$$b_k^{nom} = b_k(\pi_{opt}^k) = \sum_{i=1}^N n_i^k D_i^k, k \in \overline{1, R}, \quad (6)$$

где  $D_i^k = \frac{1}{n_i^k} \sum_{j \in N_i} p_j^k (z_j^k - \overline{z_i^k})^2$  — выборочная дисперсия, вычисленная по элементам  $k$ -го фрагмента ТИ, номера которых соответствуют номерам  $i$ -й зоны ЭИ.

В случае равноточных измерений  $D_i^k = \frac{1}{m_i} \sum_{j \in N_i} (z_j^k - \overline{z_i^k})^2$  и решающую функцию (6) можно записать как

$$b_k^{nom} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^N m_i D_i^k, k \in \overline{1, R}. \quad (7)$$

Алгоритм с такой решающей функцией, известный как зонный АЛО [4], будем называть классическим зонным алгоритмом.

Таким образом, доказано, что с точки зрения эффективности номинальный АЛО и классический зонный алгоритм эквивалентны, поскольку имеют одинаковые решающие функции, а формулу (6) можно рассматривать как обобщение решающей функции классического зонного АЛО для случая неравноточных измерений.

Для оценки эффективности абсолютного и номинального АЛО были проведены статистические испытания по методу Монте-Карло. Моделировалось ТИ зонной структуры (рис. 1), имеющее размеры  $N_1 = N_2 = 16$ . Сформированное изображение зашумлялось гауссовским шумом с нулевым средним значением и

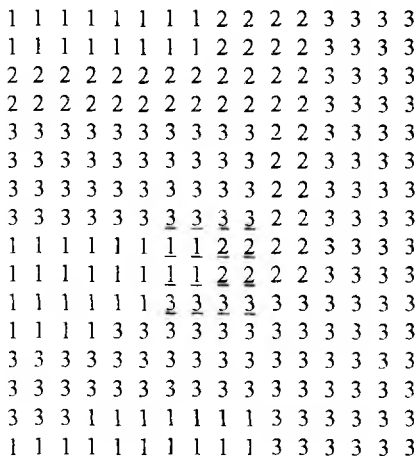


Рис. 1

дисперсией  $\sigma^2$  (случай равноточных измерений). Элементы ЭИ, имеющего размеры  $M_1 = M_2 = 4$  и число зон  $N = 3$ , на рис. 1 подчеркнуты. Общее количество обрабатываемых в серии реализаций, используемых для расчета одного значения вероятности правильной локализации  $P_{пл}$ , составляло  $N_z = 1000$ . Испытаниям подвергались алгоритмы, использующие центрированные и нормированные ЭИ и фрагменты ТИ. В этом случае энергии ЭИ и фрагментов ТИ выравниваются и абсолютный алгоритм эквивалентен корреляционному, поскольку решающая функция (3) принимает вид

$$b_k^a = 2(1 - \rho_k), \quad (8)$$

где  $\rho_k = \sum_{i=1}^N n_i^k \overline{z_i^k} \pi_i$  — выборочный взвешенный коэффициент корреляции между яркостями зон ЭИ и выборочными средними значениями фрагмента ТИ по зонам, разбиение на которые задается ЭИ. Для равноточных измерений элементов ТИ  $\rho_k = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^N m_i^k \overline{z_i^k} \pi_i$ . Решающая функция номинально алгоритма в рассматриваемом случае преобразуется в следующие:

$$b_k^{\text{nom}} = 1 - \sum_{i=1}^N n_i^k \left( \overline{z_i^k} \right)^2; \quad b_k^{\text{nom}} = 1 - \frac{1}{M} \sum_{i=1}^N m_i^k \left( \overline{z_i^k} \right)^2. \quad (9)$$

Они соответствуют для неравноточным и равноточным измерениям. Информация о числовом представлении яркостей ЭИ используется только абсолютным алгоритмом. Решающая функция номинального АЛО (9) вообще не зависит от яркостей зон.

Для оценки эффективности рассматриваемых алгоритмов при случайных вариациях уровней яркостей зон ТИ последние моделировались в соответствии с выражениями

$$T_i = T_{i0} (1 + v_i), i \in \overline{1, N},$$

где  $T_{i0}$  — среднее значение яркости  $i$ -й зоны;  $v_i$  — безразмерная нормально распределенная случайная величина с нулевым средним значением и средне квадратическим отклонением  $\chi_i$ .

Результаты статистических испытаний зонных алгоритмов в случае использования такой модели ТИ показаны на рис. 2 при  $\chi_1 = \dots = \chi_N = \chi$  для изображения, представленного на рис. 1, и следующей совокупности параметров:  $T_{10} = E_1 = 240K$ ,  $T_{20} = E_2 = 250K$ ,  $T_{30} = E_3 = 260K$ . В области

малых значений параметра  $\chi$ , как и следовало ожидать, абсолютный АЛО, который является для этого случая оптимальным, превосходит номинальный в эффективности. Но при возрастании вариаций яркостей зон (увеличении  $\chi$ ) лучшими показателями обладает номинальный алгоритм.

Ясно, что алгоритм с промежуточными значениями показателя эффективности можно получить путем использования в качестве решающей функции взвешенной суммы решающих функций (8) и (9). Приведем названные критериальные функции к стандартному виду [3]. Обозначим  $k_1(k) = b_k^{\text{ном}}$ ,  $k_2(k) = b_k^a$  и введем нормированные функции

$$k'_1 = k_1/k_{10}, k'_2 = k_2/k_{20},$$

где  $k_{10}, k_{20}$  — предельно допустимые значения показателей  $k_1, k_2$ . Поскольку  $-1 \leq \rho_k \leq 1$ , то  $0 \leq k_1(k) \leq 4$  и, выбрав  $k_{10} = 4$ , будем иметь  $0 \leq k'_1(k) \leq 1$ . Аналогично,  $0 \leq k_2(k) \leq 1$ , поэтому можно взять  $k_{20} = 1$ . Теперь построим результирующую решающую функцию [3]

$$k_r(k) = \lambda_1 k'_1(k) + \lambda_2 k'_2(k), \lambda_1 + \lambda_2 = 1, \lambda_1, \lambda_2 \in [0, 1]. \quad (10)$$

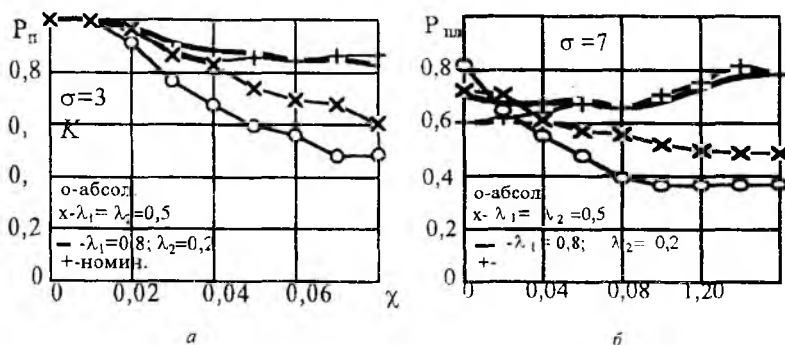
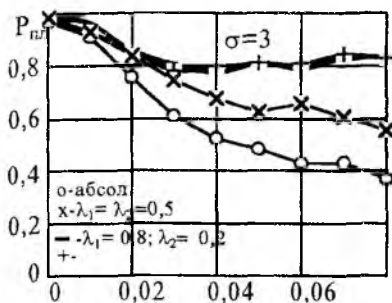


Рис. 2

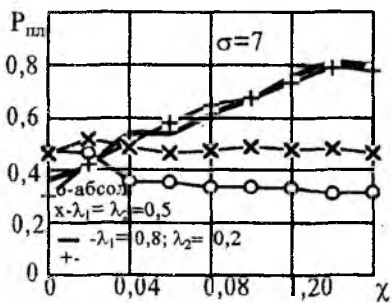
На рис. 2 представлены результаты статистических испытаний алгоритма с решающей функцией (10) для случаев  $\lambda_1 = \lambda_2 = 1/2$  и  $\lambda_1 = 0,8$ ;  $\lambda_2 = 0,2$ . Рис. 3 иллюстрирует результаты статистических испытаний алгоритмов при несовпадении средних значений яркостей зон ТИ и радиояр-

костных температур зон ЭИ ( $T_{10} = 245K, \pi_1 = 240K$ ) и свидетельствует о более резком ухудшении эффективности в случае малого отношения сигнал/шум.

Таким образом, статистические испытания абсолютного и номиналь-



а



б

Рис. 3

ного АЛО в условиях сильных вариаций яркости зон показали полное превосходство в эффективности второго алгоритма при больших отношениях сигнал-шум в изображении. Для коррекции характеристики эффективности номинального АЛО в случае малых отношений сигнал/шум и малых вариациях яркости можно использовать алгоритм с решающей функцией, представляющей собой взвешенную сумму решающих функций абсолютного и номинального алгоритмов.

Список литературы: 1. Розенфельд А., Дейвис Л.С. Сегментация и модели изображений // ТИИЭР. 1979. Т. 67, № 5. С. 71 — 81. 2. Антюфеев В.И., Макаренко Б.И. Теоретическая оценка эффективности алгоритмов локализации целей в двумерных КЭСН // Электромагнит. волны и электрон. системы. 1997. Т. 2. № 6. С. 83 — 89. 3. Гуткин Л.С. Оптимизация радиоэлектронных устройств по совокупности показателей качества. М.: Сов. радио, 1975. 368 с.

Харьковский военный университет

Поступила в редколлегию 13.11.98

Ю.П. БАБКОВ, канд. техн. наук, В.И. ВАСИЛИШИН,  
И.В. КОВАЛЕНКО

## ВЛИЯНИЕ МНОГОЧАСТОТНОЙ ДИСКРЕТИЗАЦИИ СИГНАЛОВ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ АЛГОРИТМОВ НА ОСНОВЕ СОБСТВЕННО СТРУКТУРНОГО МЕТОДА В ПРОСТРАНСТВЕ ЛУЧЕЙ

Одно из основных требований, предъявляемых к существующим и проектируемым РЛС — повышение их точностных характеристик. Среди ряда алгоритмов, предложенных для решения этой задачи, особый интерес представляют алгоритмы, базирующиеся на так называемом собственно структурном (СС) методе [1]. Достоинствами этих алгоритмов являются: высокая точность оценок измерений, возможность осуществления сверхразрешения (угловое и частотное разрешения превышают рэлеевский предел), а также универсальность при использовании в различных практических приложениях. Однако реализация таких алгоритмов затруднена требованием  $O(M^3)$ , где  $M$  — число антенных элементов, операций умножения для разложения ковариационной матрицы (КМ) принятой антенной решеткой (АР) смеси сигналов и шума по собственным значениям (СЗ) и собственным векторам (СВ) [1]. Этот недостаток особенно ощутим в радиотехнических системах с многоканальными АР.

Одним из путей снижения вычислительной сложности явилось объединение алгоритмов на основе СС метода с предварительным формированием ортогональных парциальных лучей. Такая процедура разрешения получила название обработки сигналов в пространстве лучей (ПЛ), а разрешение без лучеформирования названо обработкой в пространстве элементов (ПЭ).

Сравнительный анализ алгоритмов сверхразрешения [1] показывает, что алгоритм Root-MUSIC (RM) при работе в ПЛ имеет порог разрешения при более низком чем алгоритм MUSIC ПЛ отношении сигнал-шум (ОСШ) и позволяет определять НП сигналов, вычисляя корни полинома порядка  $2K-2$ , где  $K$  — число лучей. Дальнейший анализ [2] показывает, что существует три основные проблемы, касающиеся практической реализации данного алгоритма. Во-первых,  $K$  лучей должны иметь общие внеполосные нули [1]. Во-вторых,  $K \times K$  — матрица преобразования  $\mathbf{Q}$ , используемая для понижения порядка полинома с  $2M-2$  до  $2K-2$ , плохо обусловлена

при числе АЭ около 30 и выше, что ведет к различного рода вычислительным погрешностям. В – третьих, необходимо точно определять близкорасположенные корни полинома при выполнении свэрхразрешения.

Для решения указанных проблем в [2] предложено использовать принципы многочастотной дискретизации (МЧД) сигналов, при реализации которой осуществляются операции модуляции, фильтрации и прореживания обрабатываемой последовательности данных. Но использование понятий модуляции и фильтрации не корректно в случае обработки последовательности СВ подпространства шума ПЭ в явном виде и далее названные термины взяты в кавычки (объяснение назначения каждой из этих операций дано ниже). Для термина прореживание более удачным аналогом является термин из матричного анализа — вырезка (получение массива из данного массива при ограничении индексов его элементов некоторым диапазоном). Поэтому при употреблении сокращения МЧД применительно к СВ также будем брать его в кавычки. Представляет интерес произвести анализ точностных характеристик алгоритмов MUSIC ПЛ, RM ПЛ, TLS-ESPRIT (TLSE) ПЛ при использовании принципов МЧД сигналов и рассмотреть возможность применения лучеформирующей (ЛФ) матрицы, имеющей сопряженно-центросимметричную (СЦС) форму, поскольку такая ЛФ матрица обеспечивает ряд преимуществ при работе в ПЛ [1]. Кроме того, в [2] присутствуют неточности, которые нужно устрани́ть.

Анализ точностных характеристик выполнен для линейной эквидистантной АР, состоящей из  $M$  идентичных излучателей. Каждый из последних возбуждается узкополосными сигналами, создаваемыми  $V$  дискретными источниками, расположенными в дальней зоне антенны. Тепловые шумы в трактах обработки считаются статистически независимыми между собой и сигналами. Измерению подлежат НП радиоволн.

Модель данных при работе в ПЛ рассмотрена в [1], поэтому приведем только величины, необходимые для дальнейшего изложения.

Определим выборочную  $K \times K$  — КМ ПЛ в виде

$$\hat{\mathbf{R}}_y = \mathbf{W}^H \hat{\mathbf{R}}_x \mathbf{W}, \quad (1)$$

где  $\mathbf{W}$  —  $M \times K$  — матрица преобразования к ПЛ, удовлетворяющая требованию  $\mathbf{W}^H \mathbf{W} = \mathbf{I}$ , а  $\hat{\mathbf{R}}_x$  — КМ ПЭ. Состоятельные оценки СВ и СЗ КМ ПЛ могут быть найдены из разложения по СЗ и СВ (РСЗ)  $\hat{\mathbf{R}}_y$ :

$$\hat{\mathbf{R}}_y = \hat{\mathbf{E}}_s \hat{\mathbf{\Lambda}}_s \hat{\mathbf{E}}_s^H + \hat{\mathbf{E}}_n \hat{\mathbf{\Lambda}}_n \hat{\mathbf{E}}_n^H. \quad (2)$$

Здесь  $\hat{V} \times \hat{V}$ ,  $(K - \hat{V}) \times (K - \hat{V})$  — диагональные матрицы  $\hat{\Lambda}_s$  и  $\hat{\Lambda}_n$  содержат  $\hat{V}$  и  $K - \hat{V}$  СВ подпространства сигналов (ППС) и подпространства шума (ППШ) соответственно. Столбцы  $K \times \hat{V}$  матрицы  $\hat{E}_s$  и  $K \times (K - \hat{V})$  матрицы  $\hat{E}_n$  содержат соответствующие СВ, а  $\hat{V}$  является любой состоятельной оценкой количества источников излучения.

Основным отличием реализации алгоритма RM (MUSIC) ПЛ, рассмотренного в работе, от его реализации в [1], является использование вместо матрицы  $\mathbf{Q}(\mathbf{W})$  матрицы  $\mathbf{Z} = \mathbf{DFGW}$ , где

$$\mathbf{G} = \text{diag}\{1, \exp(-j\omega_c), \dots, \exp(-j(M-1)\omega_c)\};$$

$$\mathbf{F}^T = \begin{bmatrix} h(0) & h(1) & \dots & h(L-1) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h(0) & \dots & h(L-2) & h(L-1) & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & h(M-L) & h(M-L+1) & \dots & h(L-1) \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{D}^T = [\delta_1 \quad \delta_{C+1} \quad \dots \quad \delta_{(M+L-1)-C+2}]. \quad (3)$$

То есть, например, реализация алгоритма RM ПЛ, определяемого в виде [1]

$$P_{rb}(z) = \mathbf{a}^T(z^{-1})\mathbf{Q}\hat{E}_n\hat{E}_n^H\mathbf{Q}^H\mathbf{a}(z), \quad (4)$$

где  $\mathbf{a}(z) = [1, z, \dots, z^{K-1}]^T$ , изменится лишь с заменой указанных матриц.

Приведем назначение составных элементов матрицы  $\mathbf{Z}$ . Согласно [2] посредством ЛФ матрицы СВ ППШ ПЛ  $\mathbf{e}_i$ ,  $i = \hat{V} + 1, \dots, K$ , преобразуются в СВ ППШ ПЭ, т.е.  $\xi_i = \mathbf{W}\mathbf{e}_i$ . При этом считается, что "МЧД" осуществляется по СВ, так как в решающих функциях алгоритмов, вычисляя которые получают оценки НП (например, (4) для RM ПЛ), присутствуют произведения матриц вида  $\mathbf{Z}\hat{E}_n$ . Посредством  $M \times M$  матрицы  $\mathbf{G}$  осуществляется "модуляция": пространственный поддиапазон, охватываемый  $K$  лучами и имеющий центр при  $\omega = \omega_c$ , (где  $\omega = 2\pi d \sin\theta / \lambda$ ;  $d, \lambda$  — расстояние между элементами и средняя длина волны при оценке НП) переносится к пространственной частоте (ПЧ)  $\omega = 0$ , соответствующей перпендикуляру к плоскости АР. Операция "фильтрации" проводится перед операцией вырезки СВ ППШ ПЭ, чтобы предотвратить явление наложения спектров сигналов [2] при последующей обработке (применительно к

спектральному анализу это явление носит название маскировки частот). "Фильтрация" осуществляется посредством умножения на теплицевую  $(M+L-1) \times M$  — матрицу  $\mathbf{F}$ , где  $h(n)$ ,  $n = 0, \dots, L-1$  — элементы импульсной характеристики фильтра с конечной импульсной характеристикой (КИХ) длины  $L$ . Матрица  $\mathbf{D}$  размером  $[(M+L-1)/C] \times (M+L-1)$  реализует прореживание обрабатываемой последовательности на коэффициент  $C$  (символ  $\lceil x \rceil$  означает наименьшее целое, большее или равное  $x$ ), т.е. осуществляется вырезка по столбцам матрицы  $\mathbf{FGW\hat{E}}_n$  — отбираются элементы ее столбцов со строчными индексами, кратными  $C$ . Строками матрицы  $\mathbf{D}$  служат  $(M+L-1) \times 1$  векторы-строки  $\delta_i^T$ , имеющие 1 на  $i$ -й позиции и 0 на других позициях. Указанный в [2] размер матрицы  $\mathbf{D}$  верен в том случае, когда нет необходимости в операции "фильтрации" (ЛФ матрица обеспечивает низкие боковые лепестки).

Следует отметить, что из-за "МЧД" нули нуль-спектра MUSIC [2] или сигнальные корни полинома RM соответствуют не истинным НП радиоволн, определяемым ПЧ  $\omega_v$  или корнями полинома  $z_v$ , а НП, определяемым ПЧ  $\omega = C(\omega_v - \omega_c)$  или аналогично видоизмененными корнями полинома RM. Для алгоритма RM, например, оценки НП получаются из следующего выражения:

$$\hat{\theta}_v = \arcsin((\lambda / (2\pi dC)) \arg(\hat{z}_v) + C\omega_c), v = 1, \dots, \hat{V}, \quad (5)$$

где  $\hat{z}_v$  — сигнальные корни полинома RM, а члены  $C$  и  $C\omega_c$  учитывают изменения положения корней полинома из-за "МЧД".

Известно [2], что алгоритм TLSE (total least-square ESPRIT) предпочтительнее MUSIC, так как при его реализации не требуется математическое сканирование, а оценки НП определяются непосредственно решением соответствующих алгебраических уравнений. Последовательность шагов для реализации алгоритма приведена в [2]. Однако, на шаге 7 [2] следует определять НП сигналов с помощью (5), подставив вместо  $\hat{z}_v$  "сигнальные СЗ" алгоритма TLSE [2].

Как было отмечено в [1], если отсчитывать фазу каждого поступающего сигнала относительно центра AP, то управляющий вектор  $\mathbf{a}(\omega)$  имеет СЦС форму, представленную выражением

$$\mathbf{a}(\omega) = \left[ \exp(-j \cdot \frac{M-1}{2} \pi u), \dots, \exp(j \cdot \frac{M-1}{2} \pi u) \right]^T, \quad (6)$$

где  $u = \sin \theta$  — обобщенный угол.

В этом случае РСЗ можно производить используя  $\text{Re}\{\hat{\mathbf{R}}_y\}$ , что значительно сокращает объем вычислений. Кроме того, достоинство операции взятия вещественной части заключается в том, что осуществляется усреднение в прямом-обратном направлении [1], которое существенно улучшает характеристики алгоритмов сверхразре-

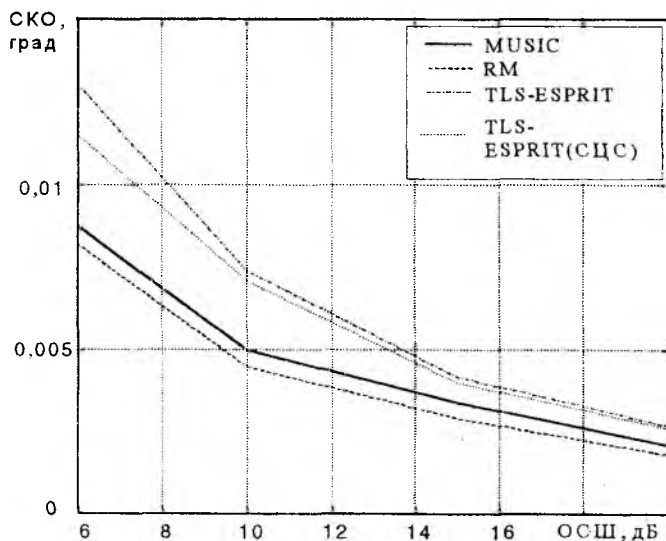


Рис. 1

шения, так как искусственно удваивается число снимков данных.

Таким образом, для данного случая в вышеописанных алгоритмах следует заменить  $\mathbf{W}$  на  $\tilde{\mathbf{W}}$ , где знак  $\sim$  использован для обозначения свойства сопряженной centrosymmetrichnosti, а  $\hat{\mathbf{R}}_y$  надо заменить на  $\text{Re}\{\hat{\mathbf{R}}_y\}$ .

В качестве модели выбрана 128 элементная ( $M = 128$ ) линейная эквидистантная АР с межэлементным расстоянием  $d/\lambda = 0,5$ . Моделировался процесс разрешения для MUSIC ПЛ, RM ПЛ, TLSE ПЛ при приеме сигналов двух источников равной мощности с  $\theta_1 = 10,6^\circ$ ,  $\theta_2 = 11,1^\circ$  и сильного источника с  $\theta_3 = 32,6^\circ$ . Обобщенные углы ориентирования лучей равны  $(18 + 2n)/M$ ,  $n = 0, \dots, 7$ , а

$\omega_c = 25/M$ . Таким образом, первые два источника принадлежат поддиапазону, охватываемому лучами (т.е. внутриволновыми), и разнесены на  $1/2$  предела углового разрешения по Рэлею. КИХ-фильтр рассчитан методом взвешивания с использованием окна Хэмминга [2]. Невзвешенный ФНЧ с  $L = 128$  имел частоту среза  $\omega_{cp} = 8\pi/(1,23M)$ , т.е. ( $u = 8/(1,23M)$ ). Прореживание выполнялось с коэффициентом  $C = 128/8 = 16$ . На рис. 1 представлены зависимости среднеквадратического отклонения (СКО) оценок НП алгоритмов RM ПЛ, MUSIC ПЛ, TLSE ПЛ для источника с  $\theta_1 = 10,6^\circ$  от ОСШ. Предполагалось, что  $q_3 = 40$  дБ, а  $q_1 = q_2$  (где  $q$  — ОСШ) изменялись в указанных на рисунке пределах. Число временных выборок  $N = 90$ , число экспериментов при моделировании для каждого ОСШ  $I = 250$ . Видно, что алгоритм RM превосходит алгоритмы MUSIC и TLSE по точности оценивания. Также показан результат использования ЛФ матрицы СЦС формы на примере алгоритма TLSE. Видно, что он становится существенным при небольшом ОСШ.

Таким образом, применение "МЧД" совместно с основанными на СС методе алгоритмами в ПЛ позволяет решить проблему плохой обусловленности и численных трудностей при определении близко-расположенных корней полинома алгоритма RM или вычисления мало различающихся СЗ алгоритма TLSE. Применение ЛФ матрицы СЦС формы дает возможность повысить вероятность правильного обнаружения алгоритмов при малом ОСШ, уменьшить вычислительную сложность. Кроме того, приведенные результаты имитационного моделирования позволяют утверждать, что в случае использования линейной эквидистантной антенной решетки и "МЧД" алгоритм RM ПЛ предпочтительнее алгоритма MUSIC ПЛ и TLSE ПЛ.

**Список литературы:** 1. Zoltowski M.D., Kautz G.M., Silverstein S.D. Beamspace Root-MUSIC // IEEE Trans. on Signal processing. 1993. Vol. 37, N. 1. P. 344 — 364. 2. Kautz G.M., Zoltowski M.D. Beamspace DOA estimation featuring multirate eigenvector processing // IEEE Trans. on Signal processing. 1996. Vol. 44, N. 7. P. 1765 — 1778.

Харьковский институт летчиков ВВС  
Харьковский военный университет

Поступила в редколлегию 15.07.98

*А.А. КАРЕВИК*

## **ОБ ОДНОМ МЕТОДЕ МЕТРОЛОГИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ КОМПЛЕКСА ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ АНТЕНН В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ**

Антенная система (АС) является одним из основных узлов в любом сложном радиотехническом комплексе (РТК). Во многом этот узел определяет потенциальные и точностные характеристики РТК. Наличие достоверной информации о техническом состоянии АС не только при ее выпуске и установке на РТК, но и в процессе ее повседневной эксплуатации во многом предопределяет точность и достоверность конечной выходной информации, получаемой с помощью РТК. Для того чтобы быть уверенным, в достоверности информации, необходимо проводить предусмотренные нормативными документами мероприятия по метрологическому обеспечению средств измерений (СИ) измерительных комплексов параметров АС.

Основные параметры АС, характеризующие ее направленные свойства, определяются в процессе проведения технического обслуживания РТК большой периодичности. АС также обслуживают при проведении плановых регламентных и профилактических работ. По заданным тестам для измерительных комплексов параметров антенн определяются основные параметры АС с точностью, которая зависит от характеристик применяемых СИ. Однако в процессе эксплуатации АС подвергается внешним воздействиям, которые изменяют ее направленные свойства и, как следствие, потенциальные характеристики РТК. Возникает острая необходимость в постоянном контроле характеристик направленности антенны (ХНА) в процессе ее эксплуатации. Особенно это актуально для РТК, АС которого представляет собой сложную фазоперестраивающуюся по заданному алгоритму структуру — фазированную антенную решетку (ФАР), состоящую из множества технически законченных узлов. Выход из строя одного или нескольких узлов (модулей ФАР) ведет к изменению амплитудно-фазового распределения (АФР) поля в раскрыв АС, изменяя ее характеристику направленности и потенциальные характеристики РТК в целом.

Контроль технического состояния (ТС) АС предусматривает проведение сбора и обработки информации, которая позволяет оценить состояние АС в соответствии с предъявленными к ней требованиями и принять решение о выдаче управляющего воздействия.

Широко применяются следующие методы контроля ТС АС:

визуальный внешний осмотр АС; проверка работоспособности по внешним признакам; контроль и проверка с помощью радиотехнических средств (РТС) специального назначения.

Для определения параметров ХНА и постоянного их контроля в процессе работы РТК в его составе целесообразно иметь измерительный комплекс параметров антенны (ИКПА), позволяющий с заданной периодичностью проводить измерение АФР в раскрыв АС и рассчитывать диаграмму направленности антенны (ДНА). При этом необходимо подчеркнуть, что измерение параметров ХНА проводится не классическим методом (в дальней зоне АС), а новым перспективным методом определения ДНА, основанном на измерении поля излучения АС в ближней зоне. Такой метод находит в последнее время все более широкое применение, особенно в конструкциях ФАР.

С помощью ИКПА проводят измерения комплексных составляющих электромагнитного поля в раскрыве АС и по алгоритму синтезируют ДНА. Строится ИКПА на основе серийных СИ, позволяющих производить измерение необходимых параметров (A, G, U, ...). Эти СИ сопряжены с вычислительными средствами для обработки полученной информации. Периодическое обновление информации о ХНА дополнительно позволит осуществлять диагностику работоспособности модулей ФАР, что весьма существенно для формирования АФР в раскрыв АС, а также для получения оперативной достоверной информации о ДНА, исключающего возможные пропуски целей из-за образования в ней провалов. При этом достоверность и однозначность выходной информации повышаются.

Требования к точности определения основных параметров АС закладываются при проектировании РТК. Исходя из них выбирается необходимый парк измерительной аппаратуры. СИ, применяемые для измерения параметров АС, обладают собственными точностными характеристиками. Контроль за их состоянием реализуется с интервалом времени, индивидуальным для каждого СИ и подчас недостаточным для обеспечения высокой точности проводимых измерений. Целесообразно при проведении высокоточных измерений периодически корректировать поправки на параметры СИ, которые внесены в алгоритм обработки результатов измерений. Внешение текущей информации о состоянии параметров СИ в алгоритм обработки результатов измерений параметров АС повышает точность и достоверность их определения. Таким образом, сокращение интервала времени между поверками СИ необходимо для повышения точности конечных результатов измерений. Однако оно связано с ужесточением требований к мероприятиям по метрологическому обеспечению (МЛО) СИ комплекса измерения параметров антенн. Проведение названных мероприятий с применением классиче-

ских методов МЛО СИ нецелесообразно [3], поэтому необходимо разработать и применить новые методы МЛО СИ. Осуществить перечисленные мероприятия можно при применении на РТК метрологических комплексов, способных принимать информацию о параметрах единиц физических величин (ЕФВ) по радиоэфиру и использовать ее для поверки СИ ИКПА.

Методы МЛО СИ комплекса, предназначенного для измерения параметров АС, освещены в [5], но в названной работе основное внимание уделено применению старых методов проведения поверочных работ и классическим способам передачи информации о точностных характеристиках высокоточных мер ЕФВ. В предлагаемом же методе МЛО СИ используются новые принципы передачи информации о параметрах мер ЕФВ с помощью радиотехнических метрологических комплексов, построенных на базе имеющихся комплексов системы единого времени (СЕВ).

МЛО СИ входящих в состав ИКПА, осуществляется с помощью радиотехнического метрологического комплекса (РТМК), который представляет собой функционально законченное устройство. В состав РТМК для передачи информации об основных параметрах ЕФВ от эталонов к СИ ИКПА (РТК) по радиоканалам должны входить следующие системы:

- ведомственный эталон (эталон-копия) или ИОСИ, предназначенное назначенное для этой цели;
- система преобразователей РЕФВ эталонов в информационные параметры (коды) для передачи их с помощью РТМК;
- система передачи по радиоэфиру кодированной посылки сигналов о (ТХ) и параметрах ЕФВ потребителям;
- система приема, обработки и выделения необходимой информации о ТХ и параметрах ЕФВ в целях МЛО СИ РТК;
- система эталонов-переносчиков (ЭП) РЕФВ для подтверждения достоверности декодированных параметров;
- система передачи апостериорной информации о состоянии образцовых средств измерений на РТК для проведения группового сличения СИ с целью повысить достоверность передаваемой информации о ТХ ВЭ.

Принципы функционирования РТМК подробно изложены в [7]. Представляет интерес тот факт, что применение названного комплекса целесообразно с точки зрения оптимизации экономических затрат на проведение мероприятий по МЛО СИ и ОЕТИ в метрологическом обеспечении Украины. С точки зрения потребителей информации о состоянии основных параметров мер ЕФВ и эталонов РТМК представляет собой систему массового обслуживания различных СИ в местах их поверки и эксплуатации. Он способен принимать информацию об основных параметрах мер хранителей РЕФВ любого вида измерений и преобразовывать ее в управляющее воз-

действие для компаратора в составе поверочного комплекса для данного вида измерений.

Для подтверждения достоверности принятой информации о параметрах мер ЕФВ с помощью РТМК периодически, но не реже пяти раз в течение межповерочного интервала для СИ, проводится уточнение ее с помощью ЭП. Последние разрабатываются специально для каждой ЕФВ. Принцип работы ЭП основан на том, что эталон способен "запомнить" и временно хранить информацию о состоянии основных параметров мер ЕФВ и при необходимости передавать ее потребителям. После проведения определенного числа измерений ЭП юстируется по мерам ЕФВ.

Предлагается реализовать ЭП не на основе единичной меры хранения значения ЕФВ с последующей ее трансформацией (или комплекта разного номинала мер с учетом динамического диапазона), а на основе компаратора ЕФВ широкого диапазона номиналов, калибруемого по одной (наиболее точной) мере ЕФВ, которая используется в компараторе в качестве внутренней опорной меры. При этом необходимо отметить, что в качестве опорной в компараторе можно применить как родственную (однотипную) меру ЕФВ, так и другую меру физической величины, более точную по отношению к другим однозначным мерам. Опорная мера может быть только одного номинала, ее точностные характеристики с помощью компаратора будут перенесены на весь потребный диапазон номиналов мер ЕФВ.

Мобильная конструкция ЭП позволяет удобно перевозить его к местам базирования РТМК и передавать информацию о своих ТХ потребителям. Совместное применение ЭП и РТМК для аттестации СИ в местах их эксплуатации позволит снизить производственную нагрузку на эталоны, что благоприятно скажется и на стабильности основных параметров эталонов и СИ высшей точности.

СИ, участвующие в процессе измерения параметров АС, постоянно находятся в ИКПА и не демонтируются для проведения их поверки в метрологических лабораториях. Нет необходимости в их транспортировке, что существенно влияет на организацию работы РТК. Подменный фонд создается только для замены вышедших из рабочего состояния СИ; он сосредоточивается в базовой организации, способной поддержать его ТХ и своевременно доставить СИ на объект эксплуатации.

Решение данной проблемы возможно благодаря наличию в Государственной системе первичного эталонного средства воспроизведения или хранения РЕФВ или других высокоточных средств для каждой основной и производной ФВ и доступностью их для потребителей ТХ.

Новые методы метрологического обеспечения СИ позволят решить ряд актуальных проблем:

- сократить парк образцовых СИ, участвующих в поверке измерительных средств на РТК;
- повысить точность передачи РЕФВ благодаря отсутствию ряда промежуточных ступеней в поверочной схеме при передаче основных параметров;
- исключить влияния случайных составляющих погрешности, возникающей при использовании методов проведения операций передачи РЕФВ от ступени к ступени;
- повысить достоверность результатов измерений.

Таким образом, предложенный метод МЛО СИ комплекса измерения параметров АС позволит проводить их поверку в местах постоянной эксплуатации без выведения из состава основной аппаратуры, а при необходимости — и без прерывания работы РТС, а также вносить необходимые поправки в результаты полученных измерений координат воздушных целей за счет постоянного контроля параметров ХНА.

**Список литературы:** 1. ДСТУ 2681 — 94 ДСВ. Метрологія. Терміни та визначення. 2. ДСТУ ВД 2681-.. ДСВ. Метрологія. Терміни та визначення (проект). 3. Рыбаков И.Н. Основы точности и метрологическое обеспечение радиоэлектронных измерений. М.: Изд-во стандартов, 1990. 4. Грановский В.А., Сирая Т.Н. Методы обработки экспериментальных данных при измерениях. М.: Энергоатомиздат, 1990. 5. Пиотровский Я. Теория измерений для инженеров. Пер. с англ. М.: Мир, 1989. 6. МИ 2091 — 90 ГСОЕИ. Измерения физических величин. Общие требования. Введ. 01.01.90. 7. Труды конференции "МЕТРОЛОГИЯ В ЭЛЕКТРОНИКЕ", Харьков-97, ч. 1,2.

*Научный метрологический центр*

*Поступила в редколлегию 15.07.98*

## **О НЕТРАДИЦИОННОМ МЕТОДЕ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ О ПАРАМЕТРАХ МЕР ЕДИНИЦ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН НА ОБЪЕКТЫ ЭКСПЛУАТАЦИИ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ**

Вопросам разработки новых методов метрологического обеспечения (МЛО) средств измерений (СИ) в последнее время уделяется много внимания. Острота проблемы обусловлена нарушением ранее существовавшей системы обеспечения единства и точности (ОЕТИ) при передаче размеров единиц физических величин (РЕФВ) от эталонов к СИ. Украина является хранителем ряда РЕФВ, но этого недостаточно для полного МЛО функционирования промышленного производства и ВВТ. Из-за экономических затруднений пока невозможно создать парк образцовых СИ, способных удовлетворить потребности промышленности и других отраслей в МЛО.

В связи с этим разработка новых нетрадиционных методов передачи РЕФВ от эталонов к СИ является актуальной научно-инженерной задачей.

Наиболее приемлемым и целесообразным [3] для применения представляется предлагаемый метод МЛО СИ на основе разработки и использования радиотехнического метрологического комплекса (РТМК) совместно с существующими комплексами системы единого времени (СЕВ).

Метод реализуется в такой последовательности.

1. Информация о значениях параметров мер (эталонов) единиц физических величин (ЕФВ), определенных в качестве наиболее необходимых [8] для охвата аттестацией и поверкой максимального числа СИ, передается в закодированной форме комплексом СЕВ к потребителям, на объектах эксплуатации СИ.

2. Принятая информация о точностных характеристиках ЕФВ декодируется и в качестве управляющего воздействия поступает на преобразователь. С помощью последнего устанавливается заданный номинал из диапазона образцовой меры ЕФВ, применяемой на комплексе — потребителе информации (КПИ) и участвующей в аттестации СИ совместно с ПЭВМ объекта или предприятия. При этом необходимо отметить, что мера ЕФВ в КПИ служит опорной для компараторов, применяемых для поверки СИ КПИ.

3. Компаратор по заданному алгоритму вырабатывает потребные сигналы для передачи их в канал общего пользования СИ. Такой канал современных СИ позволяет осуществлять поверку и юстировку точностных характеристик средств по управляющим воздействиям.

4. Информация об основных параметрах переданной ЕФВ, прошедшая через СИ КПИ в виде кодовой посылки, поступает обратно в компаратор для проведения сравнения и дальнейшей юстировки СИ

5. Кодовая информация для подтверждения правильности ее восприятия и преобразования дается по каналам модемной связи на устройства кодирования первичной информации, на ее первичный источник, эталон.

Для поверки измерительных устройств и систем РТМК и КПИ необходим комплекс образцовой аппаратуры, по своему составу превышающий собственную номенклатуру СИ. Следует подчеркнуть, что образцовыми средствами измерений (ОСИ) требуется укомплектовывать все метрологические лаборатории (МЛ), которые обслуживают науку и производство. Поверку ОСИ и СИ КПИ метрологические лаборатории осуществляют с периодичностью, установленной нормативными документами. Этого подчас недостаточно для получения достоверной информации о контролируемых параметрах. СИ извлекаются из КПИ и доставляются в МЛ для проведения поверки. Во время их отсутствия в КПИ комплекс бездействует, т.е. не контролирует потребных параметров на производстве. Создание же подменного фонда СИ нецелесообразно из-за ряда специфических причин.

Реализация устройств, кодирующих информацию об основных параметрах эталонов с РЕФ и передающих ее потребителям в места эксплуатации РЭА, позволит в значительной степени усовершенствовать метрологическое обслуживание СИ.

Применив при конструировании РТМК компараторы ЕФВ [9] и эталоны-переносчики РЕФВ, позволяющие преобразовать полученную информацию в потребное управляющее воздействие через канал общего пользования для поверки СИ, можно сократить парк образцовых СИ и обеспечить их аттестацию без извлечения из КПИ и доставки в МЛ. Наличие на каждом объекте такого измерительного комплекса облегчит работу метрологических организаций, а также других структур Украины, которые занимаются вопросами ОЕТИ.

Суть предлагаемого метода передачи информации о параметрах эталонов ЕФВ к рабочим СИ в места их эксплуатации иллюстрируется с помощью структурной схемы на рисунке. Комплекс средств приема эталонных сигналов, несущих информацию об основных параметрах эталонов ЕФВ, реализован на базе существующего комплекса СЕВ с незначительными доработками, применительно к решению задач МЛО средств измерений РТМК. Дешифратор совместно с устройством преобразования "код — цифра" позволяет преобразовать принятую информацию в сигналы управления опорными мерами основных ЕФВ, которые необходимы для МЛО средств измерения комплекса. Под воздействием сигналов управления

опорные меры устанавливают значения параметров ЕФВ для поверки СИ комплекса приемных измерителей (КПИ).

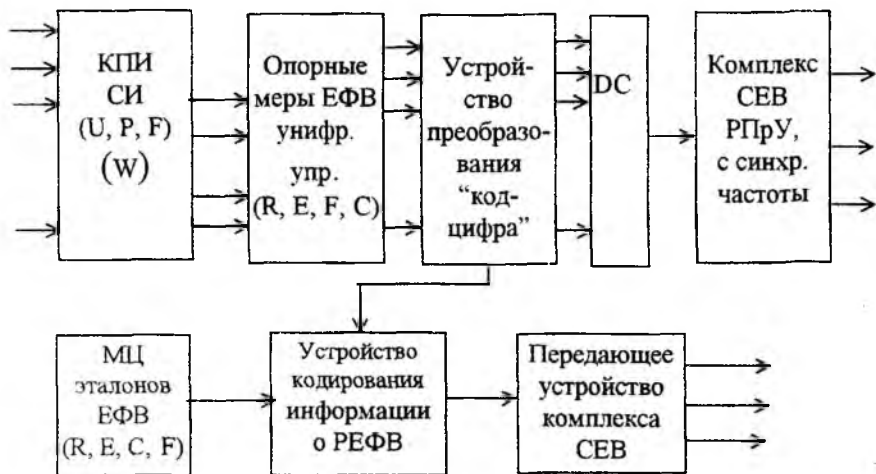
При необходимости достоверность приема и правильность преобразования информации о параметрах ЕФВ юстируются с помощью по проводных каналов.

При разработке узлов и устройств РТМК следует учесть ряд их конструктивных особенностей, связанных со спецификой МЛО СИ. В РТМК применяются компараторы и ЭП размеров ЕФВ, позволяющие в полной мере реализовать его возможности при поверке СИ и учитывающие принципы конкретных видов измерений. В работе [4] приведены особенности построения компараторов для аттестации СИ электрических величин. Очень важно то, что получение информации о состоянии исследуемых объектов происходит во время их работы причем результаты при необходимости торажаются в алгоритме функционирования учреждения (предприятия). Съем информации о контролируемых параметрах выполняется непрерывно или по необходимости для уточнения РИ о параметре объекта. Периодичность обновления информации о параметрах эталонов определяется качеством и достоверностью выходной информации КПИ. Особенности построения и функционирования РТМК и входящих в него устройств наглядно показывают целесообразность применения нового метода МЛО СИ.

СИ, участвующие в процессе измерения параметров объекта, постоянно находятся в КПИ и не демонтируются для проведения их поверки в МЛ. Отсутствие транспортировки существенно повлияет на организацию работы КПИ промышленности Украины. Подменный фонд СИ, создаваемый только для замены вышедших из рабочего состояния средств, будет сосредоточен в базовой организации, способной поддержать его ТХ и своевременно доставить СИ на объект эксплуатации.

Постоянная работа с мерами ЕФВ на КПИ, наличие информации о характере поведения их основных параметров позволят проводить контроль параметров эталона, его составных частей (если эталон групповой и разнесенный), осуществлять отбор однозначных мер для создания резерва элементов эталона на случай, если они не будут удовлетворять предъявленным к ним требованиям по поддержанию заданных точностных характеристик.

Передача информации о параметрах ЕФВ по радиозфиру комплексами СЕВ в закодированном виде позволит расширить сеть ее потребителей не только в одном ведомстве, но и среди других заинтересованных организаций. Переход к предложенному методу передачи информации о параметрах ЕФВ даст возможность расширить сферу работ по ОЕТИ в Украине при сокращении затрат на них [8].



**Список литературы:** 1. ДСТУ 2681 — 94 ДСВ. Метрологія. Терміни та визначення. 2. ДСТУ ВД 2681-.. ДСВ. Метрологія. Терміни та визначення (проект). 3. Рыбаков И.Н. Основы точности и метрологическое обеспечение радиоэлектронных измерений (монография). М. Изд-во стандартов, 1990. 4. Пиотровский Я. Теория измерений для инженеров. М.: Мир, 1989. с. 356. 5. Федоров А.М., Цыган Н.Я. Метрологическое обеспечение электронных средств измерений электрических величин. Л.: Энергоатомиздат, 1988. 6. МИ 1832-88 ГСОЕИ. Методические указания. Сличения групп средств поверки одинакового уровня точности. Основные правила. 7. МИ 2091-90 ГСОЕИ. Измерения физических величин. Общие требования. 8. Труды конференции "МЕТРОЛОГИЯ В ЭЛЕКТРОНИКЕ", Харьков. 1997, ч.1, 2.

Научный метрологический центр

Поступила в редколлегию 17.07.98

Ю.Н. АГАФОНОВ, канд. техн. наук, В.И. АНТЮФЕЕВ, канд. техн. наук,  
В.Н. БЫКОВ, канд. техн. наук, А.М. ГРИЧАНЮК

## ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ КООРДИНАТ ОБЪЕКТОВ МАТРИЧНЫМИ СИСТЕМАМИ ЗЕМЛЕОБОЗОРА

При оценке точности местоопределения матричными системами землеобзора обычно используется модель распределения информативного параметра, представляющего собой интенсивность регистрируемого датчиком геофизического поля, в виде случайного однородного эргодического поля [1]. В случае визирования с борта летательного аппарата (ЛА) пространственно распределенных объектов, занимающих значительную часть кадра изображения, эта модель становится неадекватной, и целесообразно использовать модель изображения в виде объекта простой геометрической формы (полосы, прямоугольника) на однородном фоне [2].

Работа посвящена оценке потенциальной точности местоопределения радиотехническими матричными системами землеобзора, которая ограничивается только разрешающая способность антенной системы и уровнем шума датчика изображения.

Построим модель изображения объекта, формируемого на борту ЛА, при следующих условиях наблюдения:

— обзор осуществляется параллельно с помощью многолучевой системы землеобзора, движущейся в плоскости  $xz$  под углом  $\varphi$  к оси  $z$  системы координат  $xuz$ , связанной с поверхностью земли, из точки  $(x_0, z_0, y_0)$ , в которой реализуется экспозиция кадра;

— антенная система формирует матрицу из  $N_1$  строк и  $N_2$  столбцов, причем наклон плоскости, в которой лежат оси строчных диаграмм направленности антенны (ДНА), задан углом  $\beta_i$  ( $i \in \overline{1, N_1}$ ) относительно вектора скорости ЛА, а положение оси каждой ДНА в строке характеризуется углом  $\alpha_{ij}$ ;

— угол раскрытия каждой ДНА по уровню половинной мощности равен  $\theta_x$  в угломестной плоскости и  $\theta_y$  — в азимутальной;

— каждая парциальная ДНА аппроксимируется гауссовской поверхностью, пересчитанной для координат  $xu$ ;

$$G(x, y, x_{ij}, y_{ij}) = \frac{1}{2\pi\delta_{x_{ij}}\delta_{y_{ij}}} \exp\left\{-\left[\frac{(x-x_{ij})^2}{2\delta_{x_{ij}}^2} + \frac{(y-y_{ij})^2}{2\delta_{y_{ij}}^2}\right]\right\}, \quad (1)$$

где  $x_{ij} = \kappa_{ij}[x_0 + z_0 \operatorname{tg}(\varphi - \beta_i)]$ ,  $y_{ij} = \kappa_{ij}z_0 \operatorname{tg}\alpha_{ij} \sec(\varphi - \beta_i)$  – координаты точки пересечения оси  $ij$ -го луча с поверхностью земли;

$$\kappa_{ij} = \left\{1 - \left[\sin(\theta_x/2)/\cos\alpha_{ij} \cos(\varphi - \beta_i)\right]^2\right\}^{-1};$$

— объект представляет собой прямоугольник в плоскости  $xу$  с вершинами  $(\varepsilon_x, \varepsilon_y), (\varepsilon_x, \varepsilon_y + \Delta l_y), (\varepsilon_x + \Delta l_x, \varepsilon_y), (\varepsilon_x + \Delta l_x, \varepsilon_y + \Delta l_y)$ , контраст которого относительно фона составляет  $\Delta T$ ;

— собственный шум датчика каждого канала — нормально распределенная случайная величина с нулевым средним значением и дисперсией  $\sigma^2$ , шумы отдельных каналов взаимно независимы, взаимодействие полезного сигнала с шумом датчика носит аддитивный характер, датчики изображения предполагаются безынерционными.

Можно показать, что сечение ДНА поверхностью земли представляет собой эллипс с главными полуосями

$$\Delta x_{ij} = z_0(\kappa_{ij} - 1)\operatorname{ctg}(\theta_x/2);$$

$$\Delta y_{ij} = z_0 \operatorname{tg}(\theta_y/2) \sqrt{(\kappa_{ij} - 1)[\kappa_{ij} \operatorname{ctg}^2(\theta_y/2) - 1]},$$

а параметры гауссоиды (1) определяются выражениями

$$\delta_{x_{ij}} = \Delta x_{ij} / \sqrt{2 \ln 2}; \delta_{y_{ij}} = \Delta y_{ij} / \sqrt{2 \ln 2}.$$

В результате вычисления свертки распределения информативного параметра с каждой парциальной ДНА, получим матрицу изображения, формируемого на борту, в виде

$$h_{ij} = T_{\text{ТМ}} + \Delta T f_{ij}(\varepsilon_x, \varepsilon_y) + n_{ij}, i \in \overline{1, N_1}, j \in \overline{1, N_2}, \quad (2)$$

где  $T_{\text{ф}}$  – значение информативного параметра, соответствующее фоновой части изображения;

$$f_{ij}(\varepsilon_x, \varepsilon_y) = \left[ \Phi\left(\frac{\varepsilon_x + \Delta l_x - x_{ij}}{\delta_{x_{ij}}}\right) - \Phi\left(\frac{\varepsilon_x - x_{ij}}{\delta_{x_{ij}}}\right) \right] \times \left[ \Phi\left(\frac{\varepsilon_y + \Delta l_y - y_{ij}}{\delta_{y_{ij}}}\right) - \Phi\left(\frac{\varepsilon_y - y_{ij}}{\delta_{y_{ij}}}\right) \right]$$

$\Phi(\xi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\xi} e^{-\theta^2/2} d\theta$  – интеграл вероятностей;  $n_{ij}$  – случайная величина, подчиняющаяся нормальному распределению с нулевым средним и дисперсией  $\sigma^2$ , и описывающая нормированный шум датчика  $ij$ -го канала.

Будем считать, что заданы параметры  $\Delta l_x, \Delta l_y, T_{\text{TM}}$ , а параметры  $\varepsilon_x, \varepsilon_y, \Delta T$  полагаем неизвестными и подлежащими оцениванию. Тогда исходная задача состоит в оценке потенциальной точности измерения параметров  $\varepsilon_x, \varepsilon_y$ , определяющих положение прямоугольного объекта в системе координат  $xu$ . В терминах теории оценок параметров сигналов [3] формализуем задачу следующим образом: с учетом априорной информации о значениях параметров  $\Delta l_x, \Delta l_y, T_{\text{TM}}$  модели изображения (2) требуется найти потенциальную точность измерения неизвестных параметров местоположения объекта  $\varepsilon_x, \varepsilon_y$  при наличии неизвестного мешающего параметра  $\Delta T$ . В соответствии с общей теорией мешающий параметр будем оценивать наряду с основными.

Логарифм функции правдоподобия параметров  $\Delta T, \varepsilon_x, \varepsilon_y$  с учетом принятых допущений и модели изображения вида (2) с погрешностью до несущественных слагаемых можно записать следующим образом:

$$L(\varepsilon_x, \varepsilon_y, \Delta T) = -\frac{1}{2\sigma^2} \left\| \mathbf{h} - \mathbf{1} \cdot T_{\text{TM}} - \Delta T \mathbf{f}(\varepsilon_x, \varepsilon_y) \right\|^2, \quad (3)$$

где векторы  $\mathbf{h}, \mathbf{f}$  получены разверткой матриц  $[h_{ij}] [f_{ij}]$  по строкам;  $\mathbf{1}$  – вектор с единичными компонентами.

Чтобы установить потенциальную точность измерения искомых параметров  $\Delta T, \varepsilon_x, \varepsilon_y$ , которая обусловлена границей Крамера — Рао [3], построим информационную матрицу Фишера

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sigma^2} \begin{bmatrix} (\Delta T)^2 \|\mathbf{f}_x\|^2 & (\Delta T)^2 (\mathbf{f}_x, \mathbf{f}_y) & \Delta T (\mathbf{f}, \mathbf{f}_x) \\ (\Delta T)^2 (\mathbf{f}_x, \mathbf{f}_y) & (\Delta T)^2 \|\mathbf{f}_y\|^2 & \Delta T (\mathbf{f}, \mathbf{f}_y) \\ \Delta T (\mathbf{f}, \mathbf{f}_x) & \Delta T (\mathbf{f}, \mathbf{f}_y) & \|\mathbf{f}\|^2 \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$\text{где } \mathbf{f}_x = \left( \frac{\partial f_1}{\partial \varepsilon_x}, \dots, \frac{\partial f_N}{\partial \varepsilon_x} \right); \mathbf{f}_y = \left( \frac{\partial f_1}{\partial \varepsilon_y}, \dots, \frac{\partial f_N}{\partial \varepsilon_y} \right), N = N_1 N_2.$$

Дисперсии оценок параметров  $\varepsilon_x, \varepsilon_y, \Delta T$  определяются диагональными элементами матрицы обратной к (4), а выражения для среднеквадратических отклонений оценок имеют вид

$$\sigma_x = \sigma_{\varepsilon_x} = \frac{1}{q} \sqrt{\left[ \|\mathbf{f}\|^2 \|\mathbf{f}_y\|^2 - (\mathbf{f}, \mathbf{f}_y)^2 \right] / F(\varepsilon_x, \varepsilon_y)}; \quad (5)$$

$$\sigma_y = \sigma_{\varepsilon_y} = \frac{1}{q} \sqrt{\left[ \|\mathbf{f}\|^2 \|\mathbf{f}_x\|^2 - (\mathbf{f}, \mathbf{f}_x)^2 \right] / F(\varepsilon_x, \varepsilon_y)}; \quad (6)$$

$$\sigma_{\Delta T} = \sigma \sqrt{\left[ \|\mathbf{f}_x\|^2 \|\mathbf{f}_y\|^2 - (\mathbf{f}_x, \mathbf{f}_y)^2 \right] / F(\varepsilon_x, \varepsilon_y)}, \quad (7)$$

где  $q = \Delta T / \sigma$  – отношение сигнал-шум;

$$F(\varepsilon_x, \varepsilon_y) = \|\mathbf{f}_x\|^2 \left[ \|\mathbf{f}\|^2 \|\mathbf{f}_y\|^2 - (\mathbf{f}, \mathbf{f}_y)^2 \right] -$$

$$(\mathbf{f}_x, \mathbf{f}_y) \left[ \|\mathbf{f}\|^2 (\mathbf{f}_x, \mathbf{f}_y) - (\mathbf{f}, \mathbf{f}_y) (\mathbf{f}, \mathbf{f}_x) \right] + (\mathbf{f}, \mathbf{f}_x) \left[ (\mathbf{f}, \mathbf{f}_y) (\mathbf{f}_x, \mathbf{f}_y) - \|\mathbf{f}_y\|^2 (\mathbf{f}, \mathbf{f}_x) \right]$$

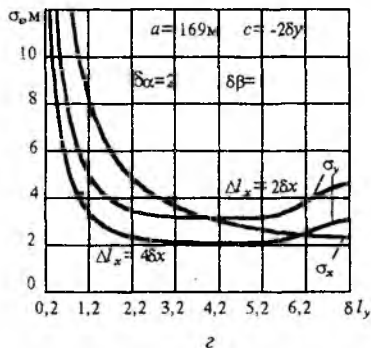
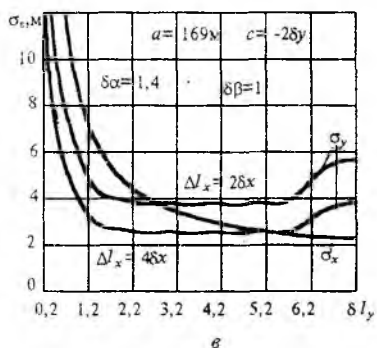
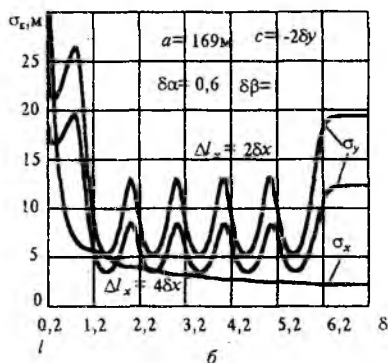
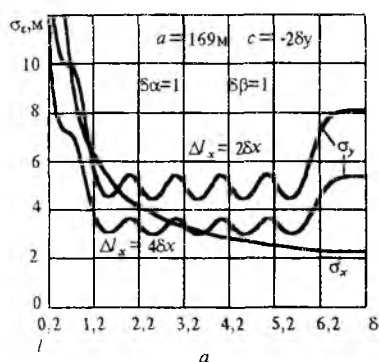
Введем коэффициенты перекрытия ДНА соседних лучей по строкам и столбцам соответственно

$$\delta\beta = \theta_x / \Delta\beta, \delta\alpha = \theta_y / \Delta\alpha,$$

где  $\Delta\beta, \Delta\alpha$  – углы сдвига между плоскостями строчных и столбцовых ДНА. Можно показать, что расстояния  $\delta x, \delta y$  между осями соседних ДНА вблизи центра кадра по соответствующим осям определяются выражениями

$$\delta x \approx z_0 \Delta\beta \sec^2 \varphi; \delta y \approx z_0 \Delta\alpha \sec \varphi.$$

Введем безразмерные длину и ширину прямоугольника:  $\delta l_x = \Delta l_x / \delta x$ ,  $\delta l_y = \Delta l_y / \delta y$ . На рисунке позиция *a*, представлены зависимости



$\sigma_x(\delta l_y), \sigma_y(\delta l_y)$  для следующей совокупности параметров:  $q = 3$ ;  $z_0 = 0,5$  км;  $x_0 = y_0 = 0$ ;  $\varphi = 20^\circ$ ;  $\alpha_i = -\Delta\alpha(\text{div}_2 N_2 + 1/2 - i)$  ( $i \in \overline{1, N_2}$ ),  $\beta_i = \Delta\beta(\text{div}_2 N_1 + 1/2 - i)$  ( $i \in \overline{1, N_1}$ ),  $\theta_x = \theta_y = 2^\circ$  в случае  $\delta\alpha = \delta\beta = 1$ , когда сечения соседних ДНА поверхностью земли, как строчных, так и столбцовых, касаются друг друга. На графике можно выделить три области. В первой, соответствующей  $0 < \delta l_y < 1$ , точность измерения  $\sigma_x, \sigma_y$  невысока вследствие того, что коэффициент заполнения луча меньше единицы и мал контраст объекта. В области  $1 < \delta l_y < 6$  (поскольку  $c = -28y$ , то объект

может покрывать не более 6 лучей)  $\sigma_y$  колеблется относительно некоторого постоянного среднего значения с единичным периодом, а  $\sigma_x$  монотонно повышается с увеличением относительного размера прямоугольника вдоль оси  $y$ , что обусловлено накоплением сигнала по строчным лучам. По той же причине средняя составляющая точности по оси  $y$  уменьшается при увеличении размера прямоугольника  $\Delta l_x$  от  $2\delta x$  до  $4\delta x$ .

В области  $\delta l_y > 6$  граница  $\epsilon_y + \Delta l_y$  прямоугольника выходит за пределы кадра и объект воспринимается как полуполоса. Поскольку информативность изображения в направлении оси  $y$  при этом падает, точность  $\sigma_y$  снижается до значения, которое она принимает при  $\delta l_y \rightarrow \infty$ .

В случае  $\delta\alpha = 0,67$  (позиция б), когда ДНА соседних лучей в строках не пересекаются, амплитуда колебаний составляющей точности  $\sigma_y$  существенно возрастает, поэтому такой режим работы системы нежелателен, хотя точность  $\sigma_x$  при этом выше, чем в случае  $\delta\alpha = 1$ .

Если допустить пересечение соседних ДНА в строках (позиция в соответствует  $\delta\alpha = 1,43$ , позиция г —  $\delta\alpha = 2$ ), можно отметить, что уже при  $\delta\alpha = 1,43$  колебания  $\sigma_y$  практически исчезают, но по мере роста  $\delta\alpha$  падает точность местоопределения по оси  $x$ , особенно при малых значениях  $\delta l_y$ . Следовательно, оптимальное значение коэффициента перекрытия парциальных ДНА лежит в пределах 1,3...1,5.

Таким образом, полученные формулы (5), (6) позволяют оценить потенциальную точность определения координат объекта прямоугольной формы матричными радиотехническими системами землеобзора.

**Список литературы:** 1. Розенфельд А., Дейвис Л.С. Сегментация и модели изображений // ТИИЭР. 1979. Т. 67, № 5. С. 71 — 81. 2. Методы фильтрации сигналов в корреляционно-экстремальных системах навигации / В.К. Баглицкий, А.М. Бочкарев, М.П. Мусьяков. М.: Сов. радио. 1986. 216 с. 3. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Сов. радио, 1978. 296 с.

*Харьковский военный университет*

*Поступила в редколлегию 22.04.98*

*Н.С. ПАСТУШЕНКО, канд. техн. наук, С.В. ПЕТРОВ*

## **МЕТОДИКА И РЕЗУЛЬТАТЫ ОЦЕНКИ ВЛИЯНИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ НАЧАЛЬНЫХ УСЛОВИЙ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ВЫПОЛНЕНИЯ ЦЕЛЕВОЙ ЗАДАЧИ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА**

В современных условиях при ограниченном финансировании космической области науки и техники переход от многопунктной к однопунктной технологии управления (ОТУ) позволит значительно сократить затраты на эксплуатацию соответствующего оборудования и численность обслуживающего персонала. Кроме того, следует отметить, что применение многопунктной технологии на территории Украины не способствовало увеличению зон видимости обслуживаемых космических аппаратов (КА).

Исследования пространственно-временных возможностей ОТУ показали, что средняя длительность сеансов связи с КА сократилась в 1,5...2 раза, а межсеансные интервалы возросли в 4...5 раз, что существенно осложняет планирование целевых операций. В сложившихся условиях возрастают требования к качеству решения задач баллистико-навигационного обеспечения (БНО). Основным звеном всего БНО является прогнозирование движения КА, особенно при управлении низкоорбитальными КА. Результаты прогнозирования движения КА существенно влияют на качество выполнения программы полета, в том числе на проведение различных экспериментов, наблюдение и фотографирование заданных районов земной поверхности, координацию и планирование работы наземных служб обеспечения полета.

Основное внимание при осуществлении экспериментов по исследованию возможности внедрения ОТУ уделялось оценке погрешностей определения начальных условий (НУ) движения КА в зависимости от числа участвующих измерительных пунктов. При этом ограничения на допустимый уровень погрешностей НУ оставались прежними, используемыми при многопунктной технологии управления. И в них не учитывался тот факт, что зоны обзора целевой аппаратуры КА в последние годы постоянно увеличиваются. Поэтому не получены ответы на такие важные вопросы: способна ли космическая система с погрешностями в определении НУ выполнить целевую задачу; какой уровень погрешностей допустим; какие погрешности наиболее существенны и т.д. Постановка указанных вопросов вызвана тем, что зоны действия целевой аппаратуры КА (таблица) являются доста-

точно большими [1]. Поэтому незначительные ошибки в НУ не всегда будут приводить к тому, что требуемый объект наблюдения в заданный момент времени окажется вне зоны действия целевой аппаратуры.

Основные иностранные космические системы разведки	Ширина полосы обзора, км	Ширина зоны обзора
Оперативного наблюдения КХ-11	1250 ... 3600	11,25 ... 32,4 <sup>0</sup>
Детальной радиотехнической разведки "Феррет-Д"	3000	27
Разведки морских театров военных действий	7000	63
Радиолокационной разведки "Лакросс"	2000	18

Кроме того, часто возникает ситуация, когда необходимо оперативно изменить временную программу работы целевой аппаратуры КА в целях наблюдения (фотографирования) заданного района, а времени на уточнение элементов орбиты нет.

Далее будем считать программу полета КА на заданном временном интервале выполненной успешно, если требуемый объект наблюдения находится в зоне действия целевой аппаратуры, т.е. критерием эффективности выполнения целевой задачи является нахождение требуемого объекта наблюдения в зоне действия целевой аппаратуры КА. Таким образом, актуальна задача оценки влияния ошибок в определении НУ на эффективность выполнения целевой задачи КА.

Проанализируем влияние двух классов ошибок определения НУ: случайных и систематических. Случайные ошибки, как и в [2], будем считать подчиняющимися нормальному закону распределения с нулевым математическим ожиданием и некоторым средним квадратическим отклонением (СКО). Систематические ошибки, как правило, связаны с наличием неучтенных постоянных или медленно меняющихся факторов (погрешности модели, изменение опорной частоты бортовых генераторов, смещение нуля при привязке измерений к единой шкале времени и т.д.).

Рассмотрим один из путей решения задачи предъявления требований к допустимому уровню погрешностей в НУ КА путем математического моделирования. В качестве исходных данных будем использовать кеплеровы параметры орбиты КА, которые в дальнейшем пересчитываются по известным соотношениям [3] в геоцентрические экваториальные координаты положения  $X, Y, Z$  и составляющие вектора скорости  $V_x, V_y, V_z$ . Эти данные рассматриваются как эталонные начальные условия КА. Далее составляется прогноз для заданного интервала времени и определяются требуе-

мое положение КА в инерциальной системе, а также координаты его подспутниковой точки. Последние характеризуют требуемый район наблюдения.

Последующие операции: изменение эталонных НУ с учетом заданных уровней случайных и (или) систематических ошибок; составление прогноза на заданный временной интервал и определение текущего положения КА, а также координат его подспутниковой точки; расчет и регистрация разницы между координатами требуемой и текущей подспутниковой точки КА. Перечисленные операции выполняются многократно, что позволяет провести статистическую обработку результатов моделирования. Результаты моделирования определяют область возможного положения КА в пространстве, обусловленную наличием систематических и (или) случайных ошибок в НУ КА. Сравнение текущего положения и размера данной области с требуемым районом наблюдения и размером зоны действия целевой аппаратуры КА позволит оценить эффективность выполнения поставленной задачи.

Таким образом, предлагаемая методика дает возможность оценить влияние случайных и (или) систематических ошибок в зависимости от времени прогноза, а также определить предельно допустимый уровень ошибок в НУ для космических систем с различными размерами зон обзора целевой аппаратуры.

Для проверки методики был проведен модельный эксперимент на ПЭВМ для околокруговых орбит с высотой апогея от 300 до 1500 км. При этом в алгоритме прогнозирования учитывалось влияние статической атмосферы и несферичности Земли. Были получены зависимости математического ожидания максимального радиуса отклонения подспутниковой точки от номера витка для различных высот при наличии случайных ошибок измерения НУ по координатам с СКО, равными 100 м, и по скорости с СКО, равными 2 м/с, и систематических ошибок по координатам 100 м и по скорости 1 м/с. Анализ полученных зависимостей показывает, что при радиусе действия целевой аппаратуры 500 км эффективность выполнения целевых задач не снижается в течение примерно 6 ч. Для околокруговых орбит с высотой 300...1500 км это составляет более трех витков полета КА. Зоны действия основных обеспечивающих космических систем, имеющих высоту полета примерно 1000 км, имеют в 2...3 раза больший радиус действия целевой аппаратуры. Поэтому для таких космических систем допустимы и большие ошибки в НУ либо может быть увеличено время прогнозирования (до применения системы по целевому назначению).

В процессе модельного эксперимента подтверждено известное положение о том, что более существенное влияние на эффективность выполне-

ния целевых задач оказывают случайные и систематические ошибки в скоростных составляющих.

С помощью описанной методики можно решать и обратные задачи: по заданному размеру зоны обзора и требуемому времени прогноза определять допустимые уровни случайных и (или) систематических ошибок в НУ КА. Например, предельные ошибки в НУ для высоты полета КА 700 км, радиуса зоны обзора целевой аппаратуры 1000 км и времени прогноза, соответствующему трем виткам, составляют: по положению — 200 м, по скорости — 1,7 м/с.

В настоящее время при определении параметров орбиты КА измерительными средствами НАКУ КА Украины навигационные измерения производятся на 5 — 6 витках, после чего решается краевая задача, рассчитывается временная программа и происходит ее закладка в бортовое вычислительное устройство. Однако зачастую возникает ситуация, когда КА вследствие изменения оперативной обстановки должен наблюдать какой-либо район через интервал времени в пределах последующих 3 — 10 витков. В этом случае времени в 5 — 6 витков на уточнение параметров орбиты нет.

Здесь же нужно заметить, что оперативное изменение временной программы работы целевой аппаратуры связано с необходимостью нахождения КА в зоне действия наземных средств управления. В этом случае может быть предложена следующая схема расчета и закладки на борт КА временной программы: измеряются текущие навигационные параметры, уточняются параметры орбиты КА, рассчитывается временная программа работы целевой аппаратуры, которая закладывается в конце текущего сеанса связи с КА. Предпосылкой к организации описанного режима является наличие на средствах управления КА мощных вычислительных средств в виде современных ПЭВМ.

Для обоснования правильности такого подхода был проведен модельный эксперимент, в котором исследовалось влияние различий в составе измерений на процесс уточнения НУ. Как и следовало ожидать, измерение одного навигационного параметра на одном витке не позволяет компенсировать влияние указанных выше систематических и случайных ошибок в НУ. В то же время измерение дальности до КА и какого-либо другого навигационного параметра (например, радиальной скорости и одного из угловых параметров) в течение нескольких минут позволяет примерно на порядок снизить уровень ошибок. При этом темп измерений в модельном эксперименте был равен 5 сек. Увеличение числа одновременно измеряемых параметров (а это основное направление совершенствования средств управления КА) приводит к почти полной компенсации ошибок НУ.

Естественно, что полученные в процессе моделирования оценки (по долготе и широте отдельно) математического ожидания ( $\tilde{m}$ ) и СКО ( $\tilde{\sigma}$ ) являются функцией числа реализаций  $n$  и сами представляют собой случайные величины.

Разумеется, при замене  $m$  и  $\sigma$  их оценками  $\tilde{m}$  и  $\tilde{\sigma}$  возникает какая-то ошибка. Допускаем, как и в [4], что случайные величины  $\tilde{m}$  и  $\tilde{\sigma}$  имеют нормальное распределение с параметрами

$$M[\tilde{m}] \approx \tilde{m}; \quad \sigma[\tilde{m}] \approx \frac{\tilde{\sigma}}{\sqrt{n}}; \quad \sigma[\tilde{\sigma}^2] \approx \tilde{\sigma}^2 \sqrt{\frac{2}{n-1}}.$$

Тогда вероятность того, что оценка  $\tilde{m}$  отклонится от своего математического ожидания меньше, чем на  $\epsilon_{\text{МО}}$  [4], приближенно находится по формуле

$$P\{|\tilde{m} - m| < \epsilon_{\text{МО}}\} \approx 2\Phi\left(\frac{\epsilon_{\text{МО}} \sqrt{n}}{\tilde{\sigma}}\right), \quad (1)$$

где  $\Phi(x)$  — функция Лапласа.

Легко видеть, что для того, чтобы вероятность (1) была, например, не меньше 0,98, необходимо выполнение условия

$$\epsilon_{\text{МО}} \geq 2,34 \frac{\tilde{\sigma}}{\sqrt{n}}. \quad (2)$$

Для оценки  $\tilde{\sigma}$  вероятность того, что после принятия  $\sigma = \tilde{\sigma}$  погрешность  $\epsilon_{\text{СКО}}$  ( $\epsilon_{\text{СКО}} < \tilde{\sigma}$ ) приближенно вычисляется по формуле

$$P\{|\tilde{\sigma} - \sigma| < \epsilon_{\text{СКО}}\} \approx 2\Phi\left(\sqrt{\frac{n-1}{2}} \frac{2\tilde{\sigma}\epsilon_{\text{СКО}} - \epsilon_{\text{СКО}}^2}{\tilde{\sigma}^2}\right). \quad (3)$$

Чтобы вероятность (3) была не меньше 0,98, необходимо выполнение условия:

$$\epsilon_{\text{СКО}} \geq \tilde{\sigma} \left(1 - \sqrt{1 - 2,34 \sqrt{\frac{2}{n-1}}}\right). \quad (4)$$

Для  $\tilde{\sigma} = 300$  км,  $n = 100$ , используя (2) и (4), получаем  $\epsilon_{\text{МО}} \geq 70,2$  км;  $\epsilon_{\text{СКО}} \geq 54,92$  км. Последнее означает, что с вероятностью 0,98 истинные

значения искомого математического ожидания и СКО находятся в следующих пределах:

$$\tilde{m} - 70,2 \leq m \leq \tilde{m} + 70,2; \quad 245,08 \leq \sigma \leq 354,92.$$

Определим вероятность выполнения целевой задачи КА с учетом полученных ошибок. Для этого введем прямоугольную систему координат  $XOY$ : начало координат — требуемое положение подспутниковой точки КА при наблюдении заданного района; ось  $OX$  ориентирована на восток,  $OY$  — на север;  $(x_0, y_0)$  — координаты точки, которую должен наблюдать КА;  $R$  — радиус зоны обзора целевой аппаратуры;  $m_x, m_y$  — математические ожидания координат смещения подспутниковой точки КА,  $\sigma_x, \sigma_y$  — их СКО. Естественно, что искомая вероятность будет равна вероятности попадания нормально распределенной двумерной случайной величины с параметрами  $m_x, m_y, \sigma_x, \sigma_y$  в область  $S$ , ограниченную окружностью радиуса  $R$  с центром в точке  $(x_0, y_0)$ , а соотношение для ее оценки будет иметь вид [4]

$$P\{(x, y) \in S\} = \frac{1}{2\pi\sigma_x\sigma_y} \iint_S \exp\left[-\frac{(x-m_x)^2}{2\sigma_x^2} - \frac{(y-m_y)^2}{2\sigma_y^2}\right] dx dy.$$

Заменяем круг радиуса  $R$  квадратом эквивалентной площади, стороны которого параллельны координатным осям. Тогда  $(x_0, y_0)$  — координаты точки пересечения диагоналей. Получим

$$P\{(x, y) \in S\} \approx \left[ \Phi\left(\frac{x_0 + a - m_x}{\sigma_x}\right) - \Phi\left(\frac{x_0 - a - m_x}{\sigma_x}\right) \right] \times \\ \times \left[ \Phi\left(\frac{y_0 + a - m_y}{\sigma_y}\right) - \Phi\left(\frac{y_0 - a - m_y}{\sigma_y}\right) \right],$$

где  $a = R\sqrt{\pi}/2$ .

Графически условный координатный закон выполнения целевой задачи КА можно представить в виде семейства кривых равной вероятности, которые позволяют определить вероятность выполнения целевой задачи для любых  $\sigma_x, \sigma_y$  при известных координатах объекта наблюдения и заданном размере зоны обзора целевой аппаратуры.

Таким образом, разработанная методика позволяет оценить величин случайных и (или) систематических ошибок в НУ на эффективность выполнения целевых задач КА. Кроме того, для космических систем с различными зонами обзора целевой аппаратуры при известном времени прогноза можно установить предельно допустимые ошибки в НУ, при которых вероятность выполнения целевой задачи будет не ниже заданной. Модельный эксперимент показал, что при существующих размерах зон обзора целевой аппаратуры КА для успешного выполнения целевой задачи в пределах нескольких витков КА оперативные изменения во временную программу работы КА целесообразно закладывать в конце ближайшего сеанса связи с КА после измерения параметров орбиты и их уточнения. Такая схема закладки временной программы на борт КА в условиях изменения оперативной обстановки позволит существенно повысить эффективность и оперативность использования космических систем по целевому назначению.

**Список литературы:** 1. Басков С., Дубовой А., Качекан А. Видовая разведка // *Авиация и космонавтика*. 1993. № 3. С. 46 — 47. 2. *Баллистика и навигация космических аппаратов* / Н.М. Иванов, А.А. Дмитриевский, Л.Н. Лысенко и др. Москва: Машиностроение, 1986. 296 с. 3. *Основы теории полета КА* / Под ред. Г.С. Нариманова, М.К. Тихонравова. М.: Машиностроение, 1972. 607 с. 4. *Вентцель Е.С., Овчаров Л.А. Теория вероятностей и ее инженерные приложения*. М.: Наука, 1988. 480 с.

*Харьковский военный университет*

*Поступила в редколлегию 27.08.98*

Ю.И. ЕВДОКИМЕНКО, канд. физ.-мат. наук, А.П. НАРЕЖНИЙ

## ИДЕНТИФИКАЦИЯ ГРУППОВОЙ МЕРЫ ЧАСТОТЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИТЕРАЦИОННЫХ МЕТОДОВ РЕШЕНИЯ СТАЦИОНАРНЫХ ЗАДАЧ

В основу предлагаемого способа положено одновременное сличение группы мер с принимаемым эталонным сигналом частоты и времени (ЭСЧВ). Данному процессу сличения ставится в соответствие стохастическая модель, которая впоследствии идентифицируется с реальным процессом путем численной обработки векторной последовательности результатов сличения [1].

Состояние групповой меры частоты и времени в дискретном времени с определенной степенью точности может быть представлено в виде линейного векторного уравнения состояния

$$X(k) = \Phi(k, k-1) \cdot X(k-1) + \xi_k. \quad (1)$$

Под первыми  $n-1$  составляющими вектора  $X(k)$  размерностью  $n$  подразумевается среднее значение случайных составляющих воспроизведения частоты поверяемыми мерами между двумя смежными ( $t_k$  и  $t_{k-1}$ ) моментами измерений, а под  $n$ -й составляющей вектора  $X(k)$  подразумевается аналогичная характеристика принимаемого ЭСЧВ. Вектор  $\xi_k$  аддитивных шумов, привносимых в систему (шумы элементов схемы мер и шумы на трассе прохождения ЭСЧВ), имеет нормальное распределение с нулевым средним и положительно определенной ковариационной матрицей  $\Sigma$ . Последняя определена математическим ожиданием  $E\{\xi_i \xi_k\} = \Sigma \cdot \delta_{ik}$ , норма  $\|\Sigma\| < \infty$ ,  $\forall k$ , а  $\delta_{ik}$  — дельта-функция Кронекера. Переходная матрица  $\Phi(k, k-1)$  размера  $n \times n$  представляет собой коэффициенты при линейных членах разложения исходного нелинейного уравнения состояния в ряд Тейлора и по сути своей определяет степень взаимного влияния элементов системы. Получаемая в процессе сличений векторная последовательность результатов измерений связана с текущим значением вектора состояния  $X(k)$  системы посредством соотношения

$$y(k) = H \cdot X(k) + \eta_k, \quad (2)$$

где  $\eta_k$  — шумы средств сличений (компараторов). На основании многочисленных экспериментальных данных можно полагать, что вектор  $\eta_k$  имеет нормальное распределение с нулевым средним и ковариационную матрицу  $R$ , определенную математическим ожиданием  $E\{\eta_i \eta_k^T\} = R \cdot \delta_{ik}$  и нормой  $\|R\| < \infty$ .  $\forall k$ . Передаточная матрица  $H$  размера  $m \times n$  для процесса парных сличений группы мер с ЭСЧВ такова, что матрица наблюдаемости [2] является вырожденной, т.е. процесс парных сличений относится к ненаблюдаемым.

В этом случае непосредственно может быть идентифицирован лишь разностный процесс  $Z(k)$ , полученный из исходного процесса  $X(k)$  посредством соотношения  $Z(k) = H \cdot X(k)$ .

При этом уравнение состояния (1) преобразуется в вид

$$Z(k) = \Psi \cdot Z(k-1) + \zeta_k. \quad (3)$$

Здесь  $\zeta_k = H \cdot \xi_k$ ;  $Q = E\{\zeta_k \zeta_k^T\}$ ;  $\Psi$  — переходная матрица размера  $(n-1) \times (n-1)$  процесса  $Z(k)$ . Элементы матрицы  $\Psi$  представляют собой линейную комбинацию элементов переходной матрицы  $\Phi$  исходного процесса  $X(k)$ .

Задача идентификации групповой меры заключается в определении стохастических характеристик процесса  $X(k)$  по результатам измерений  $y(k)$ . Парные сличения в групповой мере приводят к тому, что непосредственно могут быть идентифицированы лишь матрицы  $\Psi$  и  $Q$  связанные с матрицами  $\Phi$  и  $\Sigma$  уравнениями

$$H\Phi = \Psi H, \quad (4)$$

$$Q = H\Sigma H^T. \quad (5)$$

Уравнения (4) и (5) при отсутствии дополнительных априорных данных о системе не разрешимы относительно  $\Phi$  и  $\Sigma$ .

В работе [3] предложен вариант разрешения данных уравнений относительно  $\Phi$  и  $\Sigma$  исходя из особенностей построения групповой меры.

Из уравнений (1) и (3) с учетом связи между векторами  $X(k)$  и  $Z(k)$  для стационарного состояния системы можно получить уравнения

$$\begin{cases} P_y = P_z + R; \\ P_z = \Psi P_z \Psi^T + Q; \\ W_y = \Psi P_z, \end{cases} \quad (6)$$

где  $P_z = E\{Z(k)Z(k)^T\}$ ;  $P_y = E\{y(k)y(k)^T\}$ ;  
 $W_y = E\{y(k)y(k-1)^T\}$ .

В работе [3] на основании решения системы уравнений (6) предложена процедура оценки ковариационной матрицы  $Q$  и переходной матрицы  $\Psi$  посредством выражений

$$Q = (P_y - R) - W_y \cdot (P_y - R)^{-1} \cdot W_y^T, \quad (7)$$

$$\Psi = W_y \cdot (P_y - R)^{-1}. \quad (8)$$

Поскольку оценки элементов матрицы  $W_y$  и  $P_y - R$  получены для конечной выборки и содержат погрешности, уравнение (8) имеет смысл лишь в том случае, когда матрица  $(P_y - R)$  не является критически обусловленной [4]. Плохая обусловленность приводит к тому, что стирается грань между особенной и неособенной матрицами. Действительно, для матрицы  $(P_y - R)$  с большим числом обусловленности при определенном уровне погрешностей определения ее элементов возможны такие реализации  $(P_y - R)$ , у которых  $\det(P_y - R) \approx 0$ . В связи с этим вводится понятие критической обусловленности [4], используемое для разграничения ситуаций, в которых соответственно возможно и невозможно превращение неособенной матрицы в особенную. Достаточным условием отсутствия критической обусловленности является выполнение неравенства [4]

$$\Xi = \rho(C) \leq 1. \quad (9)$$

Здесь  $\Xi$  — так называемый фактор критической обусловленности;  $\rho(\cdot)$  — спектральный радиус;  $C = \left| (P_y - R)^{-1} \right| \delta(P_y - R)$  — матрица обусловленности, а матрицы  $\left| (P_y - R)^{-1} \right|$  и  $\delta(P_y - R)$  составлены из абсолютных значений элементов матрицы  $(P_y - R)^{-1}$  и верхних границ допустимых погреш-

ностей таких элементов соответственно. Условие (9) выполняется, если какая-либо норма матрицы  $C < 1$ . При выполнении этого условия погрешность определения  $\Psi$  с помощью выражения (8) может быть оценена в матричной форме:

$$\delta\Psi = (I - C)^{-1} \left( C\Psi + \delta W_y \left[ (P_y - R)^{-1} \right] \right), \quad (10)$$

где  $I$  — единичная матрица;  $\delta W_y$  — матрица, элементы которой представляют собой верхние границы для погрешности элементов матрицы  $W_y$ .

В работе [3] показано, что на сходимость результатов идентификации системы существенно влияют следующие параметры: диапазон значений элементов матрицы  $\Phi$ ; отношение шумов эталонного сигнала к шумам компаратора при сличении эталонного сигнала и проверяемой меры ( $\mu$ ); отношение шумов проверяемых мер к шумам компараторов при их взаимных сличениях ( $\chi$ ); отношение шумов проверяемых мер к шумам эталонного сигнала ( $K$ ). Чтобы расширить диапазоны значений матрицы  $\Phi$ , соотношений шумов и получить при этом достоверные оценки метрологических характеристик мер, решение уравнения  $(P_y - R)\Psi = W_y$  целесообразно осуществлять итерационными методами решения стационарных задач при неточных входных данных [5]. Основное условие сходимости названных методов — положительная определенность матрицы  $(P_y - R)$ . Матрица  $(P_y - R) = P_z$  является ковариационной, а из свойств ковариационных матриц [6] следует их положительная определенность. Зададимся погрешностями определения оценок  $P_z$  и  $W_y$  вида  $\|\hat{P}(\bar{P}_z - P_z)\| \leq \varepsilon$ ,  $\|\hat{W}_y - W_y\| \leq \theta$ , где  $\bar{P}_z$ ,  $\hat{W}_y$ ,  $\hat{P}$  — оценки полученные при бесконечном времени наблюдения за процессом  $z(k)$ , стремящимся к бесконечности. Зададим простейший итерационный процесс вида

$$\Psi_{j+1} = \Psi_j - K \left( (P_y - R)\Psi_j - W_y \right), \quad \Psi_0 = 0. \quad (11)$$

Здесь параметр  $K$  удовлетворяет условию  $q = \|I - K(P_y - R)\| < 1$ ; где  $\|\cdot\|$  — норма в  $L_2$  пространстве.

Если матрица  $\bar{P}_z$  плохо обусловлена и, следовательно, обратная матрица  $[\bar{P}_z]^{-1}$  может отличаться от  $[P_z]^{-1}$  очень значительно, то попытка

продлить итерационный процесс (11) может привести не к улучшению, а, к существенному ухудшению результата. Поэтому возникает задача: по заданным погрешностям во входных данных найти оптимальное число итераций, при котором происходит согласование всякого рода погрешностей.

Погрешность определения переходной матрицы при решении системы (6) итерационным методом получаем в виде [5]

$$\|\hat{\Psi} - \Psi_j\| \leq q_j \cdot \left\| [P_y - R]^{-1} \right\| \cdot \|W_y\| + \left\| [P_y - R]^{-1} \right\| \cdot \|\varepsilon + \theta\|. \quad (12)$$

Первое слагаемое в правой части неравенства (12) дает оценку погрешности итерационного процесса, второе слагаемое оценивает погрешность, обусловленную ошибками определения входных данных.

Таким образом, обработка экспериментальных данных итерационным методом решения стационарной задачи позволяет при расширении диапазона значений матрицы  $\Phi$  и увеличения отношения сигнал-шум, получать оценки метрологических характеристик мер с необходимой точностью.

**Список литературы:** 1. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: Радио и связь, 1991. 608 с. 2. Эйкхофф П. Основы идентификации систем управления: Пер. с англ. М.: Мир, 1975. 680 с. 3. Евдокименко Ю.И., Наумов А.П. Оценка погрешностей определения стохастических характеристик группы мер частоты и времени при их взаимных сличениях // Радиозлектроника и информатика. 1997. № 1. 37 с. 4. Kuperman J.B. Approximate linear algebraic equations. London: Van Nostrand Reinhold Co., 1971. 225 p. 5. Марчук Г.И. Методы вычислительной математики: М.: Наука, 1989. 608 с. 6. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники: В 1 кн. М.: Сов. Радио, 1974. 552 с.

Научный метрологический центр  
военных эталонов

Поступила в редколлегию 04.12.98

*В.Г. КРЫЖАНОВСКИЙ, канд. физ.-мат. наук, И.Н. ШЕВЧЕНКО*

## **ВЛИЯНИЕ ФОРМ ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ КОЛЛЕКТОРА НА КПД ТРАНЗИСТОРНОГО УСИЛИТЕЛЯ СВЧ-МОЩНОСТИ КЛАССА F(H) С УЧЕТОМ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ЭФФЕКТОВ**

В теории транзисторных усилителей мощности (ТУМ) СВЧ-диапазона класса F(H) остается открытым вопрос о механизме эффекта, приводящем к возрастанию КПД таких усилителей до 80 — 90 %. Исследованию зависимости КПД ТУМ СВЧ от формы коллекторного тока и/или напряжения посвящены работы [1; 2]. Однако в них не ставилась задача определения форм тока и напряжения коллектора, при которых достигается максимальный КПД ТУМ СВЧ.

В [1] показано, что параметрические эффекты на нелинейной емкости коллекторного перехода при определенных фазовых соотношениях между гармониками коллекторного тока позволяют повысить КПД усилителя в 1,1...1,2 раза. Но для усилителей классов F или H существуют жесткие ограничения как на наличие гармоник в спектре тока коллектора, так и на их фазы. Поэтому открытым остается вопрос о позитивном или негативном влиянии параметрических эффектов на КПД таких усилителей.

### **Постановка задачи**

Будем полагать, что усилитель работает в полигармоническом режиме класса F или H с резистивной нагрузкой, транзистор включен по схеме с общей базой, в нагрузку  $R_n$  попадает только первая гармоника коллекторного напряжения.



Рис. 1

Здесь 1, 2 — входная и выходная согласующие цепи.

Исходя из соотношения для КПД усилителя

$$\eta = \frac{\int_0^T p_n(t) dt / T}{\left( \int_0^T p_n(t) dt / T + \int_0^T p_T(t) dt / T \right)}, \quad (1)$$

где  $p_n = u_n(t)i_n(t)$  — мгновенная колебательная мощность в нагрузке;  $p_T = u_{bc}(t)i_c(t)$  — мгновенная мощность рассеяния транзистора;  $T$  — период входного сигнала), найдем условия на спектральные наполнения тока и напряжения коллектора, при которых достигается минимальное значение мощности рассеяния транзистора и соответственно максимум КПД усилителя с ненулевой выходной мощностью. Кроме того, определим величину параметрического преобразования энергии высших спектральных составляющих коллекторного тока в энергию основной гармоники.

### Влияние форм тока и напряжения коллектора на КПД ТУМ СВЧ класса F(H)

Так как в нагрузку попадает только первая гармоника коллекторного напряжения  $U_{bc}^1$ , то мощность, рассеиваемая за период на нагрузке

$$P_n = U_{bc}^1 I_c^1 \int_{-T/2}^{T/2} \sin^2(2\pi t/T) dt / T = U_{bc}^1 I_c^1 / 2.$$

Мгновенная мощность рассеяния транзистора, выраженная через спектральные разложения коллекторного тока и напряжения:

$$P_T = U_{bc}^m I_c^m \int_{-T/2}^{T/2} \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cos(2\pi n t/T) \sum_{l=0}^{\infty} b_l \cos(2\pi l t/T) dt / T. \quad (2)$$

Простым интегрированием убеждаемся, что

$$P_T = U_{bc}^0 I_c^0 - U_{bc}^m I_c^m a_1 b_1 / 2 + U_{bc}^m I_c^m \sum_{k=2}^{\infty} a_k b_k / 2, \quad (3)$$

где  $U_{bc}^0, I_c^0; U_{bc}^m, I_c^m$  — постоянные составляющие и размах тока и напряжения коллектора, “—” перед  $(U_{bc}^m I_c^m / 2) a_1 b_1$  возникает за счет противофазности тока и напряжения коллектора.

Учитывая, что  $U_{bc}^1 = a_1 U_{bc}^m = a_1 2\zeta U_{bc}^0$ ,  $b_1 I_c^m = I_c^1$ ,  $b_0 I_c^m = I_c^0$ ,  $\zeta \in [0...1]$  — коэффициент использования транзистора по напряжению коллектора, то для КПД усилителя получаем:

$$\eta = \zeta a_1 b_1 / \left( b_0 + \zeta \sum_{k=2}^{\infty} a_k b_k \right). \quad (4)$$

Локальный максимум КПД  $\eta$  определяется минимумом знаменателя (4) и очевидным образом достигается при  $\sum_{k=2}^{\infty} a_k b_k = 0$ . Из теории математиче-

ского анализа известно, что если числовой ряд вида  $\sum_{k=2}^{\infty} a_k b_k$  равен нулю,

то либо  $a_k = b_k = 0$ , либо  $a_k b_k = 0$ . Вариант с  $a_k = b_k = 0$  нас не устраивает, так как он означает полное отсутствие в спектрах коллекторного тока и напряжения гармоник, что соответствует линейному режиму работы усилителя. Вариант

$$a_k b_k = 0, \quad (5)$$

означает, что в спектрах коллекторных тока и напряжения не должны содержаться гармоники с одинаковыми номерами и его выполнение гарантирует, что КПД всего усилителя достигнет неабсолютного максимума, который переходит в абсолютный, при определенных ограничениях, налагаемых на форму  $U_{bc}$  и  $I_c$ .

Если транзистор работает в режиме с отсечкой коллекторного тока, то в течение части периода этот ток должен обращаться в нуль. Это условие с (5) и свойством единственности коэффициентов Фурье разложения коллекторного тока, приводит к единственно возможной форме коллекторного тока — функциям Берга с углом отсечки  $\vartheta = \pi/2$  радиан [3], которые в своем спектре не содержат четных гармоник. Аналогичные рассуждения для коллекторного напряжения приводят к требованию его прямоугольности со скважностью 2 [3]. В итоге для КПД усилителя имеем:

$$\eta = \zeta a_1 b_1 / b_0 = \zeta. \quad (6)$$

Здесь  $b_0 = 1/\pi$ ,  $b_1 = 1/2$  — нулевой и первый коэффициенты разложения Фурье коллекторного тока;  $a_1 = 2/\pi$  — первый коэффициент разложения Фурье коллекторного напряжения.

Полученный результат говорит о том, что при таких формах коллек-

торных тока и напряжения КПД усилителя будет равен коэффициенту использования транзистора по напряжению

$$\zeta = U_{bc}^m / 2U_{bc}^0 = (U_{bc}^0 + U_{bc}^0(1-\varepsilon)) / 2U_{bc}^0 = [0,95 \dots 0,995], \quad (7)$$

где  $\varepsilon U_{bc}^0$  — напряжение насыщения транзистора. Для современных транзисторов  $\varepsilon \in [0,1 \dots 0,01]$  [1].

Для усилителя класса *B* с полным подавлением гармоник коллекторного напряжения и формой тока в виде функций Берга при  $\zeta = 1$  и  $a_1 = 1/2$  КПД составляет  $\eta = \pi/4$ , что полностью совпадает с результатами [1].

Произведение  $\zeta a_1 b_1$  в (6) представляет собой мощность, отдаваемую в нагрузку на первой гармонике. В предельном случае, когда напряжение база-коллектор имеет амплитуду  $U_{bc}^0$  (максимальное напряжение питания), а импульс тока —  $I_{c,imp}^{\max}$  (максимальная амплитуда импульса коллекторного тока), это значение составляет  $(2/\pi)U_{bc}^0 I_{c,imp}^{\max}$  ватт и может значительно превысить предельную выходную мощность транзистора. Так, для транзистора 2Т995А-2 [4]  $(2/\pi)U_{bc}^0 I_{c,imp}^{\max} = 10,695$  ватт  $\gg P_{out}^{\max} = 2,2$  ватта. Данный результат говорит о том, что транзистор может работать в режиме отдачи максимальной мощности при максимальном КПД.

**Влияние параметрического эффекта преобразования энергий гармоник коллекторного тока на КПД ТУМ СВЧ класса F(H)**

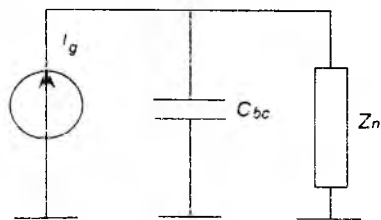


Рис. 2

На рис. 2 представлена выходная цепь усилителя класса F(H),  $I_g(t)$  — ток через переход база-коллектор,  $C_{bc}$  — нелинейная емкость перехода база-коллектор,  $Z_n$  — импеданс выходной цепи, включающей в себя собственно согласующую цепь, нагрузку, паразитные элементы коллекторного вывода. Будем полагать, что согласующие цепи транзистора настроены таким образом, что ток коллектора имеет форму функций Берга, а напряжение — форму меандра с размахом  $U_{bc}^m$ . Спектр тока  $I_g(t)$  определим соотношением:

соотношением:

$$I_g(t) = I_{g0} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{gn} \exp(in\omega_0 t). \quad (8)$$

Для всех четных гармоник коллекторного тока выходная согласующая цепь создает нулевой импеданс. Для всех нечетных гармоник тока коллектора с  $n > 1$  выходная согласующая цепь реализует бесконечный импеданс, а на основной частоте — ненулевой.

Определим ток емкости  $C_{bc}$ , используя условие стационарности тока. Для рис. 2 условие стационарности тока дает

$$I_g(t) - I_{C_{bc}}(t) - I_n(t) = 0 \Rightarrow I_{C_{bc}}(t) = I_g(t) - I_n(t). \quad (9)$$

Применив к соотношению (9) преобразование Фурье, учитывая (8) и то, что  $I_n(\omega) = U_n(\omega)/Z_n(\omega)$ , получаем:

$$\begin{aligned} I_{C_{bc}}(0) &= I_{g0} - I_n(0) = 0, \\ I_{C_{bc}}(\omega_0) &= I_g(\omega_0) - \frac{U_n(\omega_0)}{Z_n(\omega_0)}; \\ I_{C_{bc}}(m\omega_0) \Big|_{m=3,5,7,\dots} &= I_g(m\omega_0) - \frac{U_n(m\omega_0)}{Z_n(m\omega_0)} = I_g(m\omega_0); \\ I_{C_{bc}}(m\omega_0) \Big|_{m=2,4,6,\dots} &= I_g(m\omega_0) - \lim_{\substack{U_n(m\omega_0) \rightarrow 0 \\ Z_n(m\omega_0) \rightarrow 0}} \frac{U_n(m\omega_0)}{Z_n(m\omega_0)}. \end{aligned} \quad (10)$$

Чтобы разрешить в (10) неопределенность, применим к схеме рис. 2 условие равенства нулю напряжения по замкнутому контуру

$$U_n(t) - U_{C_{bc}}(t) = 0. \quad (11)$$

Применяя преобразование Фурье к (11) и выражая его через соответствующие токи, имеем

$$Z_n(m\omega_0)I_n(m\omega_0) - Z_{C_{bc}}(m\omega_0)I_{C_{bc}}(m\omega_0) = 0. \quad (12)$$

Выражая из (12) ток нагрузки и подставляя его в (9), которое, разрешая относительно тока емкости, дает

$$I_{C_{bc}}(m\omega_0) \Big|_{m=2,4,6,\dots} = \lim_{Z_n(m\omega_0) \rightarrow 0} \frac{I_g(m\omega_0)Z_n(m\omega_0)}{Z_n(m\omega_0) + Z_{C_{bc}}(m\omega_0)} = 0. \quad (13)$$

Сравнивая (13) с последним соотношением в (10), приходим к выводу, что

$$\lim_{\substack{U_n(m\omega_0) \rightarrow 0 \\ Z_n(m\omega_0) \rightarrow 0}} \left. \frac{U_n(m\omega_0)}{Z_n(m\omega_0)} \right|_{m=2,4,6\dots} = I_n(m\omega_0) = I_g(m\omega_0). \quad (14)$$

На основании соотношений (10), (13) и (14), полученных из условия стационарности тока, можно с уверенностью утверждать, что ток емкости  $C_{bc}$  будет всецело определяться нечетными гармониками тока  $I_g(t)$  и первой гармоникой тока нагрузки  $I_n(t)$ :

$$I_c(t) = I_{c1} \exp(i\omega_0 t) + \sum_{n=3,5,7}^{\infty} I_{gn} \exp(in\omega_0 t). \quad (15)$$

Этот ток, протекая через емкость, определяет изменение ее заряда в каждый момент времени  $t$ . Изменение заряда емкости перехода должно привести к изменению напряжения на этой емкости. Величину этого изменения можно определить через соотношения Мэнли-Роу. Однако, в данном случае, основную часть анализа удобнее провести с использованием понятий силы тока:  $I(t) = dq(t)/dt$  и емкости конденсатора:  $C(U) = dq(U)/dU$  без перехода в частотную область, так как получить зависимость импеданса барьерной емкости от частоты в общем случае не представляется возможным.

Используя стандартное соотношение для барьерной емкости коллекторного перехода

$$C_{bc}(U_{bc}) = C_0 \left( \frac{\varphi_0 + U_{bc}^0}{\varphi_0 + U_{bc}} \right)^\gamma$$

( $C_0$  — емкость коллекторного перехода при  $U_{bc} = U_{bc}^0$ ,  $U_{bc}^0$  — постоянное напряжение коллектора,  $\gamma$  — коэффициент плавности перехода), определим ее заряд:

$$q = \int C_{bc}(U_{bc}) dU_{bc} = \left( \varphi_0 / U_{bc}^0 + 1 \right)^{\frac{\lambda}{1-\gamma}} \left( \varphi_0 / U_{bc}^0 + U_{bc} / U_{bc}^0 \right). \quad (16)$$

Разрешая это соотношение относительно  $U_{bc}/U_{bc}^0$ , обозначая  $q_0 = C_0 U_{bc}^0 / (1-\gamma)$  и  $q = q_0 + \Delta q$ , имеем:

$$\zeta = U_{bc}^a / U_{bc}^0 \approx \left( 1 + \Delta q_{\max} / q_0 \right)^{\frac{1}{1-\gamma}} \left/ \left( 1 + \varphi_0 / U_{bc}^0 \right)^{\frac{\gamma}{1-\gamma}} \right. \quad (17)$$

Здесь  $U_{bc}^a$  — амплитуда коллекторного напряжения,  $\Delta q_{\max}$  — максимальное изменение заряда емкости  $C_{bc}$ .

Выражение (17) показывает, как зависит коэффициент использования

коллекторного напряжения от параметров коллекторного перехода, заряда, накопленного емкостью этого перехода и его изменения, вызванного модуляцией емкости перехода.

Чтобы определить влияние нелинейной емкости  $C_{bc}$  на КПД усилителя, найдем отношение  $\zeta$  с нелинейной емкостью  $C_{bc}$  к  $\bar{\zeta}$  с постоянной емкостью перехода  $C_0$  и при условии независимости  $\Delta q$  от изменения  $C_{bc}$ .

$$\sigma = \zeta / \bar{\zeta} = (1 + \Delta q / q_0)^{\frac{\gamma}{1-\gamma}}. \quad (18)$$

Учитывая, что  $\Delta q = \int I_c(t) dt$ , с учетом (15) получаем

$$\Delta q = I_{c1} \exp(i\omega_0 t) / i\omega_0 + \sum_{n=3,5,7}^{\infty} I_{gn} \exp(in\omega_0 t) / in\omega_0.$$

Интерес, однако, представляет амплитудное значение

$$\Delta q_{\max} = I_{c1} / \omega_0 + \sum_{n=3,5,7}^{\infty} I_{gn} / n\omega_0.$$

Тогда соотношение (11) при  $I_{c1} = I_{g1} \frac{\omega_0 C_0 R}{\sqrt{1 + (\omega_0 C_0 R)^2}}$  принимает вид

$$\sigma = \left( 1 + \frac{I_{g1} R (1 - \gamma)}{U_{bc}^0 \sqrt{1 + (\omega_0 C_0 R)^2}} + \frac{1 - \gamma}{\omega_0 C_0 U_{bc}^0} \sum_{n=3}^{\infty} \frac{I_{gn}}{n} \right)^{\frac{\gamma}{1-\gamma}}, \quad (19)$$

где  $R$  — эквивалентное сопротивление коллекторной цепи по первой гармонике, соотношения для амплитуд нечетных гармоник  $I_{gn}$  приведены в [5].

Полученное соотношение (19) показывает степень изменения коэффициента  $\zeta$  в результате параметрического эффекта перераспределения энергии гармоник тока  $I_c(t)$  и напряжения  $U_{bc}(t)$ .

Выбрав тип транзистора (2Т995А-2), получим  $\sigma$  в зависимости от параметра линейности перехода  $\gamma$  и емкости перехода база-коллектор  $C_0$ , при условии, что ток коллектора имеет форму функций Берга, а напряжение — меандра. Для наиболее типичных параметров этого транзистора ( $\gamma = 0,5$ ,  $C_0 = 2,2$  Пф при  $U_{bc}^0 = 14$  В)  $\sigma = 1,07$  раз. Зависимость (рис. 3)

показывает, что уменьшение плавности перехода  $\gamma \rightarrow 0,5$  приводит к возрастанию  $\sigma$ .

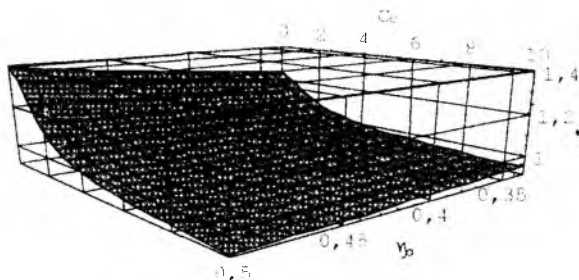


Рис.3

Уменьшение  $\omega_0 C_0$  также приводит к росту  $\sigma$ , так как уменьшается шунтирующий эффект коллекторного перехода его емкостью.

### Заключение

Получены условия на спектры коллекторных тока и напряжения (5), при которых КПД ТУМ СВЧ с полигармоническим режимом работы достигает максимального значения, равного коэффициенту использования транзистора по напряжению  $\xi$ . Показано, что параметрические эффекты, порождаемые нелинейной емкостью перехода база-коллектор, приводят к увеличению КПД усилителя в 1,0 — 1,4 раза (рис. 3). Это увеличение определяется:

- барьерной емкостью перехода база-коллектор;
- степенью линейности перехода;
- коэффициентом передачи тока эмиттера при прямом включении транзистора.

**Список литературы:** 1. Казанов В.И. Транзисторные радиопередатчики. Изд. 2-е, переработанное и дополненное. М.: Энергия, 1976. 448с. 2. Raab F.H. Class F Power Amplifiers with maximally Flat Waveform. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1997, Vol. 45. P. 2007. — 2013. 3. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов. Изд. 2-е, переработанное и дополненное. М.: Сов. Радио, 1971. 672 с. 4. Перельман Б.Л., Петухов В.М. Новые транзисторы. Справочник. М.: "СОЛОН". "МИКРОТЕХ". Т. 1. 1994. 261с. 5. Крыжановский В.Г., Шевченко П.И. Формирование форм коллекторного тока и напряжения в транзисторных усилителях СВЧ-мощности классов F и H // Радиотехника. Всеукр. междувед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 106. С. 162 — 168.

Донецкий государственный университет

Поступила в редколлегию 13.10.98

Н.Г. ЗУЕВ, канд. физ.-мат. наук, И.В. САЛАЙ, А.М. ТИТАРЕНКО,  
канд. физ.-мат. наук, П.И. ЧЕРЕДНИКОВ, канд. техн. наук

## К ВОПРОСУ О ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ РЕГЕНЕРАЦИИ КОЛЕБАНИЙ

Явление параметрической регенерации и параметрической дегенерации (когерентный случай) находит применение в технике, например, при создании систем фазовой селекции.

В работе\* рассмотрен вопрос о параметрической регенерации в системе с нелинейностью, характеристика которой описывается неполным полиномом третьей степени.

Представляет интерес исследовать случай, когда нелинейность аппроксимируется трансцендентной функцией, которая проста по виду и сохраняет точность в более широком интервале аппроксимации.

Рассматриваемая параметрическая система с нелинейной индуктивностью, приведенная на рис. 1, описывается уравнениями

$$\begin{cases} sw_1 \frac{d}{dt}(B_I + B_{II}) + i_1 R_1 = U_0 \sin(\omega t + \varphi'), \\ sw_2 \frac{d}{dt}(B_I - B_{II}) + i_2 R_2 + \frac{1}{C} \int i_2 dt = E_0 \sin(\omega t + \psi); \\ i_1 w_1 + i_2 w_2 = l H_I; \\ i_1 w_1 - i_2 w_2 = l H_{II}. \end{cases} \quad (1)$$

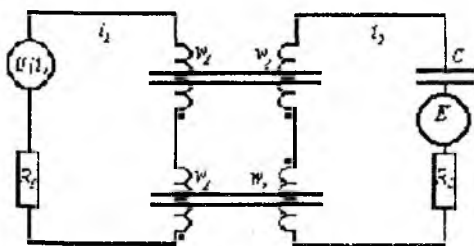


Рис. 1

Здесь  $B_I$ ,  $B_{II}$ ,  $H_I$ ,  $H_{II}$  — индукция и напряженность магнитного поля для первого и второго сердечников;  $sw_1$  — сечение;  $l$  — длина средней магнитной линии сердечника;  $w_1$ ,  $w_2$  — соответственно число обмоток контура накачки и резонансного.

\* Мандельштам Л.И. Полное собрание трудов. М: Изд-во АН СССР, 1947. Т. 2. С. 140—149.

Остальные обозначения ясны из рис. 1.

Анализ проведен для когерентного случая, когда частота внешней силы  $E$  и напряжение накачки  $U(t)$  совпадают.

Пусть нелинейность аппроксимируется гиперболическим синусом

$$H = \alpha \operatorname{sh} \beta B. \quad (2)$$

Обозначая  $x = \beta(B_I + B_{II})$ ,  $y = \beta(B_I - B_{II})$ ;  $\tau = \omega t$ , находим токи в обмотках:

$$\begin{cases} i_1 = \frac{\alpha l}{w_1} \operatorname{sh} \frac{x}{2} \operatorname{ch} \frac{y}{2}; \\ i_2 = \frac{\alpha l}{w_2} \operatorname{ch} \frac{x}{2} \operatorname{sh} \frac{y}{2}. \end{cases} \quad (3)$$

После чего первые два уравнения системы (1) преобразуются к виду

$$\begin{cases} \dot{x} + \gamma_1 \operatorname{sh} \frac{x}{2} \operatorname{ch} \frac{y}{2} = U'_0 \sin(\tau + \varphi'); \\ \ddot{y} + \gamma_2 \operatorname{ch} \frac{x}{2} \operatorname{sh} \frac{y}{2} + \gamma \frac{d}{d\tau} \left( \operatorname{ch} \frac{x}{2} \operatorname{sh} \frac{y}{2} \right) = E'_0 \cos(\tau + \psi), \end{cases} \quad (4)$$

где точка означает дифференцирование по  $\tau$ :

$$\gamma_1 = \frac{\alpha \beta I R_1}{s n_1^2 \omega}, \quad U'_0 = \frac{U_0 \beta}{s n_1 \omega}; \quad \gamma_2 = \frac{\alpha \beta l}{C s n_2^2 \omega^2}; \quad \gamma = \frac{\alpha \beta I R_2}{s n_2^2 \omega}; \quad E'_0 = \frac{E_0 \beta}{s n_2 \omega^2}. \quad (5)$$

В первом уравнении системы (4) коэффициент  $\gamma_1$ , характеризующий потери в контуре накачки, весьма мал ( $\gamma_1 \ll 1$ ), а фаза напряжения накачки  $\varphi'$  такова, чтобы решение этого уравнения с достаточной точностью имело вид

$$x = 2B_H \sin \tau. \quad (6)$$

Подставим выражение для  $x$  во второе уравнение системы (4) и разложим гиперболический косинус в ряд Фурье, коэффициентами которого являются модифицированные функции Бесселя от  $B_H$ . Полагая, что напряжение накачки достаточно мало, удерживаем в разложении функции Бесселя до второго порядка включительно

$$\ddot{y} + \gamma_2 [I_0(B_H) - 2I_2(B_H) \cos 2\tau] \text{sh} \frac{y}{2} + \gamma \left\{ [I_0(B_H) - 2I_2(B_H) \cos 2\tau] \text{sh} \frac{y}{2} \right\}' = E'_0 \cos(\tau + \psi). \quad (7)$$

Введем расстройку  $\xi$ , полагая  $\gamma_2 = 2(1 - \xi)$ , и глубину модуляции параметра  $m = 2I_2(B_H)/I_0(B_H)$ . Предполагаем, что величины  $\gamma$ ,  $\xi$ ,  $m$  и  $E'_0$  малы ( $\gamma \ll 1$ ,  $\xi \ll 1$ ,  $m \ll 1$ ). Тогда  $I_0(B_H) \approx 1 + m$  и уравнение (7) можно переписать в виде

$$\ddot{y} + 2(1 + m - \xi) \text{sh} \frac{y}{2} - 2m \cos 2\tau \text{sh} \frac{y}{2} + \gamma \left( \text{sh} \frac{y}{2} \right)' \tau = E'_0 \cos(\tau + \psi), \quad (8)$$

где опущены члены выше первого порядка малости.

Решение уравнения (8) ищем в виде

$$y = 2B \sin(\tau + \varphi). \quad (9)$$

Подставляя это решение в уравнение (8) и разлагая последнее в ряд Фурье, имеем

$$-2B \sin(\tau + \varphi) + 4(1 + m - \xi)I_1(B) \sin(\tau + \varphi) + 2mI_1(B) \times \times \sin(\tau - \varphi) + 2\gamma I_1(B) \cos(\tau + \varphi) = E'_0 \cos(\tau + \psi). \quad (10)$$

Применяя метод гармонического баланса, находим для синусоидальной составляющей

$$I_1(B) (2\xi_* \cos \varphi - m \cos \varphi + \gamma \sin \varphi) = \frac{E'_0}{2} \sin \psi; \quad (11)$$

для косинусоидальной составляющей

$$I_1(B) (2\xi_* \sin \varphi + m \sin \varphi - \gamma \cos \varphi) = -\frac{E'_0}{2} \cos \psi. \quad (12)$$

Здесь величина  $\xi_* = \xi - m + \frac{B}{2I_1(B)} - 1$  — полная расстройка частоты в резонансном контуре. Она зависит от собственно расстройки  $\xi$ , а также от глубины модуляции параметра  $m$  и амплитуды колебаний в контуре. Возводя в квадрат обе части уравнений (11) и (12) и складывая их, получим зависимость амплитуды колебаний от расстройки  $\xi$ , глубины модуля-

ции  $m$ , величины  $\gamma$ , фазы колебаний  $\varphi$  и амплитуды внешнего воздействия  $E'_0$

$$I_1^2(B) \left\{ \left( 2\xi + 2m + \frac{B}{I_1(B)} - 2 - m \cos 2\varphi \right)^2 + (\gamma - m \sin 2\varphi)^2 \right\} = \frac{E_0'^2}{4}. \quad (13)$$

Из формулы (13) видно, что если колебания происходят с фазой  $\varphi = \pi/4$ , то  $\cos 2\varphi = 0$ ,  $\sin 2\varphi = 1$  и общие потери в цепи уменьшаются, что эквивалентно внесению "отрицательного сопротивления".

Если фаза  $\varphi = -\pi/4$ , то  $\cos 2\varphi = 0$ ,  $\sin 2\varphi = -1$ , что приводит к увеличению потерь в контуре.

Фазу  $\varphi$  можно исключить из уравнения (13) следующим образом. Из уравнений (11) и (12) имеем

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{-\gamma \operatorname{tg} \varphi + m - 2\xi_*,}{-\gamma + (m + 2\xi_*) \operatorname{tg} \varphi}, \quad (14)$$

откуда

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{-2\xi_* + m + \gamma \operatorname{tg} \psi}{2\xi_* \operatorname{tg} \psi + m \operatorname{tg} \psi + \gamma} \quad (15)$$

и

$$\begin{aligned} \cos 2\varphi &= \frac{4m\xi_* (1 + \operatorname{tg}^2 \psi) + (\gamma^2 - m^2 - 4\xi_*^2) (1 - \operatorname{tg}^2 \psi) + 8\gamma\xi_* \operatorname{tg} \psi}{-4m\xi_* (1 - \operatorname{tg}^2 \psi) + (\gamma^2 + m^2 + 4\xi_*^2) (1 + \operatorname{tg}^2 \psi) + 4m\gamma \operatorname{tg} \psi}, \\ \sin 2\varphi &= \frac{2[(\gamma^2 + m^2 - 4\xi_*^2) \operatorname{tg} \psi + \gamma(m + 2\xi_*^2) \operatorname{tg}^2 \psi + \gamma(m - 2\xi_*^2)]}{-4m\xi_* (1 - \operatorname{tg}^2 \psi) + (\gamma^2 + m^2 + 4\xi_*^2) (1 + \operatorname{tg}^2 \psi) + 4m\gamma \operatorname{tg} \psi}. \end{aligned} \quad (16)$$

Представим уравнение резонансной кривой в более удобной для исследования форме. Для этого перепишем уравнения (11) и (12) в виде

$$\begin{cases} 2\xi_* \cos \varphi + \gamma \sin \varphi = \frac{E'_0}{2I_1(B)} \sin \psi + m \cos \varphi; \\ 2\xi_* \sin \varphi - \gamma \cos \varphi = -\frac{E'_0}{2I_1(B)} \cos \psi - m \sin \varphi. \end{cases} \quad (17)$$

Возводя в квадрат обе части каждого уравнения и складывая их, получаем

$$4\xi_*^2 + \gamma^2 = \left[ \frac{E'_0}{2I_1(B)} \right]^2 + \frac{E'_0}{I_1(B)} m \sin(\varphi + \psi) + m^2. \quad (18)$$

Тогда окончательно

$$\xi_* = m - \frac{B}{2I_1(B)} + 1 \pm \frac{1}{2} \sqrt{\left[ \frac{E'_0}{2I_1(B)} \right]^2 + \frac{E'_0}{I_1(B)} m \sin(\varphi + \psi) + m^2 - \gamma^2}. \quad (19)$$

Пусть  $m < \gamma$ , т. е. рассматриваемая система работает в качестве параметрического усилителя в недовозбужденном режиме. Условием существования стационарной амплитуды является выполнение неравенства

$$\left[ \frac{E'_0}{2I_1(B)} \right]^2 + \frac{E'_0}{I_1(B)} m \sin(\varphi + \psi) + m^2 - \gamma^2 \geq 0, \quad (20)$$

при этом знак равенства соответствует смыканию двух различных ветвей резонансной кривой, когда полная расстройка  $\xi_*$  равна нулю, а амплитуда колебаний максимальна. Последняя определяется из формулы

$$\frac{E'_0}{I_1(B)} = -2m \sin(\varphi + \psi) + 2\sqrt{\gamma^2 - m^2 \cos^2(\varphi + \psi)}. \quad (21)$$

Здесь перед квадратным корнем взят только знак “плюс”, так как  $\frac{E'_0}{I_1(B)} > 0$  и  $\gamma^2 - m^2 > 0$ .

Из (21) видно, что амплитуда колебаний существенно зависит от фазовых соотношений между колебаниями в резонансном контуре и внешней силой. Исследуем, при каких значениях  $(\varphi + \psi)$  амплитуда колебаний достигает наибольшего и наименьшего значений.

Имеем

$$\left( \frac{E'_0}{I_1(B)} \right)'_{\varphi+\psi} = -2m \cos(\varphi + \psi) \times \left[ \frac{\sqrt{\gamma^2 - m^2 \cos^2(\varphi + \psi)} - m \sin(\varphi + \psi)}{\sqrt{\gamma^2 - m^2 \cos^2(\varphi + \psi)}} \right] = 0. \quad (22)$$

Отсюда находим два значения  $(\varphi + \psi)$ , соответствующих “сильному” и “слабому” резонансу:

$$\varphi + \psi = \frac{\pi}{2}; \quad \sin(\varphi + \psi) = 1; \quad I_1(B) = \frac{E'_0}{2(\gamma - m)}; \quad (23)$$

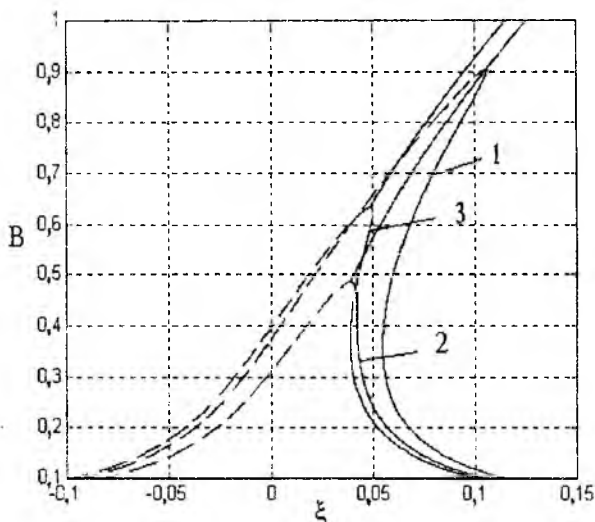


Рис. 2

$$\varphi + \psi = -\frac{\pi}{2}; \quad \sin(\varphi + \psi) = -1; \quad I_1(B) = \frac{E'_0}{2(\gamma + m)} \quad \text{при} \quad \xi_* = 0. \quad (24)$$

Таким образом, из (23) имеем параметрическую регенерацию системы (кривая 1 на рис. 2), а из (24) — параметрическую дегенерацию системы (кривая 2 на рис. 2). При этом значения параметров в уравнении (19) приняты следующие:  $m = 0,01$ ,  $\gamma = 0,03$ ,  $E'_0 = 0,02$ . Кривая 3 на рис. 2 соответствует обычному резонансу в данной системе ( $m = 0$ ). Сдвиг скелетных кривых на рис. 2 объясняется тем, что включение генератора накачки, определяющего глубину модуляции  $m$ , изменяет собственную частоту системы независимо от наличия колебаний в ней.

Рассмотрим энергетические соотношения при параметрической регенерации. Полная мощность, теряемая в контуре  $W_R = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} R_2 i_2^2 d\tau$ , а

мощность, отдаваемая внешней Э.Д.С. —  $W_E = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} E_0 \sin(\tau + \psi) i_2 d\tau$ .

Ток  $i_2$  в резонансном контуре определяется вторым уравнением системы (3). Разлагая ток в ряд Фурье, и ограничиваясь первой гармоникой, имеем

$$i_2 = \frac{2\alpha I}{w_2} I_1(B) \left\{ \sin(\tau + \varphi) + m \left[ \sin(\tau + \varphi) + \frac{1}{2} \sin(\tau - \varphi) \right] \right\}. \quad (25)$$

Учитывая, что при резонансе, когда  $\xi_* = 0$ ,  $\varphi = \psi = \pi/4$ , а также принимая во внимание выражения для  $E_0$  и  $\gamma$  из (5), получаем

$$W_R = \frac{\alpha \beta I \gamma E_0^2 (1 + 2m)}{8(\gamma - m)^2 s w_2^2 \omega^3} \quad (26)$$

и

$$W_E = \frac{\alpha \beta I E_0^2 (1 + m)}{4(\gamma - m) s w_2^2 \omega^2}. \quad (27)$$

Отношение

$$\frac{W_E}{W_R} = \frac{2(\gamma - m)(1 + m)\omega}{\gamma(1 + 2m)} x \quad (28)$$

можно при заданной нагрузке, определяемой  $\gamma$ , сделать сколь угодно малой, как и в случае линейной регенеративной системы (\*), если увеличивать глубину модуляции. Таким образом, данная нелинейная система может работать как резонансный параметрический регенеративный усилитель, в котором энергия, вкладываемая в систему, отбирается от генератора накачки.

Вышесказанное согласуется с результатами, полученными в (\*). При этом представление нелинейности гиперболическим синусом позволило легко провести математическую обработку аппроксимирующей функции и получить при анализе простые выражения.

Харьковский государственный технический  
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 22.04.98

*А.Л. ЕРОХИН* канд. техн. наук, *А.Д.МЕНЯЙЛО*, канд. техн. наук,  
*И.П. ЧЕРЕДНИКОВ*, *П.И. ЧЕРЕДНИКОВ* канд. техн. наук

## **ПРИМЕНЕНИЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ЗОННЫХ КОЛЕБАНИЙ В СИСТЕМАХ МОДЕЛИРОВАНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ**

При разработке, производстве и испытаниях сложных систем часто приходится сталкиваться с проблемами моделирования происходящих в них явлений. Особую сложность представляют процессы, протекающие под воздействием переменной движущей силы. В этом случае в системах возникают процессы, аналогичные процессам, связанным с понятием «ускорения» в механических системах. С математической точки зрения учет таких явлений связан с учетом вторых производных в соответствующих системах уравнений. К сожалению, это не всегда возможно, что в свою очередь приводит не только к снижению точности проводимого анализа, но и к значительному искажению результата.

Исследование параметрических колебаний, возникающих при определенных условиях с использованием магнитных сердечников [1; 2], а также выраженная аналогия описания электрических процессов, протекающих в этих системах и системах другой физической природы (например, механических, тепловых, акустических и др.), позволяет создать высокоэффективные и надежные моделирующие устройства, обладающие по сравнению с ЦЭВМ — повышенным быстродействием, оперативностью и простотой.

Анализ работы даже простейшего параметрического зонного генератора показывает, что в нем возможен набор колебаний, описываемых сложными дифференциальными уравнениями второго порядка.

На рис. 1 приведена упрощенная схема параметрического зонного генератора, содержащего два кольцевых магнитных сердечника сечения  $S$ , длиной  $l$  с обмотками, содержащими  $w_1$  и  $w_2$  витков. Исходя из основных положений теории нелинейных электрических цепей [3], можно получить уравнения для нахождения колебаний в системе при сигнале накачки  $e_1$ :

$$\begin{cases} w_1 S \frac{d(B_1 + B_2)}{dt} + R_1 i_1 + \frac{1}{C_1} \int i_1 dt = e_1; \\ w_2 S \frac{d(B_1 + B_2)}{dt} + R_2 i_2 + \frac{1}{C_2} \int i_2 dt = e_2. \end{cases} \quad (1)$$

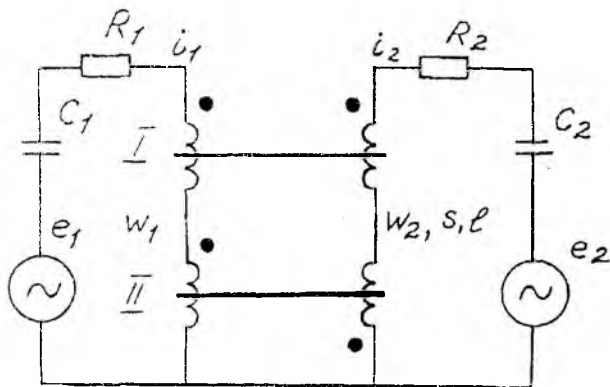


Рис. 1

где  $B_1$  и  $B_2$  — индукция магнитного поля для первого и второго сердечников соответственно.

После некоторых математических преобразований система уравнений (1) может быть приведена к виду:

$$\begin{cases} \ddot{x} + \delta_1 \frac{d}{dt} \left( \operatorname{sh} \frac{x}{2} \operatorname{ch} \frac{y}{2} \right) + \gamma_1 \operatorname{sh} \frac{x}{2} \operatorname{ch} \frac{y}{2} = e_1^1; \\ \ddot{y} + \delta_2 \frac{d}{dt} \left( \operatorname{ch} \frac{x}{2} \operatorname{sh} \frac{y}{2} \right) + \gamma_2 \operatorname{ch} \frac{x}{2} \operatorname{sh} \frac{y}{2} = e_2^1, \end{cases} \quad (2)$$

где введены следующие обозначения:

$$\tau = \omega t; \quad x = \beta(B_1 + B_2); \quad y = \beta(B_1 - B_2);$$

$$\delta_1 = \frac{\alpha \beta I R_1}{w_1^2 s \omega}; \quad \delta_2 = \frac{\alpha \beta I R_2}{w_2^2 s \omega}; \quad \gamma_1 = \frac{\alpha \beta I}{\omega^2 w_1^2 s C_1}; \quad \gamma_2 = \frac{\alpha \beta I}{\omega^2 w_2^2 s C_2};$$

$$e_1^1 = \frac{\beta}{\omega w_1 s} \frac{de_1}{d\tau}; \quad e_2^1 = \frac{\beta}{\omega w_2 s} \frac{de_2}{d\tau}.$$

При выводе уравнений (2) использована аппроксимация нелинейной зависимости индукции  $B(t)$  от напряженности  $H$  магнитного поля в виде гиперболического синуса.

Обратим внимание, что из уравнений (2) может быть получен ряд других уравнений для описания различных по физической природе явлений. В качестве примера в [4] приведены некоторые преобразования урав-

нений (2). Там же приведены основные условия преобразований, а также области применения преобразованных уравнений. Отсюда следует, что, решая уравнения (2), мы можем исследовать процессы, протекающие не только в параметрических зонных системах, но и в системах, описываемых уравнениями, приведенными в [1, табл. 1]. Решение этой и других аналогичных задач значительно упрощается применением аналогового процессора с параметрическим генератором.

Функциональная схема разработанного аналогового процессора в упрощенном виде приведена на рис. 2.

Процессор состоит из  $N$  каналов, каждый из которых содержит параметрическую зонную систему, выполненную в простейшем случае на двух тороидальных магнитных сердечниках, имеющих обмотки накачки, соединенные последовательно и согласно, и обмотки резонансные, соединенные последовательно и нагруженные на  $RC$ -контур. На обмотки накачки подаются сигналы через блок переключателей 2 с блока задания исходных 3, при этом  $B_0$  — обеспечивает постоянное начальное смещение,  $B_1, B_m$  — переменную накачку параметрического контура с целью изме-

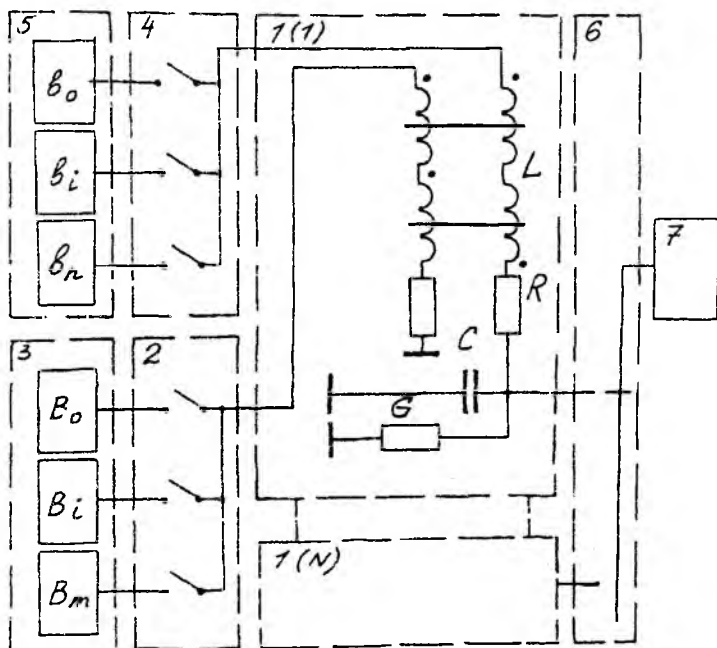


Рис. 2

нить не только параметры системы, но и влиять на ее структуру.

При этом в контуре происходит модуляция реактивного параметра (индуктивности). Процессы перемагничивания сердечников в каждом канале определяются гистерезисной кривой, которую для целей моделирования целесообразно аппроксимировать гиперболическим синусом  $H = \alpha sh \beta B(t)$ , причем коэффициенты аппроксимации однозначно связаны с внешними воздействующими на сердечник силами [5]. В качестве внешней воздействующей силы в разработанном устройстве используется сигнал накачки, который через блок переключателей 4 подается на резонансные обмотки сердечников с блока управления 5. С помощью этих сигналов осуществляется управление процессами вложения и отбора энергии, изменением формы, частоты и фазы колебаний на выходе контура, при этом  $b_0$  обеспечивает постоянное подмагничивание (смещение колебаний по вертикали),  $b_1, b_n$  — переменное смещение (изменение формы, частоты и фазы колебаний).

Динамическая индуктивность в параметрическом контуре изменяется по зависимости [5] с помощью гиперболического косинуса

$$L_g(t) = L_0 / ch \beta B(t),$$

где  $L_0$  — статистическая индуктивность параметрического контура.

Результирующая функция входного воздействия (накачки)

$$B(t) = B_0 + \sum_{i=1}^m B_m \sin(m\omega t + \varphi_m).$$

Тогда результирующая функция управления может быть представлена в виде

$$b(t) = B_0 + \sum_{i=1}^n b_n \sin(n\omega t + \varphi_n).$$

Изменяя амплитуду и частоту накачки параметрической системы, можно перейти в различные зоны неустойчивости [1], при этом, благодаря эффекту параметрического резонанса, происходит сложное преобразование колебаний, описываемых системой уравнений (2). Выходные колебания с каждого канала процессора через переключатель 6 поступают на индуцирующие и регистрирующие блоки 7, где может быть получена кривая изменения динамической индуктивности  $L_g(t)$ , производной динамической индуктивности  $L'_g(t)$ , частоты и формы параметрических колебаний в различных зонах неустойчивости.

Процессы в используемой параметрической системе, описываются в зависимости от условий возбуждения и управления различными видами дифференциальных уравнений. Определенному виду процесса соответствует своя форма колебаний, следовательно, и соответствующее дифференциальное уравнение. Таким образом, система из  $N$  соответствующих параметрических систем обеспечивает моделирование системы  $N$  дифференциальных уравнений.

Если в качестве целевой функции выбрать форму соответствующего колебания на выходе одного из каналов системы, то для ее решения достаточно задать начальные условия, входящие в выражение  $\Pi = \Pi(w, s, l, \alpha, \beta, R, C, L, G, B(t), b(t))$ . Определив соответствие между начальными условиями и параметрами моделируемого дифференциального уравнения и установив соответствующие начальные условия в параметрической системе, получим на выходе аналогового процессора его решение в виде параметрических колебаний, выведенных на блок индикации.

Исследования разработанного аналогового процессора показали, что применяя параметрические колебательные системы с соответствующими связями в качестве моделирующих блоков, можно решать дифференциальные уравнения практически мгновенно, с высокой степенью точности.

Разработанный процессор позволяет моделировать процессы в различных по физической природе системах без перестройки структуры процессора, а многоканальность устройства дает возможность наиболее полно учитывать комплекс процессов в динамике.

Для моделируемого объекта необходимо:

- 1) составить уравнение исследуемого процесса;
- 2) определить соответствие между начальными условиями для параметрической системы и коэффициентами уравнения;
- 3) определить требуемые уровни входных и управляющих воздействий  $B_0, B_1, B_n, b_0, b_1, b_n$  с помощью соответствующих блоков и переключателей.

После включения процессора автоматически перестраиваются его параметры (электрические и структурные), а на его выходе возникает процесс, соответствующий моделируемому дифференциальным уравнениям. Для исследования поведения моделируемого объекта или процесса при изменении начальных условий достаточно изменить соответствующее входное или управляющее воздействие регулировкой амплитуд генераторов.

В заключение следует отметить, что разработанный аналоговый процессор обладает повышенным быстродействием, оперативностью, способен моделировать вибрационные, электрические, тепловые воздействия и удары. Он позволяет моделировать процессы в сложных системах не только по уравнениям, описывающим данный процесс, а и непосредственно по структуре анализируемой системы.

Список литературы: 1. Зуев Н.Г., Титаренко А.М., Чередников П.И. О характеристиках параметрических систем, работающих на высших гармониках / Харьк. ин-т радиоэлектроники. 1985. 15 с. Деп. в УкрНИИНТИ 17.12.85. 2 Андреев В.С. Теория нелинейных электрических цепей. М., 1972. 328 с. 3. Бессонов Л.А. Нелинейные электрические цепи. М., 1977. 343 с. 4. Чередников П.И. Способ преобразования сигналов. А.с. СССР № 1216822. Б.И. № 9. 1986. 5. Зуев Н.Г., Магиденко В.Э., Титаренко А.М., Чередников П.И. К расчету характеристик нелинейных индуктивностей. Харьк. ин-т радиоэлектроники, 1983. Деп. в УкрНИИНТИ 11.11.84, № 1877. Ук 84. 6. Алифов А.А., Фролов К.В. Взаимодействие нелинейных колебательных систем с источниками энергии. М., 1985. 328 с.

*Харьковский государственный технический  
университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 13.05.98*

## ДОСЛІДЖЕННЯ ІОННИХ КОЛИВАНЬ У ПРИЛАДАХ ЗІ СХРЕЩЕНИМИ ПОЛЯМИ

У попередніх роботах [1; 2] обґрунтовано вибір моделі, де подано опис різноманітних механізмів збудження та підтримки йонних коливань й наведено теоретичні вирази, котрі надають змогу обчислити амплітуду та частоту йонних коливань у таких цікавих динамічних системах як системи зі схрещеними полями. Розрахунки цих характеристик проводилися для кількох типів магнетронів, основні параметри яких наведено в таблиці.

Магнетрон	$U_a(B)$	$d_a \times 10^3 (м)$	$d_x \times 10^3 (м)$	$w \times 10^3 (м)$
АК-123	600	2,9	1,73	0,355
ВЛ-131	520	2,48	1,46	0,0886
АК-146	7700	7,7	4	1,4
КМ	6100	5,5	4,2	0,71

### Іонно-релаксаційні коливання

На базі теоретичних досліджень, що виконано раніше, розраховано залежності амплітуд та частот іонно-релаксаційних коливань у залежності від геометричних розмірів магнетронів, тиску, сорту та температури залишкових газів, а також величин прикладених до них електричних та магнітних полів. Ці залежності наведено на рисунках 1—3 видно, що можливий діапазон частот іонно-релаксаційних коливань займає смугу від частин герцу за тиску  $1,33 \cdot 10^{-6}$  Па до сотень кілогерц за тиску 0,133 Па у залежності від температури, геометричних розмірів магнетрону й сорту газу. Нібито аномальні відзнаки залежності частоти коливань для йонів гелію від тиску пояснюються тим, що частота цих коливань залежить не від молекулярної маси газу, а від потенціалу та ймовірності іонізації.

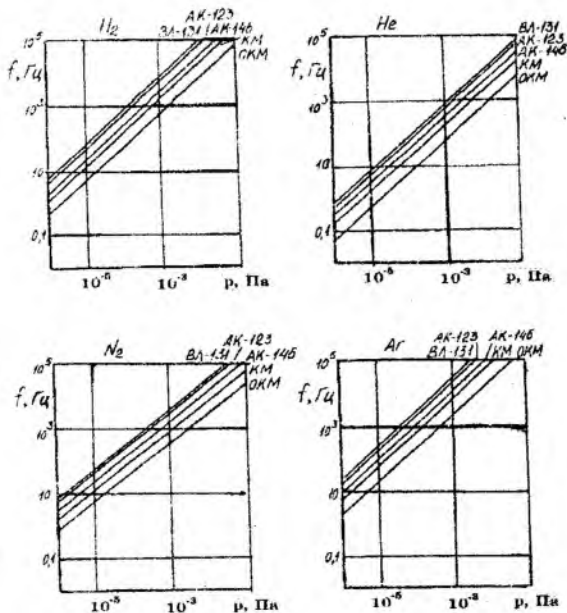


Рис. 1

Порівнюючи частоти іонно-релаксаційних коливань за різних температур видно, що за більш високих температур їх частота нижче. Зміна струму, що протікає через магнетрон, практично не впливає на зміну частоти іонно-релаксаційних коливань. Збільшення зовнішнього магнітного поля призводить до незначного зниження частоти іонно-релаксаційних коливань у магнетроні.

Аналізуючи результати теоретичних досліджень, видно, що амплітуда іонно-релаксаційних коливань, також як і частота, залежить від тиску залишкових газів, температури, геометричних розмірів магнетрону, зовнішніх полів, але не залежить від еорту газу. На рис. 2 наведено залежності амплітуди іонно-релаксаційних коливань від цих параметрів. З рисунку випливає, що при підвищенні температури іонів залишкових газів амплітуда іонно-релаксаційних коливань

збільшується. Це збільшення амплітуди відбувається до тих пір, поки теплові флуктуації йонів не перевищать флуктуацій іонно-релаксаційного процесу, так що за температуру газу  $10^6$  К про іонно-релаксаційні коливання мови не йдеться.

При підвищенні тиску йонів залишкових газів у магнетроні амплітуда іонно-релаксаційних коливань швидко зменшується, тому є сенс розглядати коливання, амплітуда яких не нижча за  $10^{-4}$  —  $10^{-5}$  В, тобто за тисків не вищих за  $1,33 \cdot 10^{-3}$  Па. З порівняння амплітуд іонно-релаксаційних коливань для різних магнетронів виявляється, що в магнетронах з меншими геометричними розмірами (ВЛ-131) їх амплітуда вища за амплітуду у магнетронів з більшими геометричними розмірами (АК -123, АК-146). Струм, котрий протікає через магнетрон суттєво впливає на амплітуду іонно-релаксаційних коливань.

За малих анодних струмів магнетрону їх амплітуда не перевищує  $10^{-7}$  В, подальше збільшення струму призводить до різкого стрибка амплітуди іонно-релаксаційного коливання до десятих частин вольт. При чому область стрибка амплітуди змінюється у залежності від тиску, так, що при збільшенні тиску вона зсувається у бік більш високих анодних струмів. Збільшення анодного струму за область стрибка незначно збільшує амплітуду іонно-релаксаційних коливань.

Отже, іонно-релаксаційні коливання існують за тисків не вищих  $1,33 \cdot 10^{-3}$  Па в діапазоні частот від одиниць герц до десятків кілогерц з амплітудою, що не перевищує одиниць вольт. Ці коливання можуть створювати періодичні завади в діапазоні наддовгих хвиль й призводити до розширення спектральних ліній коливань, що генеруються магнетронами.

### **Іонно-плазмові коливання**

До проведення розрахунків частоти й амплітуди іонно-плазмових коливань з аналізу виразу (18), що наведено у [2] можна зробити такі висновки:

- величина амплітуди іонно-плазмових коливань залежить від геометричних розмірів системи й точки її визначення доволі складно;
- амплітуда іонно-плазмових коливань є прямопропорційною тискові залишкових газів у магнетроні та оберненопропорційною їх температурі;

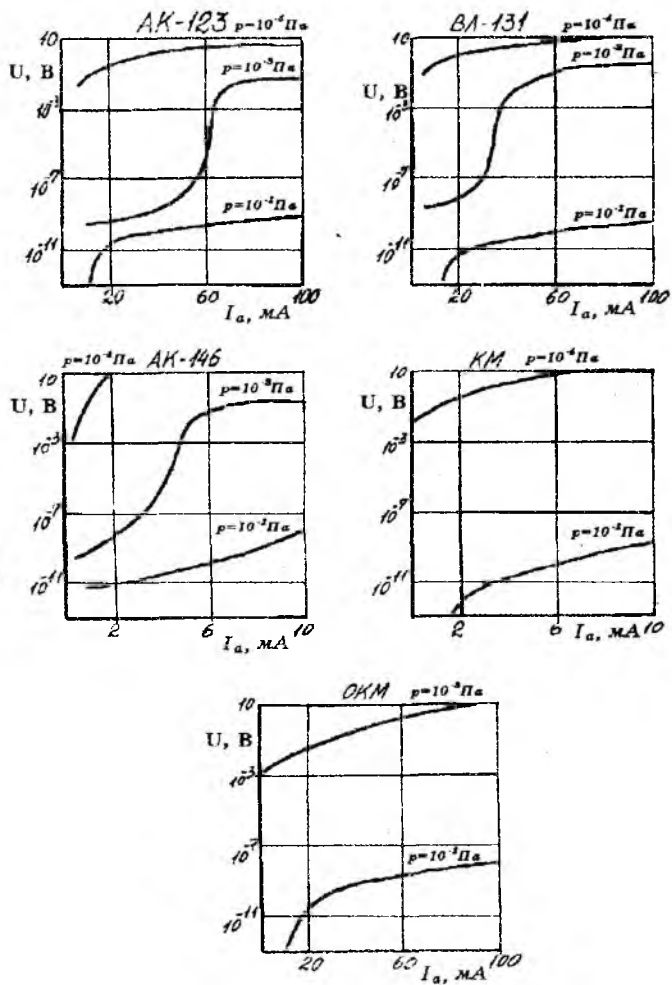


Рис. 2

— величина амплітуди іонно-плазмових коливань не залежить від сорту газу й зовнішніх магнітного та електричного полів;

— частота іонно-плазмових коливань є прямопропорційною кореню квадратному з величини тиску залишкових газів та обернено-пропорційною кореню квадратному з маси іонів та температури;

— частота іонно-плазмових коливань не залежить від геометричних розмірів системи й зовнішніх електричного та магнітного полів.

Графіки залежностей амплітуди й частоти іонно-плазмових коливань від тиску й залежність відносної амплітуди  $(U\varepsilon_0 kT / epr_k^2)$  від радіальної координати наведено на рис. 3 — 4. З цих малюнків видно, що амплітуда іонно-плазмових коливань найбільша в магнетроні з більшими геометричними розмірами, а найменша — в магнетроні з середніми геометричними розмірами. Іонно-плазмові коливання займають смугу частот від сотень кілогерц до сотень мегагерц при зміні тиску від  $10^{-6}$  до  $0,1$  Па, при цьому їх амплітуда змінюється від одиниць мілівольт до сотень вольт.

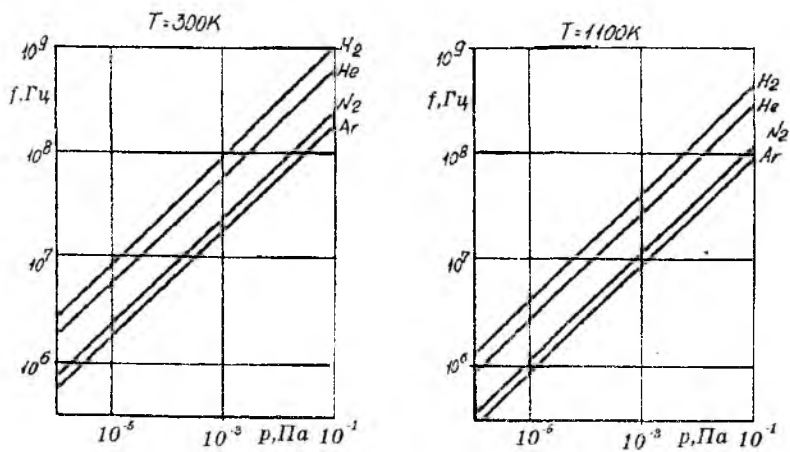


Рис. 3

Таким чином, іонно-плазмові коливання, котрі існують у ЕВП НВЧ в діапазоні частот від сотень кілогерц до сотень мегагерц з амплітудою від одиниць мілівольт до сотень вольт, можуть створюва-

ти завади в радіо- та телевізійному діапазоні хвиль й призводити до збагачення спектру сигналу магнетрону.

### Іонно-гібридні коливання

Також як і для іонно-плазмових коливань для іонно-гібридних коливань до проведення розрахунків амплітуди та частоти з аналізу виразу (18), що наведено у [2], можна зробити такі висновки:

- всі висновки, що стосуються амплітуди іонно-гібридних коливань такі ж самі, що й для іонно-плазмових;
- частота іонно-гібридних коливань містить дві складові: іонно-плазмову та іонно-циклотронну, тому за малих тисків або великих

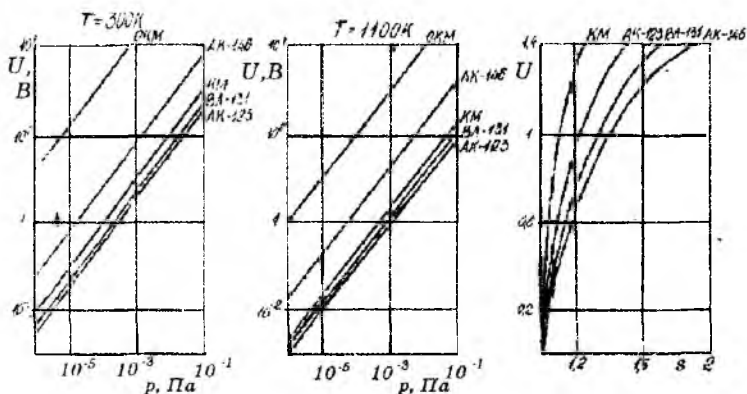


Рис. 4

магнітних полів тут буде домінування іонно-циклотронної частоти, а за високих тисків або малих магнітних полях — поведінка буде такою ж як у іонно-плазмових коливань;

— оскільки вираз для частоти іонно-гібридних коливань містить іонно-циклотронну складову, то частота іонно-гібридних коливань залежить від величини зовнішнього магнітного поля.

Графіки залежності амплітуди іонно-гібридних коливань збігаються з аналогічним для іонно-плазмових коливань (рис. 4).

$T = 1100K$

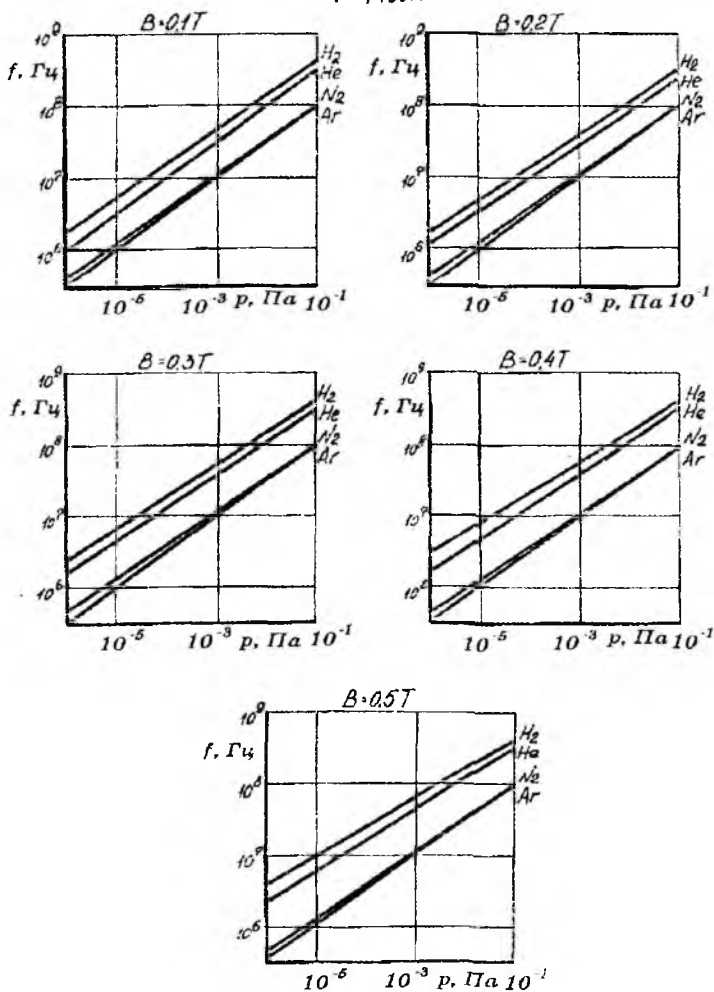


Рис. 5

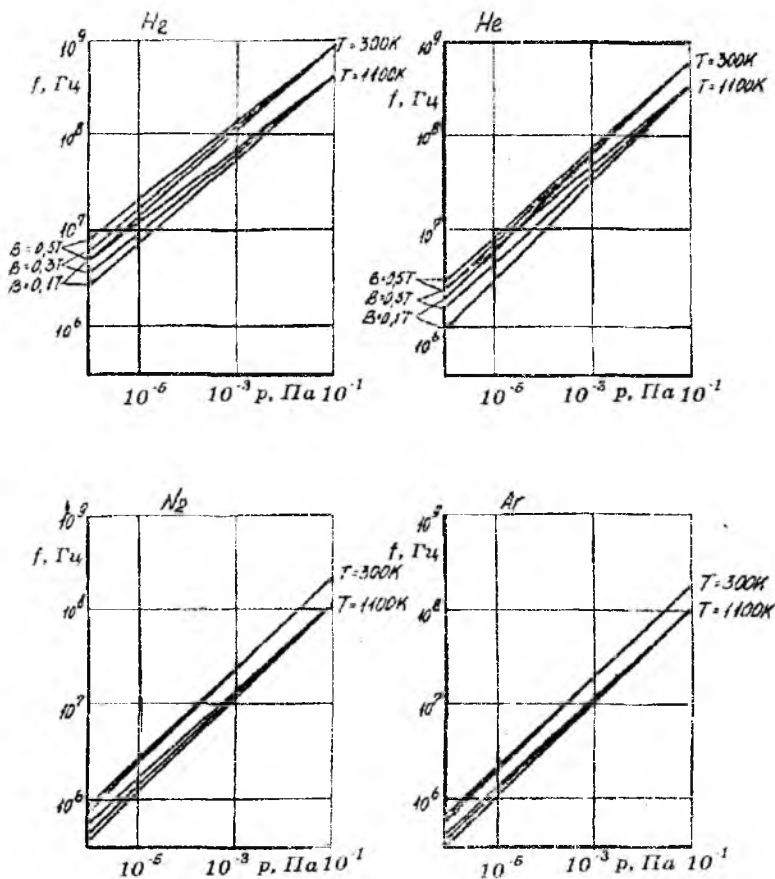


Рис. 6

Графіки залежності частоти іонно-гібридних коливань від тиску залишкових газів наведено на рис. 5 — 6. З цих рисунків видно, що іонно-гібридні коливання займають смугу частот від сотень кілогерц до сотень мегагерц при зміні тиску від  $10^{-6}$  до  $10^{-1}$  Па. При підвищенні напруженості магнітного поля частота іонно-гібридних коливань дещо збільшується для тиску  $10^{-8}$  Торр, але при тиску  $10^{-1}$  Па вже ніякої зміни немає. Ця зміна частоти більша для легких газів і менша для більш важких.

Таким чином, іонно-гібридні коливання призводять до тих же наслідків, що й іонно-плазмові.

Підбиваючи підсумки результатів розрахунків іонних коливань можна зробити такі висновки:

— іонні коливання, що існують у ЕВП НВЧ М-типу, виникають у широкій смузі частот: від одиниць герців (іонно-релаксаційні) до сотень мегагерц (іонно-плазмові та іонно-гібридні);

— амплітуда іонних коливань займає діапазон від одиниць мілівольт до сотень вольт;

— ці коливання можуть створювати заводи в радіо- та телевізійному діапазоні й призводять до розширення (іонно-релаксаційні) або до збагачення (іонно-плазмові та іонно-гібридні) спектру основного коливання магнетронів.

**Список літератури:** 1. Нікітенко О.М. Вибір моделі опису механізмів збудження й підтримання іонних коливань у приладах зі схрещеними полями // Радіотехніка. 1998. Вип. 105. С. 149 — 157. 2. Нікітенко О.М. Іонні коливання у приладах зі схрещеними полями // Радіотехніка. 1998. Вип. 106. С. 84 — 92.

*Харківський державний технічний  
університет радіоелектроніки*

*Надійшла до редколегії 09.11.98*

## МЕТОД ОЦЕНИВАНИЯ СПЕКТРА АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ В ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ

Основой ряда современных методов диагностики и адаптации фазированных антенных решеток (ФАР) к собственному техническому состоянию являются оценки спектра амплитудно-фазового распределения (АФР), полученные различными способами [1, ..., 4]. Минуя процедуру диагностики (восстановления действительно реализованного АФР), оценки спектра АФР могут быть использованы для расчета отдельных параметров диаграммы направленности (ДН) решетки [5]. Особенно привлекательно это решение в многолучевых решетках, где число имеющихся (доступных для контроля ФАР) парциальных ДН  $R$  существенно меньше числа каналов в решетке  $N$ .

В радиотехнических системах с ФАР, имеющих в своем составе ЭВМ с высоким быстродействием и большим объемом памяти, результаты спектрального анализа АФР могут быть применены для:

– оценки параметров ДН с использованием банка данных о возможных значениях спектра АФР. Однозначно отождествлять численные значения спектра АФР, полученные экспериментально или расчетным путем, и параметры ДН, можно, используя известные аналитические зависимости между этими величинами. Зависимость параметров ДН от коэффициентов спектра амплитудного распределения получена уже в [5];

– адаптивного синтеза ДН с заданными характеристиками с использованием информации о текущей разности составляющих спектра АФР, полученных экспериментально и имеющихся в банке данных номинальных значениях.

Перечисленные направления использования спектра АФР позволяют считать задачу его определения актуальной.

В статье рассмотрены возможности получения оценок спектра АФР линейной эквидистантной антенной решетки с использованием результатов пространственного дискретного преобразования Фурье (ДПФ) принятой решеткой аддитивной смеси контрольного сигнала и шума. Источник контрольного сигнала, для упрощения аналитических выкладок, будем считать размещенным в дальней зоне по нормали к апертуре антенны.

Пусть в  $i$ -м канале решетки возбуждается напряжение, комплексную амплитуду которого можно описать соотношением

$$\dot{y}_i = \dot{x}_c + \dot{n}_i, \quad i \in 0, N-1, \quad (1)$$

где  $\dot{x}_c, \dot{n}_i$  — комплексные амплитуды сигнала и шума, соответственно.

Распределение комплексных коэффициентов возбуждения каналов в решетке представим в виде соотношения

$$\dot{a}_i(\theta) = [A_i + \Delta_i(\theta)] \exp[-j\psi + j\varphi_i(\theta)], \quad (2)$$

где  $A_i, \psi_i = 2\pi d i \sin \theta / \lambda$  — номинальные (идеальные, расчетные) значения амплитуд и фаз коэффициентов возбуждения решетки;  $d, \lambda$  — межэлементное расстояние в решетке и длина волны принимаемых колебаний;  $\Delta_i(\theta), \varphi_i(\theta)$  — ошибки в реализации коэффициентов возбуждения при фазировании антенны в направлении  $\theta$ .

Пространственное ДПФ в базисе дискретных экспоненциальных функций (ДЭФ) принятой смеси (1) с учетом (2), может быть представлено в виде [6]

$$\dot{\gamma}_r(\theta) = \frac{1}{N} \sum_i (\dot{x}_c + \dot{n}_i) \dot{a}_i \exp(-j r \psi_o i), \quad i \in 0, N-1, \quad (3)$$

где  $\psi_o = 2\pi/N$ .

Спектр коэффициентов возбуждения  $a_i(\theta)$ , согласно определению [6], записывается в виде

$$\dot{f}_r(\theta) = \frac{1}{N} \sum_i \dot{a}_i(\theta) \exp(-j r \psi_o i). \quad (4)$$

Сопоставляя (3) и (4) можно записать, что

$$\dot{\gamma}_r(\theta) = \dot{x}_c \dot{f}_r(\theta) + \dot{\mu}_r(\theta), \quad (5)$$

где

$$\dot{\mu}_r(\theta) = \frac{1}{N} \sum_i \dot{a}_i(\theta) \dot{n}_i \exp(-j r \psi_o i). \quad (6)$$

Из (5) следует, что оценка  $\dot{\gamma}_r(\theta)$  содержит точное значение спектра  $\dot{f}_r(\theta)$ , умноженное на одинаковую для всех составляющих спектра неизвестную величину  $\dot{x}_c$ , и ошибку  $\dot{\mu}_r(\theta)$ , порожденную аддитивным шумом.

Неизвестный множитель  $\dot{x}_c$  порождает проблему нормирования спектра. Ввиду того, что, как для целей диагностики АФР, так и для целей восстановления параметров ДН, требуются не абсолютные значения коэффициентов возбуждения каналов решетки, а значения АФР, предлагается

нормировать  $\dot{\gamma}_r(\theta)$  к  $\dot{\gamma}_0(\theta)$  или  $\sum_r \dot{\gamma}_r(\theta)$ . При этом величина шумовой составляющей ошибки  $\dot{\mu}_r(\theta)$  становится обратно пропорциональной отношению сигнал/шум в канале решетки и может быть известными методами накопления сигнала сведена до допустимой величины.

Наиболее принципиальным возражением против способа получения спектра АФР из ДПФ сигнала в базисе ДЭФ является необходимость реализации в решетке дополнительных (для ДПФ) фазовых сдвигов  $\psi_{r,i} = r\psi_0 i$ , с дискретностью  $\psi_0 = 2\pi/N$ . При  $N = 2^m > 32$  величина  $\psi_0 < 11,25^\circ$ . Это означает, что  $\psi_{r,i}$  штатными фазовращателями (ФВ) решетки реализовать не удастся. В [3] предлагается использовать дополнительный набор непрерывных аналоговых ФВ. Однако и это проблему не решает, так как такие ФВ существенно уступают дискретным по точности и стабильности функционирования. Ошибки в реализации  $\psi_{r,i} = r\psi_0 i$  заметно искажают спектр АФР.

В [2, 4] для решения аналогичных проблем при диагностике предложено перейти в ДПФ от базиса ДЭФ  $\exp(-jr\psi_0 i)$  к базису функций Уолша. Далее, если в этом есть необходимость, возможен быстрый пересчет спектра Фурье–Уолша в традиционный спектр (в базисе ДЭФ) [7].

Дискретное преобразование Фурье–Уолша (ДПФУ), согласно определению [6], может быть записано в виде

$$\dot{\gamma}_r(\theta) = \frac{1}{N} \sum_i (\dot{x}_c + \dot{n}_i) \dot{a}_i(\theta) \text{wal}(r, i) = \dot{x}_c \dot{f}_r(\theta) + \dot{\mu}_r(\theta), \quad (7)$$

где  $\dot{\gamma}_r(\theta)$ ,  $\dot{f}_r(\theta)$ ,  $\dot{\mu}_r(\theta)$  — те же величины, что и в (3), (4), (5), но только полученные используя для ДПФ базис функций Уолша  $\text{wal}(r, i)$  [6].

Далее рассмотрим два варианта нормирования спектра (7).

Пронормируем (7) к нулевой составляющей спектра ( $r = 0$ ). Тогда

$$\dot{g}_r(\theta) = \dot{\gamma}_r(\theta) / \dot{\gamma}_0(\theta), \quad (8)$$

$$\text{где} \quad \dot{\gamma}_0 = \frac{1}{N} \sum_i (\dot{x}_c + \dot{n}_i) \cdot \dot{a}_i(\theta) = \dot{x}_c \dot{f}_0(\theta) + \dot{\mu}_0(\theta); \quad (9)$$

$\dot{f}_0(\theta)$  — точное значение нулевой составляющей спектра, одинаковое для ДПФ в базисах ДЭФ и функций Уолша;

$$\dot{\mu}_0(\theta) = \frac{1}{N} \sum_i \dot{a}_i(\theta) \cdot \dot{n}_i. \quad (10)$$

Учитывая, что  $\text{wal}(0, i) \equiv 1$ , выражение (8) можно переписать в виде

$$\dot{g}_r(\theta) = 1 + \left[ \dot{f}_{r_y}(\theta) + \dot{\mu}_{r_y}(\theta) / \dot{x}_c \right] \cdot \left[ \dot{f}_o(\theta) + \dot{\mu}_o(\theta) / \dot{x}_c \right]^{-1}, r \neq 0. \quad (11)$$

Точные значения нормированного спектра АФР в базисе функций Уолша определяются соотношением

$$\dot{h}_r(\theta) = 1 + \dot{f}_{r_y}(\theta) / \dot{f}_o(\theta), r \neq 0. \quad (12)$$

При таком нормировании для нулевых составляющих ( $r = 0$ )  $\dot{g}_o(\theta) = \dot{h}_o(\theta) = 1$ .

Ошибка в определении нормированного спектра АФР по результатам ДПФ смеси (1) в базисе функций Уолша для ситуации, когда  $|\dot{f}_o(\theta)| \gg |\dot{\mu}_o(\theta) / \dot{x}_c|$  ориентировочно равна

$$\Delta_r(\theta) = \dot{g}_r(\theta) - \dot{h}_r(\theta) \approx \frac{\dot{\mu}_{r_y}(\theta)}{\dot{x}_c \dot{f}_o(\theta)} = \frac{\sum_i \dot{a}_i(\theta) \dot{n}_i}{\dot{x}_c \sum_i \dot{a}_i(\theta)}. \quad (13)$$

Среднее значение ошибки

$$\langle \Delta_r(\theta) \rangle = \left[ \dot{x}_c \dot{f}_o(\theta) \right]^{-1} \cdot \sum_i \dot{a}_i(\theta) \dot{n}_i \langle \cdot \rangle = 0, \quad (14)$$

где знак  $\langle \cdot \rangle$  — статистическое усреднение.

Дисперсия ошибки оценки нормированного спектра Фурье–Уолша по результатам ДПФУ смеси сигнала и шума

$$\sigma_r^2(\theta) = \langle |\Delta_r(\theta)|^2 \rangle = \frac{\sum_i |A_i + \Delta_i(\theta)|^2}{q \left| \sum_i [A_i + \Delta_i(\theta)] \exp[j(-t\psi + \varphi_i(\theta))] \right|^2}, \quad (15)$$

где  $q = |\dot{x}_c|^2 / \langle |\dot{n}_i|^2 \rangle$  — среднее по каналам решетки отношение сигнал/шум.

Не трудно убедиться, что в случае умеренных ошибок  $\Delta_i, \varphi_i$  и  $|\psi| < \pi/N$  алгоритм оценок  $g_r(\theta)$  асимптотически оптимален (при  $q \rightarrow \infty$

величина  $\sigma_r^2(\theta) \rightarrow 0$ ). Кроме того, подставив в (15)  $\Delta_i = \varphi_i = 0$ ,  $\psi = 0$ ,  $A_i = 1$  получим, что  $\sigma_r^2 = 1/(Nq)$ . Этот результат подтверждает физически очевидный факт, что дисперсия ошибки в оценке нормированного спектра АФР определяется отношением сигнал/шум на выходе всей решетки.

Кроме того, из выражения (15) видно, что  $\sigma_r^2(\theta)$  зависит от направления фазирования  $\psi = 2\pi d \sin \theta / \lambda$ .

Из этого следует, что получение нормированного спектра АФР путем деления всех составляющих этого спектра на нулевую составляющую (соотношение (8)), целесообразно и дает результат, зависящий только от отношения сигнал/шум в смеси, в ситуациях, когда направление фазирования решетки совпадает с направлением на источник контрольного сигнала.

В ситуациях, когда  $|\psi| > \pi/N$ , максимум сигнала перемещается в другую парциальную ДН, то есть максимальным становится  $|\dot{\gamma}_r|$  при  $r \neq 0$ . Нормирование спектра  $\dot{\gamma}_{r_y}(\theta)$  в этом случае надо производить относительно  $|\dot{\gamma}_{r_y}(\theta)|_{\max}$ . В остальном вся процедура пересчета результатов ДПФУ сигнала в нормированный спектр АФР идентична.

Если спектр измеряется с целью определения АФР в решетке, нормирование  $\dot{\gamma}_{r_y}(\theta)$  можно производить к полной сумме составляющих ДПФУ.

Известно [6], что, если  $\text{wal}(r, i)$  — ряд Уолша–Пэли, то

$$\dot{\beta}_o(\theta) = \sum_r \dot{\gamma}_{r_y}(\theta) = (\dot{x}_c + \dot{n}_o) \cdot \dot{a}_o(\theta), r \in 0, N-1. \quad (16)$$

Используя (16) получим, что спектр относительного АФР  $\dot{G}_r(\theta)$  может быть оценен по соотношению

$$\dot{G}_r(\theta) = \dot{\gamma}_{r_y}(\theta) / \dot{\beta}_o(\theta) = \frac{1}{N} \sum_i \frac{\dot{x}_c + \dot{n}_i}{\dot{x}_c + \dot{n}_o} \cdot \frac{\dot{a}_i(\theta)}{\dot{a}_o(\theta)} \text{wal}(r, i). \quad (17)$$

Действительные значения спектра АФР определяются соотношением

$$\dot{H}_r(\theta) = \frac{1}{N} \sum_i \dot{I}_i(\theta) \text{wal}(r, i), \quad (18)$$

где 
$$\dot{I}_i(\theta) = \dot{a}_i(\theta) / \dot{a}_o(\theta). \quad (19)$$

Ошибка в определении спектра АФР, определяемая как разность между его оценочным и действительным значениями, может быть представлена в виде

$$\hat{\delta}_r(\theta) = \hat{G}_r(\theta) - \hat{H}_r(\theta) = \frac{1}{N} \sum_i \frac{\xi_i - \xi_0}{1 + \xi_0} \hat{I}_i(\theta) \text{wal}(r, i), \quad (20)$$

где  $\xi_i = \hat{n}_i / \hat{x}_c$ .

Среднее значение ошибки  $\langle \hat{\delta}_r(\theta) \rangle = 0$ , а дисперсия оценки спектра АФР  $\hat{I}_i(\theta)$  по результатам ДПФУ принятого сигнала приближенно определяется величиной

$$\sigma_r^2(\theta) = \langle |\hat{\delta}_r(\theta)|^2 \rangle = \frac{1}{q \cdot N^2} \sum_i |\hat{I}_i(\theta)|^2. \quad (21)$$

Из (21) следует, что при  $\Delta_i = \varphi_i = 0$  и  $A_i = 1$  величина  $\sigma_r^2 = 1/(Nq)$ , то есть совпадает с результатом, полученным при нормировании относительно  $\hat{f}_0(\theta)$ .

Отличие в том, что, если в качестве нормирующего множителя используется произведение сигнала на коэффициент возбуждения в опорном канале  $\hat{\beta}_0(\theta)$  (канал, относительно которого измеряется фазовое распределение), дисперсия ошибки измерения спектра АФР не зависит от разности между направлением фазирования решетки и направлением на источник контрольного сигнала. Однако при этом выдвигаются дополнительные требования к стабильности функционирования того канала, который выбран в качестве опорного.

Алгоритм получения оценок спектра АФР для решеток с ФВ произвольной дискретности, учитывая вышеизложенное, описывается следующими процедурами:

1. Формирование АФР, соответствующего фазированию решетки в направлении  $\theta$ .
2. Фиксация  $\hat{\gamma}_{rv}(\theta)$ ,  $r \in 0, N-1$ . Для  $r \geq 1$  в каждом канале решетки потребуется умножать принимаемую смесь сигнала и шума на (+1) или (-1), в зависимости от требований реализации функций Уолша  $\text{wal}(r, i)$ . Для решеток, в ФВ которых фазовый сдвиг, больший  $180^\circ$ , образуется добавлением к  $180^\circ$  фазовых сдвигов младших разрядов, реализация умножения на (-1) может быть достигнута сложением расчетного фазового

сдвига с  $180^\circ$  (или вычитанием  $180^\circ$  из расчетного фазового сдвига, если он больше  $180^\circ$ ).

3. Нормирование спектра согласно соотношений (8) или (17). Выбор способа нормирования зависит от предполагаемого дальнейшего использования. Для оценки отдельных параметров ДН, минуя этап диагностики АФР, можно рекомендовать соотношение (8), а для целей диагностики АФР — соотношение (17).

В заключение отметим, что предложенные алгоритмы оценки спектра АФР не имеют методической погрешности, а случайная ее составляющая, обусловленная влиянием аддитивного шума, может быть сведена до допустимой величины известными методами накопления сигнала.

**Список литературы:** 1. *Sali S.* New possibilities for phaseless microwave diagnostics // IEE Proc. H. 1985. Vol. 132. No. 5. P. 291 — 306. 2. *Лиепинь У.Р., Головина Л.В.* Диагностика и адаптация к техническому состоянию приемо-передающих ФАР // Радиоэлектроника, 1996. Т. 39. № 10. С. 43 — 50. 3. *Анохина О.Д., Нечеса А.В., Усин В.А.* Определение АФР в элементах фазированных антенных решеток по измерениям амплитуды ближнего поля // Радиоэлектроника, 1996. Т. 39. № 10. С. 64 — 68. 4. *Shifrin Y.S., Liepin U.R., Golovina L.V.* Antenna array diagnostics based on the measurement of received or transmitted signals intensity // Proc. of the Second Int. Conf. an Antenna theory and techniques, Kiev, 1997. P. 233 — 235. 5. *Сканирующие антенные системы СВЧ. Т. 2.* Перевод с англ. под ред. Г.Т. Маркова. М.: Сов. радио. 1968. 496 с. 6. *Трахтман А.М., Трахтман В.А.* Основы теории дискретных сигналов на конечных интервалах. М.: Сов. радио. 1975. 208 с. 7. *Зеленков В.А.* Быстрое преобразование спектра сигнала из базиса функций Уолша в базис дискретных экспоненциальных функций // Радиотехника и электроника. 1977. № 3. С. 552 — 565.

*Харьковский военный университет*

*Поступила в редколлегию 27.04.98*

## МОДЕЛИРОВАНИЕ СВЧ-ИЗМЕРИТЕЛЯ ПАРАМЕТРОВ ВЕЩЕСТВ РЕЗОНАТОРНОГО ТИПА С МАЛОЙ АПЕРТУРОЙ

СВЧ-измерители, использующие резонаторный метод и внешнее расположение измеряемого объекта, позволяют весьма эффективно решать задачи неразрушающего контроля материалов и сложных структур. Однако, строгое решение электродинамической задачи, связывающей электромагнитные параметры исследуемого объекта и выходные характеристики измерительного преобразователя даже в случае простой геометрии датчика, может оказаться весьма сложным и трудоемким.

В данной работе рассматриваются возможные подходы к построению строгой модели датчика в виде открытого конца коаксиала в бесконечном экране и четвертьволнового коаксиального резонатора (рис. 1). Пространство между  $z_4$  и  $z_5$  заполнено исследуемым материалом. Первоначально анализ такого устройства производился в электростатическом приближении [1], но практика показала необходимость учета волновых свойств полей. Выходными параметрами при исследовании объектов служат результирующая резонансная частота и добротность. Датчик возбуждается на ТЕМ моде.

Для описания такого датчика можно воспользоваться функциями Грина для уравнений Максвелла в цилиндрической системе координат [2], а для нулевых собственных значений добавить собственные функции учитывающие ТЕМ-волну в коаксиале согласно [3]. Строгий подход с заданием амплитуды возбуждающего поля в некоторой точке резонатора чрезвычайно громоздок и вряд ли оправдан. Задание поля в произвольном сечении с последующим расчетом

всех параметров датчика приводит к интегральным уравнениям первого рода, решение которых представляет значительные трудности. Но данную задачу можно упростить. Конструкция датчика содержит коаксиальный отрезок  $z_2, z_3$ , в котором гасятся высшие типы волн. Этим можно

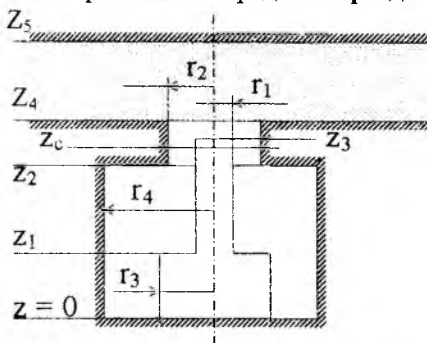


Рис. 1

воспользоваться при определении основных параметров датчика.

Задавая электрическое поле в сечении  $z_c$  внутри коаксиала можно вычислить распределение магнитного поля в том же сечении. Для этого разделим датчик по оси  $z$  на простые области, причем границы раздела пройдут через точки, в которых изменяется сечение. Для тангенциальной составляющей магнитного поля над и под  $m$ -й границей раздела на основании [2] и [3] можно записать следующие соотношения:

$$H_{\varphi}(r, z_{m+0}) = -j\omega \bar{\epsilon}_{am} \sum_{n=0}^{\infty} \int_r \frac{\partial}{\partial r} \chi_n^m(r) \frac{\partial}{\partial r'} \chi_n^m(r') \frac{r'}{k_n^2 \lambda_n \gamma_n} \times \\ \times [E_r(r', z_m) \operatorname{cth}(\gamma_n \Delta z_m) - E_r(r', z_{m+1}) \operatorname{sch}(\gamma_n \Delta z_m)] dr' ; \quad (1)$$

$$H_{\varphi}(r, z_{m-0}) = -j\omega \bar{\epsilon}_{am-1} \sum_{n=0}^{\infty} \int_r \frac{\partial}{\partial r} \chi_n^{m-1}(r) \frac{\partial}{\partial r'} \chi_n^{m-1}(r') \frac{r'}{k_n^2 \lambda_n \gamma_n} \times \\ \times [E_r(r', z_{m-1}) \operatorname{sch}(\gamma_n \Delta z_{m-1}) - E_r(r', z_m) \operatorname{cth}(\gamma_n \Delta z_{m-1})] dr' , \quad (2)$$

где  $\chi_n(r) = N_0(k_{n1} r_m) J_0(k_{n1} r) - J_0(k_{n1} r_m) N_0(k_{n1} r)$ , здесь  $n \neq 0$ ;  $k_n$  — собственные значения для коаксиальной области;  $\gamma_n$  — постоянные распространения для каждой из гармоник;  $\lambda_n$  — нормы собственных функций.

Для  $n = 0$  собственная функция равна  $1/r$  с нормой  $\sqrt{[\ln(r_2)/\ln(r_1)]}$ .

Так как при  $z = 0$  и  $z = z_5$   $E_r = 0$ , то распределение магнитного поля в любом сечении резонатора, где задано электрическое, можно определить последовательно пересчитывая  $E_r$  на границах раздела. Окончательно для волны пришедшей со стороны исследуемого вещества имеем

$$H_{\varphi}^s(r, z_c) = -j\omega \int_{r_1}^{r_2} E_r(r', z_c) r' \left[ S_2 - \frac{S_1^2}{S_2 + S_4 - S_3^2 / (S_4 + S_5)} \right] dr' , \quad (3)$$

$$\text{где } S_{1,3} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\partial}{\partial r} \chi_n(r) \frac{\partial}{\partial r'} \chi_n(r') \frac{\operatorname{cth}[\gamma_n(z_{4,3} - z_{c,3})]}{k_n^2 \lambda_n \gamma_n} ;$$

$$S_{2,4} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\partial}{\partial r} \chi_n(r) \frac{\partial}{\partial r'} \chi_n(r') \frac{\operatorname{sch}[\gamma_n(z_{4,3} - z_{c,3})]}{k_n^2 \lambda_n \gamma_n} ; \quad \chi_n \text{ — здесь собственные}$$

функции для коаксиальной области согласно (2) и для волноводной, со-

$$\text{гласно [2]: } S_3 = \int_0^{2\pi} J_1(\omega r) J_1(\omega r') \frac{\bar{\omega} \bar{\epsilon}_0}{\gamma_0} \operatorname{cth}[\gamma_0(z_5 - z_4)] d\omega .$$

В неограниченной области спектр собственных значений непрерывный, поэтому в последнем случае сумма заменяется интегралом.

Для волны пришедшей со стороны резонатора получим

$$H_{\varphi}^r(r,0) = -j\omega \int_{r_1}^{r_2} E_r(r',z_c) r' \left[ S_2 - \frac{S_1^2}{S_2 + S_6 - S_7^2 / (S_6 + S_8)} \right] dr' \quad (4)$$

Здесь суммы  $S_6$ ,  $S_7$  и  $S_8$  для элементарных областей резонатора вычисляются аналогично суммам  $S_2$  и  $S_1$ .

Задавая  $E_r(r, z_c)$  в виде  $1/r$ , и, приравнявая амплитуды ТЕМ-гармоник  $H_{\varphi}^s(r, z_c)$  и  $H_{\varphi}^r(r, z_c)$ , можно получить значение резонансной частоты. Численное моделирование проводилось для резонатора имеющего следующие размеры (в мм):  $r_1 = 0,45$ ,  $r_2 = 0,75$ ,  $r_3 = 3,85$ ,  $r_4 = 27,5$ ,  $z_1 = 30$ ,  $z_2 = 35$ ,  $z_4 - z_2 = 3$ ,  $z_4 - z_3 = 0,05$ , что соответствует реальному устройству. Толщина образца 100 мм. Расчеты проводились для трех положений  $z_c$ : на срезе центрального стержня —  $z_{c1} = z_3$ , посередине коаксиала —  $z_{c2} - z_2 = 1,5$  мм, и на входе в резонатор —  $z_{c2} - z_2 = 0,05$  мм. Отклонение рассчитанного распределения магнитного поля от  $1/r$  определялось как отношение разности  $H_{\varphi}^s(r, z_c) - H_{\varphi}^r(r, z_c)$  к напряженности поля ТЕМ-гармоники в каждом из вычисленных распределений  $H_{\varphi}$ . На рис. 2 и 3 для каждого из трех положений  $z_c$  представлены графики изменения этих отношений. В случае изображенном на рис. 2 образцом является воздух, на рис. 3 — металл. Графики на рисунках пронумерованы в соответствии с нумерацией плоскостей  $z_c$ .

Как видно из представленных графиков формы рассчитанных значений распределения  $H_{\varphi}$  значительно отличаются от  $1/r$ . Особенно сильно это отличие проявляется вблизи среза центрального проводника коаксиала. При открытом коаксиале ток наружного проводника растекается по всей плоскости экрана и это приводит к тому, что относительное изменение больше, чем амплитуда основной гармоники. При подсоединении металла напряженность поля увеличивается у центрального проводника, так как линии тока замыкаются через емкость образовавшуюся между срезом центрального проводника и образцом. Однако столь значительный разброс рассчитанных распределений магнитного поля не приводит к существенным отклонениям при расчете резонансных частот. Для воздуха рассчи-

танные значения резонансных частот в ГГц для каждого положения  $z_c$  равны соответственно:  $f_{c1} = 1,35251$ ,  $f_{c2} = 1,35248$ ,  $f_{c3} = 1,35246$ , для металла —  $f_{c1} = 1,26085$ ,  $f_{c2} = 1,26081$ ,  $f_{c3} = 1,26021$ . Различие расчетных значений возникает в 4–5 знаке, что вполне достаточно для практического использования.

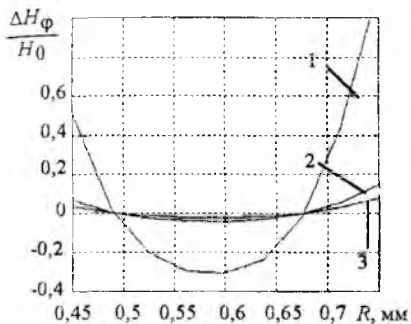


Рис. 2

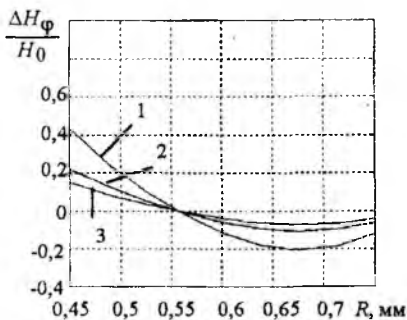


Рис. 3

Столь незначительное различие объясняется тем, что волны прошедшие через коаксиал малых размеров волны в прямом или обратном направлении имеют достаточно чистый пространственный спектр. Поэтому возбуждение области с существенным изменением геометрии производится практически чистой ТЕМ-волной. Отклик области в виде искаженного распределения  $H_\phi$  так же очищается и отраженная волна на другом конце коаксиала тоже имеет только основную гармонику. Наличие в конструкции СВЧ-устройства элемента очищающего пространственный спектр позволяет получить достаточно точные расчетные значения при использовании сравнительно простого метода заданного поля.

**Список литературы:** 1. СВЧ-резонаторный метод измерения удельного сопротивления и толщины эпитаксиальных пленок / Г.Н. Данилов, М.В. Детинко, Ю.В. Медведев, А.Д. Свиригина // Электрон. техника. Сер. Электрон. СВЧ. 1982. Вып. 6(342). С. 16–19. 2. Панченко Б.В. Тензорные функции Грина уравнений Максвелла для цилиндрических областей. // Радиотехника. 1970. Вып. 15. С. 82–91. 3. Chen-To Tai. Dyadic Green's functions for a coaxial line // IEEE Trans. of Antennas and Propagation. 1983. Vol. Ap-31, N 2. P. 355–358.

Харьковский государственный технический университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 01.12.98

*В.И. ЧУМАКОВ, канд. физ.-мат. наук*

## **ПОВЫШЕНИЕ СКОРОСТИ НАРАСТАНИЯ ТОКА ВО ВЗРЫВОМАГНИТНОМ ГЕНЕРАТОРЕ С ЕМКОСТНОЙ НАГРУЗКОЙ**

Взрывомагнитные генераторы (ВМГ) являются в настоящее время устройствами, обладающими наиболее высокими показателями удельной энергоемкости по сравнению с другими источниками электрической энергии, с их помощью получены рекордные значения тока порядка 150—200 МА. Это обуславливает их широкое применение в физических экспериментах по генерации сверхбольших уровней энергии, получению сверхсильных магнитных полей и связанным с этим прикладным проблемам [1—5].

В последнее время наблюдается повышение интереса к использованию ВМГ в качестве источников электрической энергии для питания систем, излучающих электромагнитные колебания. Однако при этом возникает ряд проблем, обусловленных, с одной стороны, необходимостью обеспечения требуемых параметров импульса тока в нагрузке, при которых реализуются оптимальные параметры излучения, а с другой — жесткой зависимостью временных характеристик тока ВМГ от закона изменения индуктивности генератора. Дело в том, что параметры импульса, формируемого на выходе типовых ВМГ не обеспечивают условий согласования с излучающими системами ни в случае построения генераторов на основе релятивистских электронных пучков (РЭП), ни в случае излучателей, возбуждаемых непосредственно импульсом тока ВМГ [6—8]. Длительность импульса тока ВМГ составляет величину порядка единиц - десятков микросекунд, что значительно превышает как длительность импульса сильноточного ускорителя РЭП, так и длительность перепада тока, которая необходима для эффективного возбуждения токового излучателя. Поэтому необходимо рассмотреть методы укорочения длительности и повышения скорости изменения тока на выходе ВМГ, при использовании его в качестве средства энергоснабжения источников электромагнитного излучения.

Работа ВМГ основана сжатии магнитного поля, ограниченного проводящим контуром, под действием внешних сил, вызванных детонацией взрывчатого вещества. При этом механическая энергия движения проводника, охватывающего магнитный поток, переходит в энер-

гию магнитного поля, что приводит к увеличению тока в контуре и повышению магнитной энергии. Основное условие эффективной работы ВМГ заключается в превышении скорости сжатия магнитного поля скорости потерь в результате процессов диффузии магнитного поля в окружающее пространство.

Принцип работы ВМГ поясняется с помощью схемы, приведенной на рис. 1 на примере спиральной ВМГ. Начальный магнитный поток создается в катушке в результате колебательного разряда накопительной емкости  $C$  после замыкания ключа  $K$ . В момент достижения током максимального значения происходит подрыв детонатора и левый конец цилиндра замыкает катушку накоротко. Обратный токопровод образован проводящим цилиндром, который расположен аксиально катушке и заполнен зарядом взрывчатого вещества. Волна детонации продвигается к нагрузочному концу системы, расширяя цилиндр, который замыкает витки катушки, в результате чего объем, занимаемый магнитным полем, уменьшается и магнитное поле "выдавливается" в сторону нагрузки. Одновременно происходит увеличение тока в катушке и, соответственно, в нагрузке.

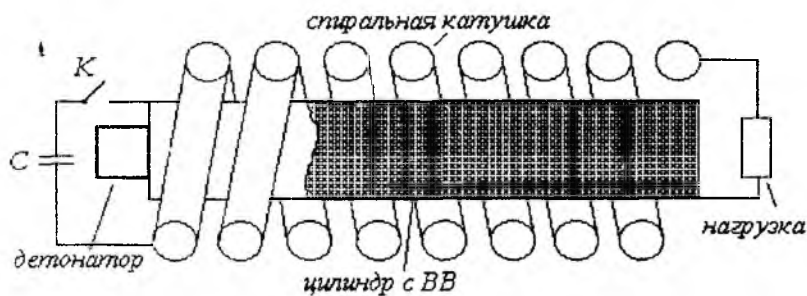


Рис. 1

Рассмотрим эквивалентную схему, моделирующую ВМГ, нагруженный на активное сопротивление  $R$  (рис. 2). Выражение для тока в приведенной схеме  $i(t)$  получается при решении параметрического уравнения I порядка

$$\frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{L(t)} \left[ \frac{dL(t)}{dt} + R \right] = \frac{di(t)}{dt} + G(t)i = 0, \quad (1)$$

откуда следует

$$i(t) = \frac{I_0 L_0}{L(t)} \exp \left[ -\delta \int_0^t \frac{dt}{f(t)} \right] = I_0 \lambda(t) \varphi(t). \quad (2)$$

Здесь  $I_0$  — начальный ток ВМГ, который определяется величиной захваченного магнитного потока  $\Phi_0 = I_0 L_0$  и начальной индуктивности  $L_0$ ;  $L(t) = L_0 f(t)$  — закон изменения индуктивности;  $L_n$  — индуктивность нагрузки;  $\delta = R/L_0$  — параметр затухания;  $\lambda(t) = L_0/L(t)$  — параметр перестройки индуктивности,  $\varphi(t)$  — коэффициент сохранения магнитного потока, сопротивление  $R$  учитывает все активные потери в схеме. Как следует из (2), сопротивление  $R$  влияет только на величину  $\varphi$ .

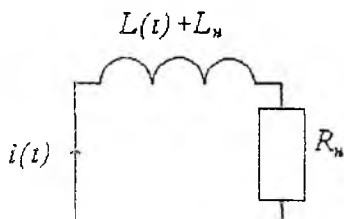


Рис. 2

При  $I_0 = 1$  функция  $i(t)$  представляет собой коэффициент усиления тока.

На рис. 3, 4 приведены временные зависимости функции перестройки индуктивности и выходного тока ВМГ в схеме 1 порядка для типичных, используемых на практике законов изменения индуктивности: 1 — линейного  $L(t) = L_0(1 - at)$ ; 2 — экспоненциального  $L(t) = L_0 \exp(-\beta t)$ ; 3 — двойного экспоненциального, при котором поддерживается постоянное напряжение на зажимах индуктивности ВМГ и обеспечивается электрическая прочность устройства,  $L(t) = L_0 \exp[k_0(1 - \exp(bt)) - bt]$ ; 4, 5 — степенного  $L(t) = L_0(1 - \gamma t^\tau)$ ,  $L_5(t) = L_0(1 - \nu t)^k$ ,  $0 < k < 1$  ( $\tau = at$  — время вывода индуктивности к величине  $L_n$ ).

Выражение (2) показывает, что при постоянном сопротивлении  $R$  характер изменения тока определяется инкрементом  $G$ , т.е. законом изменения индуктивности ВМГ. Нарастание тока в нагрузке имеет место при выполнении условия  $\left[ \frac{dL(t)}{dt} + R \right] \frac{1}{L(t)} = G(t) < 0$ , либо в пределе при  $R = 0$ , скорость нарастания тока увеличивается с ростом  $df/dt$ . Время последнего удвоения тока  $t_{0,5}$  определяется из уравнения

$$\frac{1}{2} \frac{L_0}{L_n} = \frac{1}{f(t_{0,5})} \exp \left[ \int_{t_{0,5}}^{t_n} \frac{\delta dt}{f(t)} \right]. \quad (3)$$

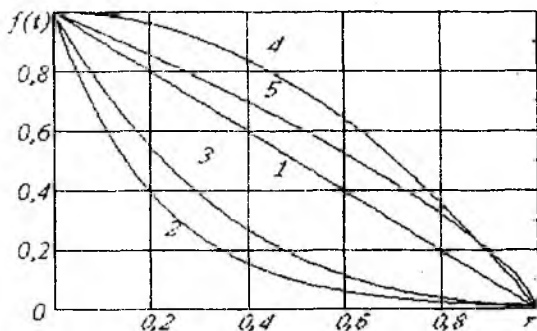


Рис. 3

Как видно из рис. 3 и 4 закон изменения индуктивности с более резким спадом величины  $L$  в начале процесса сжатия магнитного потока (зависимости 2, 3 на рис. 3), приводит к возникновению импульса тока в нагрузке с относительно медленным нарастанием и возможности получения однородного участка зависимости  $i(t)$ . При выпуклой форме временной зависимости  $f(t)$  (кривые 4, 5 на рис. 3) график тока характеризуется резким нарастанием величины  $i(t)$  на конечном участке процесса сжатия магнитного потока, что имеет важное значение при создании источников электромагнитного излучения.

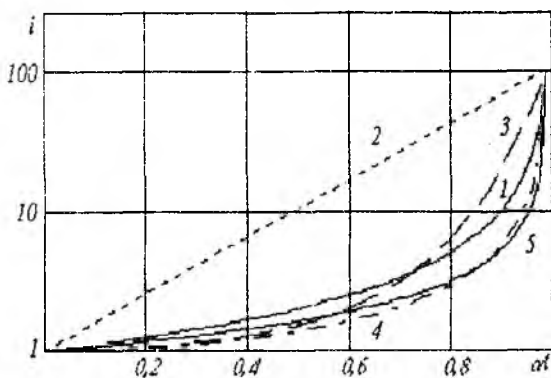


Рис. 4

Реализация неравномерного закона индуктивности ВМГ наиболее просто может быть обеспечена в спиральных генераторах за счет использования катушек с переменным шагом намотки, переменным диаметром спирали либо за счет создания многозаходных спиралей с большими сечениями проводников в конечных секциях. В плоских магнитокумулятивных системах требуемые характеристики выходного тока достигаются с помо-

шью профилирования токопроводящих шин [1; 9]. Кроме того, неравномерность распределения магнитного поля в области сжатия может быть получена с помощью специальных вставок из ферромагнитного материала, концентрирующих магнитный поток в заданных областях компрессионной области ВМГ.

Повышение скорости нарастания тока может быть достигнуто переводом ВМГ из режима генерации однополярного импульса тока в колебательный режим [6]. Для этого в схему вводится дополнительная емкость, включенная последовательно остальным элементам (рис. 5).

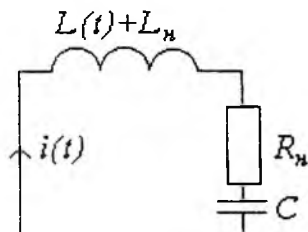


Рис. 5

Уравнение тока в контуре ВМГ теперь принимает следующий вид

$$\begin{aligned} \frac{d^2 i(t)}{dt^2} + \frac{1}{L(t)} \left[ 2 \frac{dL(t)}{dt} + R \right] \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{L(t)} \left[ \frac{d^2 L(t)}{dt^2} + \frac{1}{C} \right] i(t) = \\ = \frac{d^2 i(t)}{dt^2} + 2\delta(t) \frac{di(t)}{dt} + \omega^2(t) i(t) = 0, \end{aligned} \quad (4)$$

где  $\delta(t) = \frac{1}{f(t)} \left[ \frac{df(t)}{dt} + \frac{R}{2L_0} \right]$  и  $\omega(t) = \sqrt{\frac{1}{f(t)} \left[ \frac{d^2 f(t)}{dt^2} + \frac{1}{L_0 C} \right]}$ , соответст-

венно, инкремент нарастания колебаний и частота колебаний тока в контуре ВМГ, причем нарастание тока достигается при выполнении условия  $\delta(t) \leq 0$ .

Решение уравнения (3) может быть представлено в виде произведения двух функций

$$i(t) = A(t)S(t), \quad (5)$$

представляющих соответственно амплитудный и осцилляторный множители. Функция  $A(t)$  связана с решением уравнения для тока в схеме I порядка  $i_1$  соотношением

$$A(t) = i_1 \exp \left[ - \int \delta(t) dt \right]. \quad (6)$$

Функция  $A(t)$  представляет собой огибающую, которая определяет характер изменения амплитуды колебаний, задаваемых множителем  $S$ , причем характер осцилляций также определяется зависимостью  $f(t)$ .

На рис. 6 приведены результаты численного расчета зависимости выходного тока (5) для рассмотренных выше законов изменения индуктивности. Параметры схемы ВМГ в каждом случае выбраны такими, чтобы в течение времени сжатия магнитного потока формировалось два периода колебаний тока.

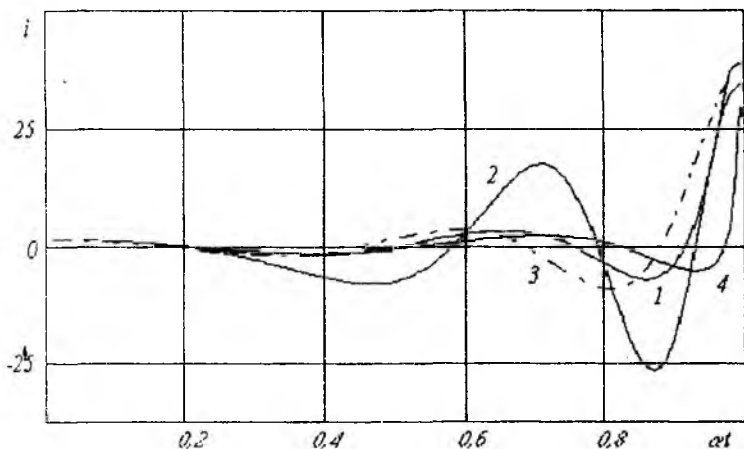


Рис. 6

Оценим возможность генерации электромагнитных импульсов с помощью ВМГ. По электрическим характеристикам ВМГ относятся к источникам тока, т.е. оптимальным режимом для них является режим, близкий к короткому замыканию, поэтому в качестве излучателя используется магнитный диполь, характеризующийся малым значением входного импеданса. Такая антенна характеризуется низкой эффективностью, что обусловлено взаимной компенсацией излучения противоположных сторон токовой петли. Однако, введение экрана, подавляющего излучение одной из сторон петли, позволяет повысить полную эффективность излучения такой системы [7]. Напряженность электрического поля в дальней зоне для такого излучателя на расстоянии  $r$  определяется как

$$E(t) = Z_0 \frac{1}{4\pi c^2 r} \frac{di}{dt} \left( \frac{\mathbf{r} \times (\mathbf{r} \times \mathbf{l})}{r^2 l} \right) = Z_0 \frac{1}{4\pi c^2 r} \frac{d^2 p_e}{dt^2} \left( \frac{\mathbf{r} \times (\mathbf{r} \times \mathbf{p}_e)}{r^2 p_e} \right), \quad (7)$$

где  $\mathbf{E}$  — вектор напряженности электрического поля;  $\mathbf{r}$  — вектор положения;  $\mathbf{l}$  — вектор диполя;  $\mathbf{p}_e$  — дипольный момент;  $Z_0 = 377 \text{ Ом}$  — волновое сопротивление свободного пространства.

Выражение для сопротивления излучения диполя, возбуждаемого импульсом тока  $i$  длительностью  $\tau_u$  имеет вид

$$Z_{\Sigma} = \frac{Z_0 l^2}{6\pi c^2} \frac{\int_0^{\tau_u} \left(\frac{di}{dt}\right)^2 dt}{\int_0^{\tau_u} i^2 dt} = k_f k_i, \quad (8)$$

где  $k_f$  — коэффициент формы, зависящий от геометрических размеров излучателя;  $k_i$  — коэффициент тока, который зависит от вида временной функции и длительности импульса тока. Из (8) видно, что повышение мощности излучения при постоянной величине  $k_f$  достигается уменьшением квадрата абсолютного значения тока,

$$\int_0^{\tau_u} i^2 dt \rightarrow \min \quad (9)$$

т.е. оптимальными с точки зрения обеспечения высокой эффективности излучения являются временные зависимости тока с минимальной площадью. Такие импульсы тока реализуются в ВМГ со степенным законом изменения индуктивности (кривые 5, 6 на рис. 3 и кривая 4 на рис. 6).

На рис. 7 приведена зависимость скорости нарастания тока в диполе длиной  $l = 0,5 \text{ м}$ , при которой на расстоянии  $r$  обеспечиваются уровни напряженности электрического поля излучения  $E_1 = 100 \text{ В/см}$  и  $E_2 = 1 \text{ кВ/см}$  в направлении максимума излучения.

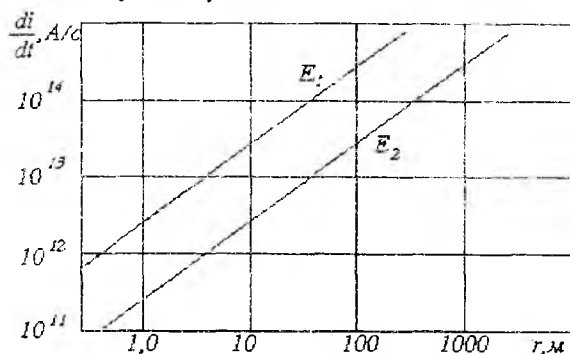


Рис. 7

Реализация перепадов тока со скоростями нарастания  $\frac{di}{dt} \geq 10^{13}$  А/с

представляет собой весьма сложную задачу, поэтому необходимо предусматривать меры для обострения импульса тока введением в схему специальных обострителей, либо использовать антенны с малым значением входного импеданса, обладающие более высокой эффективностью излучения.

Таким образом, показано, что применение ВМГ в качестве источников энергии в источниках электромагнитного излучения требует применения мер для укорочения импульса выходного тока ВМГ и повышения скорости нарастания тока. В качестве таких мер можно рассматривать выбор соответствующего закона изменения индуктивности, либо использование схемы с емкостной нагрузкой. Рассмотрены функции выходного тока ВМГ в схеме I порядка, формирующей униполярный импульс в активной нагрузке ВМГ, и в схеме II порядка с емкостной нагрузкой, в которой реализуется колебательный режим изменения тока. Наибольшие скорости нарастания тока, а следовательно, наиболее высокие значения излучаемой мощности в обеих схемах достигаются в случае линейного и степенного законов изменения индуктивности ВМГ. При этом форма и длительность импульса тока, либо огибающая тока и вид осциллирующий определяются временным законом изменения индуктивности. В качестве излучателя возможно использование магнитного диполя, подключенного непосредственно к выходу ВМГ.

Список литературы: 1. Кнопфель Г. Сверхсильные магнитные поля: Пер. с англ. М.: Мир. 1972. 291 с. 2. Сахаров А.Д., Людаев Р.З., Смирнов Е.Н. Магнитная кумуляция // ДАН СССР, 1965. Т. 165, № 1. С. 65 — 68. 3. Сверхсильные магнитные поля: Физика. Техника. Применение / Труды третьей международной конференции по генерации мегагауссных магнитных полей и родственным экспериментам / Под ред. В.М. Титова, Г.А. Швецова. М.: Наука, 1984. 368 с. 4. Буренин Ю.А., Швецов Г.А. Возможности взрывного МГД-генератора как источника энергии для плазменного фокуса // ПМТФ, 1981, № 3. С. 81–86. 5. Лонин Ю.Ф., Пушкарев С.С., Чумаков В.И. Проблемы создания и применения источников мощного электромагнитного излучения с питанием от взрывомагнитного генератора / Международная конференция "Теория и техника антенн" (МКТТА'95): Тезисы докладов / Харьков: ХТУРЭ. 1995. С. 117. 6. Fortov V.E., Didenko A.N., Karpushin Y.V. et al Generation of high power electron beam and microwave radiation with the aid of high explosives // Megagauss Magnetic Field and Pulsed Power Application. 1994. P. 939 – 946. 7. Pavlovskii A.I., Kravchenko A.S., Selemir V.D. et al. EMG magnetic energy for superpower electromagnitic microwave pulse generation // Megagauss Magnetic Field and Pulsed Power Application. 1994. P. 961–968. 8. Prishchepenko A.B., Shchelkachev M.V. Dissipative and diffusive losses in helical EMG with capacitive loads // Megagauss Magnetic Field and Pulsed Power Application. 1994. P. 667 – 670. 9. Биченков Е.И. Усиление тока и увеличение энергии в плоских магнито-кумулятивных генераторах с диффузией потока // ПМТФ, 1976, № 4. С. 121–126. 10. Хармут Х. Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи: Пер с англ. М.: Радио и связь, 1985. 376 с.

Харьковский государственный технический университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 02.12.98

## ВОЗМОЖНОСТИ ОПТИМИЗАЦИИ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ЛИНИЙ СВЯЗИ

Одним из характерных проявлений современного научно-технического прогресса является широкое применение волоконно-оптических систем связи (ВОЛС). Они предоставляют уникальные возможности для передачи все возрастающих потоков информации, поскольку являются наиболее высокоскоростными из известных ныне линий связи. Кроме этого, такие линии обладают высокой помехозащищенностью и рядом других положительных свойств, что позволяет успешно использовать ВОЛС не только для городской и междугородной телефонной связи, но и для систем кабельного телевидения и видеосвязи, для локальных и глобальных компьютерных сетей, технологической связи и т.д.

Необходимо отметить, что производство и внедрение, как отдельных компонентов, так и ВОЛС в целом – это весьма сложный и дорогостоящий процесс. Поэтому при проектировании ВОЛС особую актуальность приобретают вопросы моделирования и оптимизации с целью обеспечения высокого качества и надежности работы систем и составляющих их элементов, т.е. технического совершенства при максимальной технической целесообразности.

В общем виде задачу оптимизации параметров ВОЛС можно сформулировать следующим образом. Необходимо найти такой вариант  $V^*$  из конечного множества  $V$ , чтобы некоторая функция качества ВОЛС  $Q^{V^*} \rightarrow \max$ . Каждый вариант ВОЛС  $v \in V$  может отличаться от других такими характеристиками как общая структура системы, набор входящих компонентов, типы входящих компонентов, их внутренние параметры – все это варьируемые параметры варианта ВОЛС.

Все сказанное выше в полной мере относится к задачам оптимизации сложных систем, которые освещены в литературе [1; 2]. В рассматриваемой нами задаче оптимизации ВОЛС на основе общего подхода необходимо создать обобщенную модель ВОЛС путем введения соответствующей конкретизации.

Пусть ВОЛС в общем виде состоит из  $K_i^s$  различных функционально связанных компонентов  $S = \overline{1, M}$  (генератор, модулятор, фотоприемник и т.д.), при этом каждый из них может быть  $i = \overline{1, N}$  типов. Обозначим через  $V = \{K_i^s\}$  — конечное множество вариантов ВОЛС, которые может быть образовано из данного множества компонентов.

При оптимизации ВОЛС будем считать критериями качества следующие параметры:

1. Общий объем передаваемой информации (характеризуемый, в свою очередь, необходимой полосой пропускания системы, скоростью передачи информации, числом эквивалентных стандартных каналов).

2. Помехозащищенность системы (характеризуется отношением сигнал/шум на входе или выходе оптического приемника для аналоговой передачи данных или вероятностью ошибки при цифровой передаче информации). В этом требовании должны быть учтены нежелательные помехи как естественного характера (природные или связанные с нарушениями нормального функционирования элементов системы), так и факторы с возможным несанкционированным доступом к системе.

3. Расстояние между оконечными устройствами (и обусловленная этим необходимость наличия дополнительных усилителей и ретрансляторов с соответствующими параметрами).

4. Массогабаритные параметры (характеризуемые выбранной на основе указанных выше параметров структурой ВОЛС и свойствами составляющих ее элементов).

5. Надежностные параметры (характеризующие кратковременную и долговременную надежность работы элементов и ВОЛС в целом в зависимости от эксплуатационных условий, в том числе и экстремальных, к которым может быть отнесен и несанкционированный доступ).

6. Стоимостные (экономические) параметры, связанные с проектированием, конструированием, производством отдельных элементов и ВОЛС в целом, а также с наладкой, ремонтом или заменой отдельных элементов, с эксплуатацией системы в нормальных условиях.

Здесь критерии качества указаны более подробно, чем в [3], где массогабаритные, стоимостные и надежностные параметры объединены в общий критерий качества.

Все указанные параметры, выбранные в качестве критериев качества, в большей или меньшей степени взаимозависимы, и эти зависимости, которые не всегда могут быть четко установлены и определены, тем не менее, должны учитываться при оптимизации. Кроме того, для оптимизации должен быть определен (а скорее всего – задан на основе соответствующих соображений) относительный вес (степень важности) критериев качества, либо, по крайней мере, произведено их «ранжирование», т.е. разделение на особо важные, важные и такие, ролью которых можно пренебречь.

Безусловно, выбор (задание) веса того или иного критерия оптимизации – вопрос, который не может быть поставлен и тем более – решен с полной определенностью. Например, вряд ли такой параметр, как объем передаваемой информации (или любой другой) может считаться во столько-то раз более важным, чем помехозащищенность.

Поскольку качество функционирования ВОЛС характеризуется набором критериев качества, функция  $Q$  будет иметь векторный вид

$Q = \{q_n\}, n \in T$ , где  $q_n$  —  $n$ -й локальный критерий качества,  $T$  — конечное множество критериев качества.

Пусть на множестве альтернатив (вариантов реализации ВОЛС)  $V \subset R$  определено  $m$  скалярных функций  $f_1(V), \dots, f_m(V)$ , представляющих собой критерии оценки качества альтернатив. Будем говорить, что альтернатива  $V^1$  доминирует по Парето [4] альтернативу  $V^2$  ( $V^1 \succ V^2$ ), если  $f_k(V^1) \geq f_k(V^2), k = \overline{1, m}$  и хотя бы для одного  $k$  такое неравенство является строгим. Это означает, что выбор  $V^1$ , а не  $V^2$  позволяет по каждому критерию получить не меньшее значение выигрыша, а по одному — строго большее.

Таким образом, каждой альтернативе  $v \in V$  ставится в соответствие ее векторная оценка  $\{f_1(v), \dots, f_m(v)\} \in R^m$ . Если альтернатива  $v$  пробегает все множество  $V$ , то в пространстве  $R^m$  образуется множество векторных оценок  $F = f(V)$ .

Задача оптимизации ВОЛС может быть рассмотрена как задача выбора единственной наилучшей в каком-либо смысле альтернативы из допустимого множества. Если качество или полезность измеряются с помощью известной скалярной функции, то методологических проблем не возникает, и возможны лишь вычислительные трудности, связанные с необходимостью решения соответствующей экстремальной задачи. Если же, как в нашем случае, задача многокритериальная (векторная), то здесь необходимо определить, что же является наилучшей альтернативой при наличии нескольких целевых функций, которые противоречивы и достигают максимума в различных точках множества альтернатив. Поэтому необходимо использовать априорные процедуры многокритериальной оптимизации без какой-либо дополнительной информации, кроме той, которая заложена в модели задачи, т.е. в описании множества альтернатив и целевых функций, и относительно легко формализуется.

Будем считать, что если множество альтернатив  $V$  и целевые функции  $f_1(v), \dots, f_m(v)$  известны, то этого вполне достаточно для объективного, не зависящего от отсутствующих в данной модели факторов, определения оптимального решения. Другими словами, если каждый критерий  $f_k(v)$  характеризует некоторое локальное качество альтернативы  $v$ , то наилучшая из альтернатив будет характеризоваться наиболее удачным сочетанием всех локальных качеств, т.е. имеет максимальное значение «глобального» качества. Таким образом, для выбора наилучшей альтернативы достаточно понять, каким образом «глобальное» качество зависит от локальных качеств, после чего многокритериальная задача будет сведена к задаче скалярной оптимизации.

Исключительно важную роль играет такой критерий как надежность. Выход из строя любого элемента ВОЛС – генератора, модулятора, линии передачи или фотоприемника – означает отказ всей системы. Однако выход из строя такого элемента как, например, волоконно-оптический тракт, маловероятен. Поэтому целесообразно обеспечение надежности системы путем резервирования (дублирования) менее надежных элементов системы – генератора, фотоприемника. Таким образом, надежность обеспечивается выбором избыточной топологии ВОЛС.

Моделирование волоконно-оптической линии связи должно включать в себя взаимосвязанные модели отдельных элементов системы – от генератора с модулятором, обеспечивающих входной сигнал, до фотоприемника, на выходе которого получается выходной сигнал. Рассмотрению этих вопросов будут посвящены отдельные публикации.

Что же касается оптимизации всей системы ВОЛС в целом, то оптимизационная процедура может быть построена двумя путями. Первый – это покомпонентная оптимизация. Здесь последовательно выполняется оптимизация отдельно для каждого компонента, начиная с выходного [5; 6]. Используя физическую и описывающую ее математическую модель каждого компонента, нужно произвести оптимизацию параметров этой модели. Полученные параметры используются в качестве входных при оптимизации следующего компонента системы. При таком подходе мы полагаем, что оптимизация всех компонентов ВОЛС позволит получить оптимальные параметры системы в целом.

Второй возможный подход к решению задачи оптимизации – системный, когда ВОЛС рассматривается как единая система, и проводится ее оптимизация в целом. При этом на каждом шаге оптимизации выполняется расчет всей системы до получения искомых выходных параметров. Такой подход требует больших вычислительных затрат, чем первый, однако в полной мере соответствует поставленной задаче оптимизации, позволяя учесть взаимное влияние компонентов ВОЛС.

**Список литературы:** 1. Дубов Ю. А., Травкин С.И., Якимец В.Н. Многокритериальные модели формирования и выбора вариантов систем. М.: Наука. 1986. 296 с. 2. Дмитриев А.К., Мальцев П. А. Основы построения и контроля сложных систем. Л.: Энергоатомиздат, 1988. 192 с. 3. *Волоконно-оптические линии связи. Справочник* / Под. ред. Андрушко Л.М. // К.: Техника, 1988. 239 с. 4. Макаров И.М., Виноградская Т.М., Рубчинский А.А., Соколов В.Б. Теория выбора и принятия решений. М.: Наука. 1982. 382 с. 5. Tsigopoulos A., Paschos V., Caroubalos C., Salet P., Jacquet J. Numerical modeling of undercut ridge VCSEL's designed for CW operation at 1.3  $\mu\text{m}$ : Design optimization // IEEE J. of Quantum Electron. PP. 2221—2229, Dec. 1997. 6. Meglio D., Lugli P., Sabella R. Sahlen O. Analysis and optimization of InGaAsP Electro-Absorption Modulators // IEEE J. of Quantum Electron. PP. 261—268, Feb.1995.

*Харьковский государственный технический университет радиозлектроники*

*Поступила в редколлегию 04.12.98*

В.М. БАКУМЕНКО, канд. физ.-мат. наук,  
Л.Д. ФЕСЕНКО, канд. физ.-мат. наук, А.В. БАКУМЕНКО

## ОПРЕДЕЛЕНИЕ РЕЛАКСАЦИОННЫХ КОНСТАНТ МОЛЕКУЛЫ $\text{CH}_3\text{CN}$

В работах [1; 2] изложена методика определения релаксационных параметров молекул, используемых в качестве рабочего вещества субмиллиметровых лазеров с оптической накачкой (СММ ЛОН). В основу методики положено исследование выходного сигнала лазера при ступенчатом сигнале накачки. Как показано в работе [1], среди возможных компонент переходного процесса, наблюдаемых на экране осциллографа, имеет место компонента, отвечающая за колебательную релаксацию и имеющая вид  $A_1 e^{-\lambda_1 t}$ , где  $A_1$  — начальное значение этой компоненты, а  $\lambda_1$  — ее скорость затухания, которая, если пренебречь добавкой, вносимой сигналом накачки, имеет вид

$$\lambda_1 = \Gamma_{\text{диф}}/p + \Gamma_{V-T} \cdot p, \quad (1)$$

где  $\Gamma_{\text{диф}}$  — скорость диффузии;  $\Gamma_{V-T}$  — скорость вращательно-колебательной релаксации;  $p$  — давление.

В работах [1; 2] рассмотрены специфические случаи, когда в релаксационном процессе основную роль играет одна из компонент: столкновительная для  $\text{CH}_3\text{Br}$  [1], либо диффузия для молекулы  $\text{HCOOH}$  [2]. В этом случае на экспериментальной зависимости  $\lambda_1(p)$  со стороны высоких давлений (либо для экспериментальной зависимости  $1/\lambda_1(p)$  со стороны низких давлений) выделяется участок, близкий к линейному, который позволяет найти главную релаксационную компоненту. Другая компонента определяется ориентировочно графическим вычитанием главной из  $\lambda_1(p)$ .

В данной работе рассмотрен случай, когда заранее нельзя сказать, какой из процессов играет доминирующую роль, и зависимость  $\lambda_1(p)$  не носит явно выраженного характера в каком-либо из участков диапазона давлений. Для определения релаксационных компонент использован метод наименьших квадратов; произведена оценка погрешностей измерения обеих компонент.

Сущность методики продемонстрируем на примере СММ ЛОН на переходе 393 мкм молекулы  $\text{CH}_3\text{CN}$ , экспериментальная зависимость  $\lambda_1(p)$

которого (либо  $1/\lambda_1(p)$ ) не имеет явно выраженного прямолинейного участка вблизи какой-либо из границ диапазона рабочих давлений (6...26) Па. Аппроксимируем эту зависимость формулой (1) и потребуем, чтобы сумма квадратов отклонений измеренных значений от расчетных была минимальной

$$\sum_{i=1}^n \left( \lambda_{1i} - \Gamma_{\text{диф}}/p_i - \Gamma_{V-T} \cdot p_i \right)^2 = \min. \quad (2)$$

Из этого условия, дифференцируя (2) сначала по  $\Gamma_{\text{диф}}$ , а затем по  $\Gamma_{V-T}$  получаем систему уравнений для определения релаксационных параметров:

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^n \frac{1}{p_i^2} \Gamma_{\text{диф}} + n \Gamma_{V-T} = \sum_{i=1}^n \frac{\lambda_{1i}}{p_i}, \\ n \Gamma_{\text{диф}} + \sum_{i=1}^n p_i^2 \Gamma_{V-T} = \sum_{i=1}^n \lambda_{1i} p_i. \end{cases} \quad (3)$$

Входящие в систему уравнений (3) коэффициенты определяются по данным рисунка для числа измеряемых точек  $n = 11$  в приведенном выше диапазоне давлений.

Из решения системы (3) получаем:  $\Gamma_{\text{диф}} = 2,88 \text{ мс}^{-1} \text{ Па}$ ;  $\Gamma_{V-T} = 2,87 \text{ с}^{-1} \text{ Па}^{-1}$ .

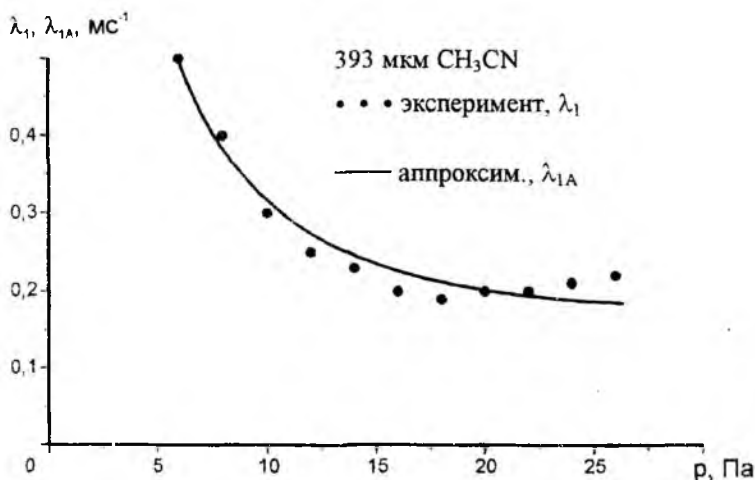
Для определения роли компонент в релаксационном процессе определим давление, при котором они одинаковы:  $\Gamma_{\text{диф}}/p = \Gamma_{V-T} \cdot p$ ; отсюда  $p = \sqrt{\Gamma_{\text{диф}}/\Gamma_{V-T}} = 31,7 \text{ Па}$ . До этого значения преимущественная роль принадлежит диффузии, а после него, соответственно, столкновительным процессам. Поскольку полученное значение давления лежит за пределами рабочего диапазона (6...26 Па), основную роль в релаксационных процессах ЛОН на молекуле  $\text{CH}_3\text{CN}$  на длине волны 393 мкм играет диффузия.

Проведем оценку погрешностей косвенных измерений релаксационных параметров. Для полученных значений  $\Gamma_{\text{диф}}$  и  $\Gamma_{V-T}$  строим в соответствии с формулой (1) аппроксимирующую функцию  $\lambda_{1A}(p)$  (см. рисунок) и для каждого из давлений  $p_i$  находим разность  $\Delta\lambda_i = \lambda_{1Ai} - \lambda_{1i}$  между расчетным и экспериментальным значениями. Представляя  $\lambda_1$  в виде

$$\lambda_1 = \Gamma_{\text{диф}}^* + \Gamma_{V-T}^*, \quad (4)$$

где  $\Gamma_{\text{диф}}^* = \Gamma_{\text{диф}} / p$ , а  $\Gamma_{V-T}^* = \Gamma_{V-T} \cdot p$ , запишем выражение для погрешности  $\Delta\lambda_1$ :

$$\Delta\lambda_1 = \sqrt{(\Delta\Gamma_{\text{диф}}^*)^2 + (\Delta\Gamma_{V-T}^*)^2}$$



Принимая, что при прямых измерениях  $\Delta\Gamma_{\text{диф}}^* = \Delta\Gamma_{V-T}^*$ , переходим к погрешностям  $\Delta\Gamma_{\text{диф}} = \Delta\Gamma_{\text{диф}}^* \cdot p$  и  $\Delta\Gamma_{V-T} = \Delta\Gamma_{V-T}^* / p$  и, задаваясь нормальным законом распределения погрешностей, получаем:

$$\Delta\Gamma_{\text{диф}} = \frac{t_\alpha}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (\Delta\lambda_{1i} \cdot p_i)^2}{n(n-1)}}; \quad \Delta\Gamma_{V-T} = \frac{t_\alpha}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (\Delta\lambda_{1i} / p_i)^2}{n(n-1)}}$$

где  $t_\alpha$  — коэффициент Стьюдента для выбранного значения надежности  $\alpha$ .  
 Задавая  $\alpha = 0,95$  для  $n = 11$  из [3] находим  $t_\alpha = 2,23$ .

После определения погрешностей релаксационные параметры могут быть представлены в виде:

$$\Gamma_{\text{диф}} = (2.88 \pm 0.18) \text{ мс}^{-1} \text{ Па}; \quad \Delta\Gamma_{\text{диф}} / \Gamma_{\text{диф}} = \pm 6 \%,$$

$$\Gamma_{V-T} = (2,87 \pm 0,76) \text{ с}^{-1} \text{ Па}^{-1}; \Delta\Gamma_{V-T} / \Gamma_{V-T} = \pm 26 \%$$

Анализируя полученные погрешности, можно отметить, что по данному методу с достаточной для практики точностью может быть определена только основная компонента, которой является  $\Gamma_{\text{диф}}$ . Погрешность измерения  $\Gamma_{V-T}$  достаточно большая. В настоящее время разрабатывается методика снижения погрешности измерений неосновной компоненты.

**Список литературы:** 1. Бакуменко В.М., Фесенко Л.Д., Шевырев А.С. Исследование релаксационных характеристик СН<sub>3</sub>Vg-лазера с оптической накачкой // Известия вузов. Радиофизика. 1987. Т. 30, № 8. С. 973–979. 2. Бакуменко В.М., Фесенко Л.Д., Бакуменко А.В., Шумейко Н.Ю. Определение релаксационных параметров молекулы НСООН // Радиотехника. Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 1998. Вып. 105. С. 176–182. 3. Кассандрова О.Н., Лебедев В.В. Обработка результатов наблюдений. М.: Наука, 1970. 104 с.

Украинская инженерно-педагогическая  
академия г. Харьков  
Харьковский государственный университет

Поступила в редколлегию 22.07.98

*И.А. СУХОИВАНОВ, канд. техн. наук, М.В. САМОХВАЛОВ*

## **ВЛИЯНИЕ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ЗАВИСИМОСТИ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ НА ДИНАМИЧЕСКОЕ ПОВЕДЕНИЕ ЛАЗЕРА ПОВЕРХНОСТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ С ВЕРТИКАЛЬНЫМ РЕЗОНАТОРОМ**

### **Введение**

Лазеры поверхностного излучения с вертикальным резонатором (англ. VCSEL) благодаря своим уникальным свойствам в последнее время привлекают к себе все большее внимание. Среди их основных преимуществ отметим следующее: способность генерировать одну продольную моду, малый угол расходимости пучка, низкий пороговый ток, возможность использования в установках с высокой скоростью модуляции, использование при формировании плоскостных лазерных матриц. Предполагается широкое использование VCSEL при формировании волоконно-оптических систем с высокой скоростью передачи информации, в системах оптической обработки сигнала.

Данная работа посвящена проблеме моделирования и исследования параметров VCSEL, представляющим собой брэгговские решетки, расположенные перпендикулярно слоям гетероструктуры, с целью оптимизации методов расчета характеристик. В данной работе рассчитывались характеристики для VCSEL с имплантированным слоем на основе AlGaAs/GaAs. На первом этапе проводится анализ VCSEL при помощи математической модели, которая строится на основе метода волнового распространения. Модель составлена из двух уравнений: скалярного волнового уравнения (для описания распространения поля в резонаторе) и скоростного уравнения, которое описывает изменение электрического тока на выходной апертуре лазера. Анализируется влияние разности температур между ядром и периферийной областью устройства на величину порогового тока – явление температурной линзы.

На втором этапе выполняется анализ динамических характеристик VCSEL. При помощи системы скоростных уравнений для VCSEL получены модуляционные характеристики, проведен анализ зависимости длины волны излучения от температурного коэффициента усиления, проведена оценка влияния температуры на ширину полосы модуляции лазера.

## Использование метода волнового распространения

Моделирование VCSEL является особенно трудной задачей, т.к. лазеры данного типа обладают очень малыми размерами резонатора. Большинство слоев имеют размеры порядка длины волны или, по крайней мере, не превышают ее. Более того, оптический луч подвергается сильному воздействию, приводящему к формированию излучаемой моды, только в области имплантированного слоя. Это приводит к необходимости включения в модель дополнительных уравнений для учета взаимодействия оптической моды со структурой распределенного отражателя. Поэтому нужно учитывать и природу распределенных отражателей. Построение точной модели VCSEL, включая отражатели, требует больших временных затрат и наличия больших вычислительных мощностей. В приемлемой с практической точки зрения модели [1], в которой (как и в большинстве моделей с использованием MBP) рассматривается распространение только прямых волн, структура отражателя представлена в виде эквивалентной структуры с эффективным коэффициентом отражения и эффективной длиной. Структура исследуемого VCSEL и моделируемый эквивалент представлены на рис. 1.

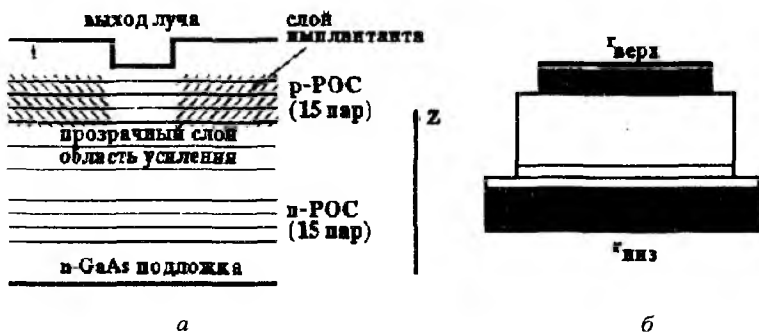


Рис. 1

Данная модель может быть использована и для расчета VCSEL с имплантированным слоем, и расширена для учета температурных эффектов. Нас будет интересовать поведение VCSEL в малосигнальном режиме в области порога.

Метод волнового распространения применяется для решения уравнений Максвелла путем применения метода конечных разностей. При этом операции дифференцирования заменяются на операторы конечной разности, и выполняется переход от дифференциального уравнения к матричному.

Такое представление называется схемой Кранка-Николсона.

Для описания распространения через различные слои используется скалярное волновое уравнение, записанное в цилиндрических координатах с учетом круговой симметрии для основной моды

$$\nabla^2 E(r, z) + n(r, z)^2 k_0^2 E(r, z) = 0, \quad (1)$$

где  $r$  — радиус-вектор;  $z$  — координата;  $n(r, z)$  — пространственно изменяющийся показатель преломления;  $k_0$  — волновой вектор в вакууме;  $E(r, z)$  — пространственно изменяющееся электрическое поле.

Электрическое поле в резонаторе может быть описано с помощью экспоненциальной зависимости

$$E(r, z) = E(r, z) \exp(-j\beta_0 z), \quad (2)$$

где  $\beta_0$  — постоянная распространения. Подставляя выражение (2) в уравнение (1), получим

$$2j\beta_0 \frac{\partial \bar{E}(r, z)}{\partial z} = \nabla_T^2 \bar{E}(r, z) + (n(r, z)^2 k_0^2 - \beta_0^2) \bar{E}(r, z), \quad (3)$$

где

$$\nabla_T^2 = \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r}.$$

Уравнение (3) позволяет рассчитать распределение поля в резонаторе, и является первым уравнением используемой модели. Изменение электрического тока на выходной апертуре исследуемого лазера ограничено рекомбинацией носителей и диффузией в активном слое, т.е. может быть описано с помощью скоростного уравнения:

$$\frac{J(r)}{ed} = \frac{N(r)}{\tau_n} + BN(r)^2 - D_N \nabla_T^2 N(r) + V_g g(r) P(r), \quad (4)$$

где

$$J(r) = J, \quad |r| \leq D/2;$$

$$J(r) = 0, \quad |r| > D/2.$$

Здесь  $J(r)$  — плотность тока;  $N(r)$  — плотность носителей;  $\tau_n$  — время жизни неизлучающих носителей;  $B$  — квадратичный коэффициент рекомбинации;  $D_N$  — коэффициент диффузии носителей;  $D$  — диаметр апертуры;  $P(r)$  — плотность фотонов;  $V_g$  — групповая скорость;  $d$  — толщина активного слоя;  $g(r)$  — усиление, определяемое по логарифмическому закону  $g(r) = g_0 \log(N(r)/N_{tr})$ , где  $g_0$  — коэффициент усиления,  $N_{tr}$  — пороговая плотность носителей. В расчете использовались следующие

значения параметров:  $D_N = 5 \text{ см}^2/\text{с}$ ,  $\tau_n = 5 \text{ нс}$ ,  $B = 10^{10} \text{ см}^3/\text{с}$ ,  $g_0 = 1000 \text{ см}^{-1}$ ,  $N_{tr} = 10^{18} \text{ см}^{-3}$ .

Для определения корней уравнения (3) по поперечной координате используется метод конечных разностей, для определения решения по продольной  $z$ -координате используется схема Кранка-Николсона; использованы граничные условия для решения уравнения по Хедли [2]. Для расчета порога разработана следующая схема (рис. 2). Пороговый ток  $J_{tr}$  считаем определенным, когда профиль распределения поля для двух смежных итераций расчета  $E_0$  и  $E_1$  остается неизменным.

Одним из важнейших эксплуатационных параметров лазера является диаметр выходного окна и апертура излучения. Поэтому важно знать влияние этих габаритных параметров на пороговый ток. Эту характеристику мы получим при совместном решении уравнений (3) и (4). На рис. 3 показана зависимость порогового тока от диаметра выходной апертуры. Из графика видно, что пороговый ток обладает минимумом при диаметре около 9 мкм, что намного больше, чем для устройств с оксидным ограничением (3 — 4 мкм). Из-за слабого ограничения усиления в резонаторе при больших значениях апертуры поле испытывает сильные потери на рассеяние и с уменьшением апертуры от 20 до 10 мкм потери уменьшаются за счет фокусировки в области усиления, пороговый ток уменьшается до некоторого минимального значения для выбранного набора параметров. Дальнейшее уменьшение диаметра вызывает резкое увеличение порогового тока, что объясняется, возможно, дифракционными потерями. Следовательно, рекомендуемый размер окна для рассматриваемой структуры составляет 7—10 мкм.

Влияние температурных эффектов на коэффициент усиления можно осуществить в результате расширения исследованной выше модели. Высокое сопротивление отражателей не только ограничивает полосу модуляции VCSEL, но также и способствует нагреву лазерного чипа, что приводит к ограничению выходной мощности. Необходимо определить характер изменения порогового тока с ростом температуры.

Влияние температурных эффектов на коэффициент усиления можно осуществить в результате расширения исследованной выше модели. Высокое сопротивление отражателей не только ограничивает полосу модуляции VCSEL, но также и способствует нагреву лазерного чипа, что приводит к ограничению выходной мощности. Необходимо определить характер изменения порогового тока с ростом температуры.

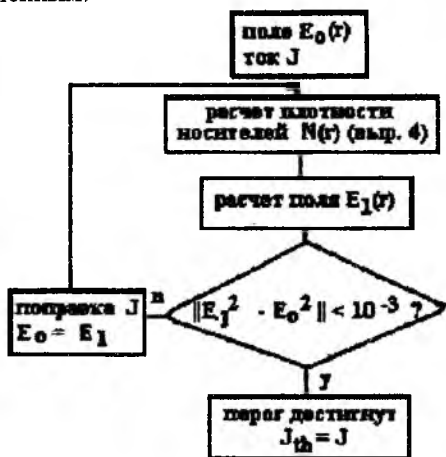


Рис. 2

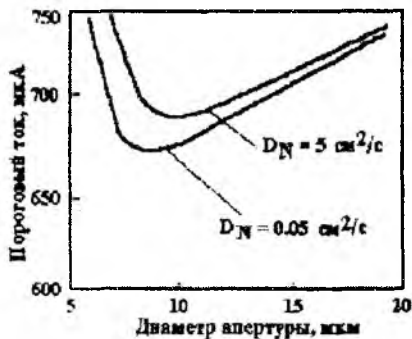


Рис. 3

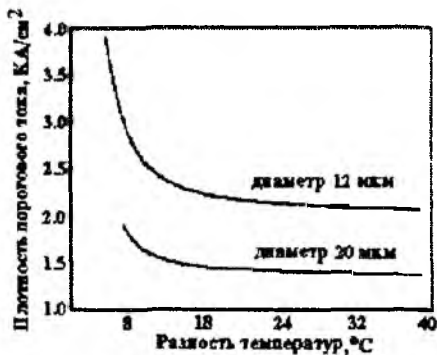


Рис. 4

Такие процессы, как межзонное поглощение, оже-рекомбинация, утечка носителей через гетеропереход делают пороговый ток чувствительным к увеличению температуры. Эти эффекты можно обобщить в форме зависимой от температуры постоянной дифференциального усиления. Для упрощения численного анализа выберем линейную зависимость в виде

$$g_0(T) = d - \xi(T - T_0), \quad (5)$$

где  $d = 4.12 \cdot 10^{-16} \text{ см}^2$  и  $\xi = 7 \cdot 10^{-19} \text{ см}^2/\text{К}$  — экспериментально определяемые постоянные [3],  $T_0 = 240 \text{ К}$  — характеристическая температура.

При расчетах не учитывался эффект смещения длины волны излучения в синюю область спектра, т.к. эффект температурной линзы объясняется не нагревом лазера в целом, а разностью температур между центром лазера и периферической областью. На рис. 4 представлены температурные зависимости порогового тока. Когда разность температур относительно велика, наблюдается сильный эффект температурной линзы, и ток слабо зависит от разности температур. С уменьшением разности температур, и особенно для устройств с меньшим диаметром апертуры, пороговый ток резко возрастает. Следовательно, при разработке таких VCSEL следует предусмотреть меры по охлаждению периферических областей лазерного кристалла.

### Исследование динамических свойств VCSEL

Для исследования динамики изменения плотности носителей в активном слое  $N$ , плотности фотонов в моде  $P$  и фазы оптического поля  $\varphi$ , воспользуемся двухуровневой моделью, выражаемой следующей системой скоростных уравнений [4]:

$$\begin{aligned}\frac{dP}{dt} &= \left( g - \frac{1}{\tau_p} \right) P + R_{sp}; \\ \frac{dN}{dt} &= \frac{I}{e} - \frac{N}{\tau_n} - gP; \\ \frac{d\varphi}{dt} &= \frac{\alpha}{2} \left( g - \frac{1}{\tau_p} \right).\end{aligned}\tag{6}$$

Здесь  $\tau_p$  — время жизни фотонов;  $I$  — ток инжекции;  $e$  — заряд электрона.  $R_{sp}$  — скорость спонтанной эмиссии;  $\alpha$  — фактор уширения линии излучения как функция частоты излучения. Усиления  $g$  можно записать в виде

$$g = \frac{g_0(N - N_{th}) - \Delta G_{\lambda b}(\lambda_0 - \lambda)^2}{1 + \varepsilon P},\tag{7}$$

где  $g_0$  — дифференциальное усиление;  $\Delta G_{\lambda b}$  — коэффициент параболичности. С целью исследования влияния температуры на длину волны, а значит и на усиление, воспользуемся эмпирической формулой для линейной зависимости дифференциального усиления от длины волны

$$g_0 = \Gamma V_g (a + b(\lambda_0 - \lambda)),\tag{8}$$

где  $\Gamma$  — фактор оптического ограничения;  $a = 3,0 \cdot 10^{-16}$  см<sup>2</sup>;  $b = 1,3 \cdot 10^{-14}$  см<sup>2</sup>/мкм. Из выражения (7) видно, что  $g$  и  $P$  связаны через параметр насыщения усиления  $\varepsilon$ . В [5] предложено следующее выражение для данного параметра

$$\varepsilon = \tau_p V_g g_0 \left( 1 - \frac{g_t}{g_0} \frac{\Delta}{C_{el}} \right),\tag{9}$$

где  $\Delta$  — энергия Ферми для электронного газа;  $C_{el}$  — теплоемкость электронного газа (величины параметров в [5]). Температурный коэффициент усиления  $g_t$  определяет зависимость усиления от температуры носителей и решетки

$$g_t = g_{t1} + G_{\lambda} (\Delta\lambda_{t2} - \Delta\lambda_{t1}),\tag{10}$$

где  $G_{\lambda}$  — производная усиления от длины волны;  $g_{t1}$  — скорость уменьшения коэффициента усиления, вызванная температурой (вызывает перераспреде-

ние носителей в валентной зоне и зоне проводимости);  $\Delta\lambda_{r2} = 2,7 \text{ \AA K}^{-1}$  и  $\Delta\lambda_{r1} = 0,6 \text{ \AA K}^{-1}$  — скорость сдвига в красную область спектра пика профиля усиления и длины волны, вызванного температурой, соответственно.

На рис. 5 представлена полученная зависимость частоты релаксационных колебаний от длины волны излучения. Эффект влияния переменного дифференциального усиления настолько существенен, что наблюдается обратная зависимость частоты релаксационных колебаний от длины волны (кривая 2) относительно рассчитанной зависимости с постоянным значением  $g_0$ . Т.к. дифференциальное усиление сильно зависит от длины волны, частота релаксационных колебаний уменьшается с увеличением длины волны.

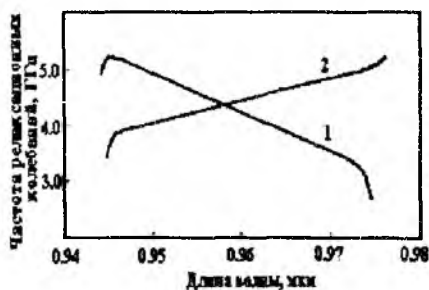


Рис. 5

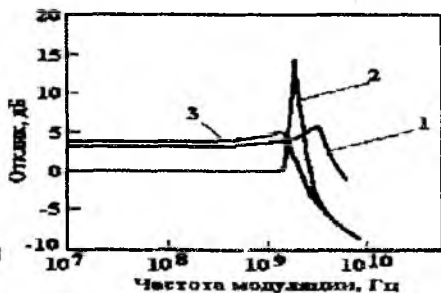


Рис. 6

Следовательно, температурную зависимость и дисперсию  $g$  необходимо обязательно учитывать при построении модели VCSEL.

На рис. 6 показаны модуляционные характеристики для различной длины волны излучения. С ростом длины волны излучения (кривые 1, 2) наблюдается сужение полосы модуляции на 3 МГц.

### Заключение

В данной работе представлен анализ влияния температуры на коэффициент усиления лазера поверхностного излучения с вертикальным резонатором.

Сдвиг пика усиления с ростом температуры обеспечивает изменение температурного коэффициента усиления. Таким образом, при определенных значениях такого смещения (рис. 5, кривая 3) можно говорить о возможности нестабильной работы лазера ввиду влияния температурной зависимости коэффициента усиления. Уменьшение полосы можно, вероятно, объяснить уменьшением величины скорости затухания.

Результаты показали необходимость учета температурной зависимости коэффициента усиления при математическом моделировании VCSEL.

Список литературы: 1. *M.V. Samokhvalov, I.A. Sukhoivanov. Beam Propagation Method for Simulation of Performance of Vertical Cavity Surface Emitting Lasers // VII-th International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory. Kharkov. 1998. Vol. 2. P. 902–904.* 2. *G.R. Hadley. Transparent Boundary Condition for the Beam Propagation Method // IEEE J. Quantum Electron. 1992. Vol. 28. P. 363–369.* 3. *J.P. Zhang, K. Petermann. Beam Propagation Method for Vertical Cavity Surface Emitting Lasers // IEEE J. Quantum Electron. 1994. Vol. 30. P. 1529–1536.* 4. *G.P. Agrawal. Long Wavelength Semiconductor Lasers. New York: Von Nostrand Reinhold, 1986.* 5. *G. Wang, R. Nagarajan. Reduction of Damping in High-speed Semiconductor Lasers // IEEE Photon. Lett. 1993. Vol. 5. P. 642–645.*

*Харьковский государственный технический  
университет радиозлектроники*

*Поступила в редколлегию 09.11.98*

*С.Н. ШОСТКО, д-р техн. наук, Ю.Ф. ЛОНИН, канд. физ.-мат. наук,  
В.И. ЧУМАКОВ, канд. физ.-мат. наук, И.С. ШОСТКО, канд. техн. наук,  
Е.А. АВЧИННИКОВ, О.С. ШОСТКО*

## **ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТОВ ВОЗДЕЙСТВИЯ МОЩНОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ**

Оптико-электронные системы (ОЭС) и приборы находят широкое применение во многих областях техники. В ряде случаев работа этих средств может проходить в экстремальных условиях воздействия мощного помехового импульсного светового излучения на фоточувствительные элементы ОЭС. В результате такого воздействия возможно временное ослепление фотоприемников. Критериальные значения плотности энергии  $W_{\text{Епор}}$  для различных типов ОЭС будут зависеть от коэффициента усиления оптической системы, ее полосы пропускания, типа фотоприемников [1; 2]. В связи с этим представляет интерес исследование количественных параметров воздействия, а именно определение времени ослепления различных типов фотоприемников от величины плотности мощности и энергии воздействующего импульсного светового излучения.

### **Описание экспериментальной установки**

Для исследования эффектов светового воздействия на фотоприемные устройства разработан и создан экспериментальный стенд (рис. 1). В качестве источника излучения использован ступок ударно-сжатой плазмы, возникающей в атмосфере на выходе коаксиального магнитоплазменного компрессора (МПК) [3,4,5]. Конструктивно МПК выполнен в виде системы коаксиальных цилиндрических электродных узлов, разделенных диэлектрической втулкой.

На выходе ускорителя происходит схлопывание плазменного потока и его сжатие под действием электромагнитных сил (винч-эффект в выносных токах), что приводит к образованию за срезом МПК области повышенной плотности и температуры плазмы, называемой «плазменным фокусом». В области фокуса значительная доля кинетической энергии потока, связанная с радиальной компонентой скорости, трансформируется во внутреннюю энергию сжатой плазмы и излучается. Если распространение плазменного потока происходит в плотном газе (в атмосфере), то в ударной волне, возникающей при торможении плазмы, кинетическая энергия пото-

ка переходит в тепловую энергию ударно-сжатой плазмы и излучается. Интегральный световой выход разряда определяется суперпозицией излучения пространственно разделенных зон плазменного фокуса и ударно-волнового взаимодействия плазменного потока с газовой средой. Интегральный световой выход такого разряда в атмосфере составляет ~50 % от вкладываемой в плазму электрической энергии [5]. Спектр излучения — непрерывный, и аналогичен спектру абсолютно черного тела.

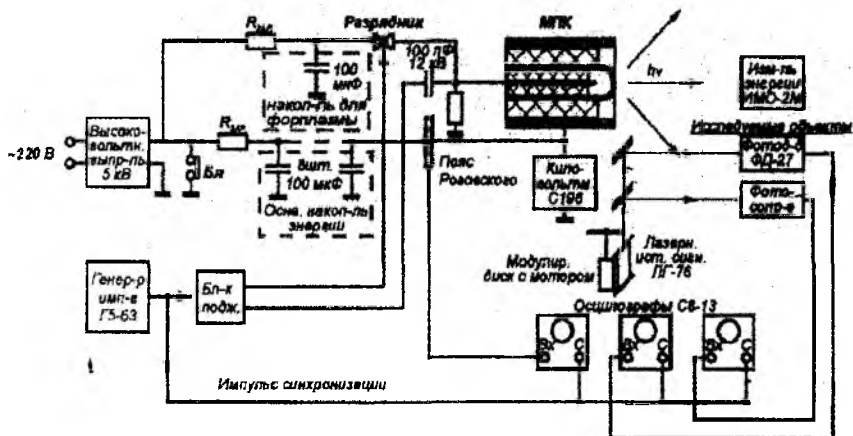


Рис. 1

Для работы МПК использовался емкостной накопитель энергии. Конструктивно секция накопителя и излучатель размещены в одном блоке. Использовано 8 импульсных конденсаторов К41-И7 ( $C = 100$  мкФ,  $U_p = 5$  кВ). Все конденсаторы подключены параллельно к медным шинам. Для уменьшения паразитной индуктивности цепи энергосъем с шин накопителя на МПК осуществлен короткими медными перемычками. Напряжение на конденсаторах варьировалось в диапазоне  $2,5 \div 4,5$  кВ.

Диэлектрическая втулка изготовлена из фторопласта ( $C_2F_4$ ). Иницирование разряда проводилось по поверхности диэлектрической втулки. С этой целью через внутренний электрод вводится в фторопластовом изоляторе дополнительный электрод. Конец этого электрода расположен в одной плоскости с поверхностью диэлектрической втулки. Для вывода плазмы (форплазмы) в катод сделаны направляющие отверстия. Поджиг осуществляется через разрядник высоковольтным импульсом ( $U_n = 19$  кВ) от блока поджига.

Интегральная по спектру ( $\Delta\lambda = 0,33 - 10,6$  мкм) энергия излучения плазмы измерялась радиационным калориметром ИМО-2Н. Калибровка

прибора осуществлялась электрическим методом, при этом погрешность показаний прибора составляет 0,5 %. Для измерения формы и длительности импульса излучения использовался фотоэлемент ФС20. Оба измерительных прибора (калориметр и фотоэлемент) устанавливались на расстоянии 1 м от МПК.

Токи разряда МПК измерялись с помощью пояса Роговского в режиме трансформатора тока и скомпенсированного RC-делителя. Разряд имел колебательный характер, типичная временная диаграмма тока приведена на рис. 2.

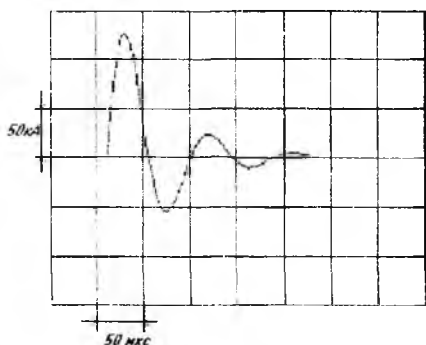


Рис. 2

Энергия излучения МПК в полосе  $\Delta\lambda = 0,33 \div 10,6$  мкм при запасенной энергии 8,1 кДж составила  $\sim 800$  Дж.

Полученные энергетические характеристики излучения не являются предельными и могут быть значительно повышены при увеличении плотности и температуры в зоне плазменного фокуса. Это, в частности, может быть достигнуто за счет увеличения энергии разряда.

### Схема эксперимента и результаты исследований

Эксперименты проводились в соответствии со структурной схемой рис. 1. Для имитации принимаемого фотоприемником полезного (информационного) сигнала использовался лазер ЛГ-78. Излучение лазера ослаблялось нейтральными фильтрами до уровня, превышающего в 1,5—2 раза порог чувствительности испытываемого фотоприемника, т. е. отношение сигнал-шум обеспечивалось равным 1,5—2.

Испытываемые фотоприемники (фотодиод и ФЭУ) устанавливались на расстоянии 1 м от факела МПК, видикон — на расстоянии 4 м. Ниже приведены основные параметры фотоприемников:

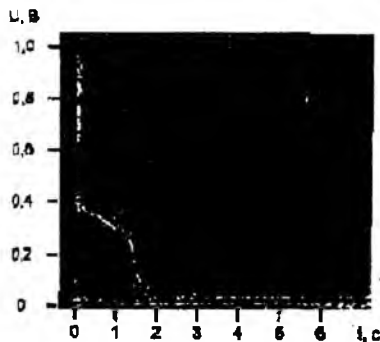
1) фотодиод ФД 27 К (кремниевый): интегральная чувствительность  $S = 1,5 \div 10$  мкА/лк, диапазон рабочих длин волн  $\Delta\lambda = 0,5 \div 1,12$  мкм;

2) фотоэлектронный умножитель ФЭУ-51 (фотокатод Sb-K-Na-Cs, интегральная чувствительность  $S_n = 996$  мкА/Вт, диапазон рабочих длин волн  $\Delta\lambda = 0,3—0,85$  мкм, напряжение питания  $U_p = 2300$  В);

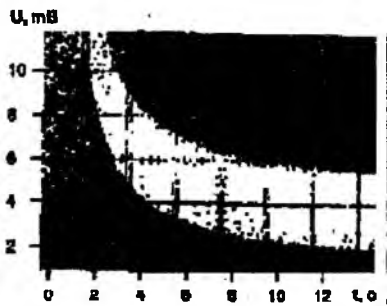
3) приемное телевизионное устройство ПТУ-42 на основе видикона с объективом «Гелиос-44-2».

Схема включения ФЭУ и режим его питания выбраны в соответствии с требованиями завода изготовителя. Для регистрации эффектов ослепления фотоприемников при воздействии излучения плазмы использовался осциллограф с запоминанием С8-13. На рис. 3 приведены осциллограммы напряжения на нагрузке ФЭУ  $R_l = 50$  Ом при значениях плотности энергии на фотокакоде  $W_E = 4,7 \cdot 10^2$  Дж/см<sup>2</sup>, длительности импульса излучения МПК  $t_u = 40$  мкс и диаметре диафрагмы на входе ФЭУ равном  $d = 5$  мм.

На рис. 3, а приведена осциллограмма, полученная при малых значениях коэффициента усиления сигналов с выхода ФЭУ, что позволило наблюдать как импульс излучения МПК (острый пик с левой стороны осциллограммы), так и эффект последействия — «ступеньку» напряжения, обусловленную образованием пространственного заряда у катода ФЭУ. Время существования пространственного заряда, определяющее длительность «ступеньки», растет с увеличением плотности энергии (мощности) излучения и составляет при  $W_E = 4,7 \cdot 10^2$  Дж/см<sup>2</sup> ( $W_P = 117$  Вт/см<sup>2</sup>) величину  $\sim 1,7$  с.



а



б

Рис. 3

На рис. 3, б приведена осциллограмма полученная при большом усилении, обеспечивающем наблюдение дорожки слабых полезных сигналов, наложенных на экспоненциально спадающую ветвь «ступеньки». По этой осциллограмме можно оценить время ослепления ФЭУ, которое определяется временным интервалом, на котором экспонента спадает до уровня принимаемых полезных сигналов. Время ослепления ФЭУ  $\tau_{осл}$  растет с увеличением плотности энергии излучения МПК и при  $W_E = 4,7 \cdot 10^2$  Дж/см<sup>2</sup> ( $W_P = 117$  Вт/см<sup>2</sup>) достигает величины  $\tau_{осл} = 10-12$  с. При увеличении диаметра диафрагмы на входе ФЭУ площадь освещенной поверхности

фотокатада растет, при этом время ослепления ФЭУ возрастает пропорционально освещенной поверхности фотокатада.

Исследование воздействия излучения на неохлаждаемые фотодиоды проводилось для случая их работы в фотогальваническом режиме (сопротивление нагрузки  $R_H = 1 \text{ МОм}$ ). Осциллограмма напряжения, приведенная на рис. 4, а получена для случая слабых полезных сигналов при плотности энергии помехового импульса  $\sim 2,7 \cdot 10^{-3} \text{ Дж/см}^2$ .

На рис. 4, б приведена осциллограмма для случая сильных полезных сигналов (близких к уровню насыщения фотодиода). Как видно, восстановление приема полезного сигнала происходит в первом случае через время  $\sim 1,2 \text{ с}$ , а во втором  $\sim 0,6 \text{ с}$  после окончания импульса воздействия.

Графики зависимости времени ослепления  $\tau_{\text{осл}}$  фотодиода и ФЭУ от плотности мощности светового излучения при длительности импульса излучения МПК равной 40 мкс приведены на рис. 5. Как видно, переход в область энергетического насыщения, в которой время ослепления перестает зависеть от интенсивности воздействия при заданной длительности импульса, происходит, соответственно: у ФЭУ-51 при  $W_{\text{кр}} \sim 80 \text{ Вт/см}^2$ ; у ФД-27К при  $W_{\text{кр}} \sim 70 \text{ Вт/см}^2$ . Величины отношения времени ослепления к длительности воздействия составляют для каждого прибора, соответственно  $5 \cdot 10^4$  и  $2,5 \cdot 10^4$ .

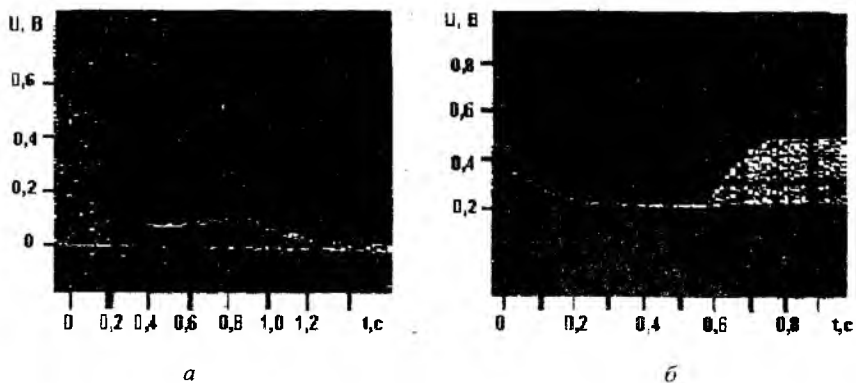


Рис. 4

Приведенные выше результаты по ослеплению фотоприемников получены при отсутствии фокусирующей оптики на их входе. С учетом коэффициентов усиления  $K_{\text{ус}}$  оптики приведенные значения времени ослепления могут быть получены при существенно меньших уровнях плотности энергии (мощности) излучения МПК. Так, в случае ослепления высокочув-

ствительных приемников типа ФЭУ при условии, что на его входе используется фокусирующая оптика с коэффициентом усиления  $K_{yc} \sim 10^3$ , наблюдаемое в эксперименте время ослепления  $\sim 10$  с (что соответствует отношению  $\tau_{осл}/\tau_{вх} \sim 2,5 \cdot 10^5$ ) будет обеспечено при плотности энергии на входе оптики  $\sim 10^{-6}$  Дж/см<sup>2</sup>.

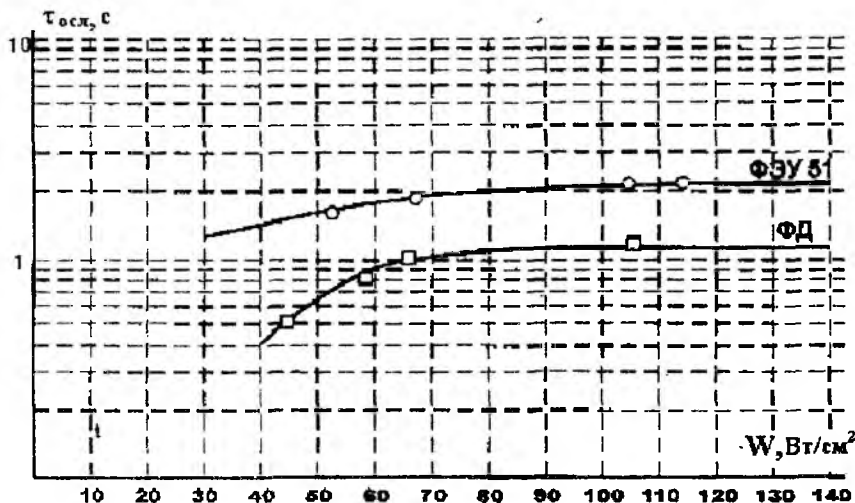


Рис. 5

Эффекты воздействия излучения МПК при использовании фокусирующей оптики проверялись на приемно-телевизионном устройстве ПТУ-42. ПТУ-42 устанавливался на расстоянии  $R = 4$  м от МПК. Коэффициент усиления оптики можно определить из выражения

$$K_{yc} = \frac{\pi R^2 D_{вх} \tau_a \tau_{опт}}{4 F^2 S_{пл}}$$

где  $D_{вх}$ ,  $F$  — диаметр и фокусное расстояние объектива;  $\tau_a$ ,  $\tau_{опт}$  — коэффициенты пропускания атмосферы и оптики;  $S_{пл}$  — излучающая поверхность области ударно-сжатой плазмы.

При  $D_{вх} = 44$  мм,  $F = 60$  мм,  $R = 4$  м,  $S_{пл} = 25$  см<sup>2</sup>,  $\tau_a = 1$ ,  $\tau_{опт} = 0,95$  коэффициент усиления оптики равен  $K_{yc} = 132,6$ .

При плотности энергии на поверхности видикона равной  $6,8 \cdot 10^{-4}$  Дж/см<sup>2</sup> имел место эффект полной засветки экрана телевизионного устройства на время  $\sim 2-3$  с. Кроме того, имело место выгорание фотокатода видикона в тех местах, где фокусировалось изображение плазменного факела на фотокатоде.

## Заключение

Результаты экспериментальных исследований показали, что время ослепления фотоприемника при  $W_{\text{изл}} \geq W_{\text{Бпор}}$  значительно превышает длительность  $\tau_{\text{и}}$  светового воздействия. Время ослепления растет с ростом спектральной плотности энергии на входе ОЭС. Эффект ослепления фотоприемника можно охарактеризовать как временное снижение его чувствительности. Физический механизм эффекта ослепления как в случае вакуумных приборов типа ФЭУ, так и в случае твердотельных полупроводниковых диодов можно объяснить образованием области пространственного заряда электронов в прикатодной области, либо заряда носителей в объеме полупроводникового кристалла при сверхпороговых воздействиях. Время восстановления исходного состояния зависит как от типа фотоприемника, режима его работы, коэффициента усиления ОЭС, так и от плотности энергии излучения в полосе рабочих длин волн на входе ОЭС. Мощные оптические воздействия на видикон приводят к деградационным эффектам катода.

При разработке ОЭС с высокочувствительными входными фотоприемными элементами, а также при эксплуатации действующих квантово-оптических систем необходимо учитывать возможность работы устройства в экстремальных условиях воздействия мощного светового излучения.

**Список литературы:** 1 Реди Дж. Действие мощного лазерного излучения. М.: Мир, 1974. 470 с. 2. Справочник по лазерам: В 2 т. / Под ред. А.М. Прохорова. М.: Сов. радио, 1978. Т. 2. 400 с. 3. Хижняк Н.А. О возможных механизмах генерирования быстрых частиц в электродинамических ускорителях плазмы // ЖТФ. 1969. Т. 39. Вып. 1. С. 2040-2053. 4. Плазменные ускорители и ионные инжекторы. М.: Наука, 1984, 271 с. 5. Камруков А.С., Козлов Н.Л., Протасов Ю.С. и др. О возможности создания высокояркостных источников излучения на основе ударного торможения гиперзвуковых плазменных потоков в плотных газах // ЖТФ. 1982. Т. 52, № 11, С. 23-14.

*Харьковский военный университет*

*Харьковский государственный технический  
университет радиозлектроники*

*Поступила в редакцию 13.11.98*

## АЛГОРИТМ АДАПТИВНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ДЛЯ СЕТЕЙ СВЯЗИ С ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ

Известно, что в системах радиосвязи существенное улучшение помехозащищенности может быть достигнуто за счет применения алгоритмов адаптивной пространственной фильтрации (АПФ), обеспечивающих подавление мешающих сигналов (помех), совпадающих по несущей частоте и форме спектра с полезным сигналом. Для применения алгоритмов АПФ, оптимальных по критерию максимума отношения сигнал/(помеха+шум) (ОСПШ) требуется точная априорная информация о направлении прихода сигнала, что практически не реализуемо в сетях связи с подвижными объектами (ПО). Однако для многих сетей связи с ПО характерно наличие в протоколах канального уровня "пассивных пауз" и АПФ может быть реализована в виде двухэтапной процедуры:

1. Оценка (при отсутствии полезного сигнала) пространственных параметров источников помех и формирование диаграмм направленности (ДН) антенной решетки с нулями в соответствующих направлениях.

2. Коррекция (при наличии сигнала) ДН, обеспечивающая при сохранении углового положения нулей максимизацию усиления полезного сигнала.

В идеальном случае (сигнально-помеховая обстановка локально стационарна, оценки пространственных параметров помех совпадают с соответствующими истинными значениями) двухэтапная АПФ обеспечивает максимизацию мощности полезного сигнала при полном (максимально возможном) подавлении помех. Вместе с тем, в реальных условиях (конечная точность оценивания, изменения пространственного положения ПО и т.д.) эффективность двухэтапной АПФ может оказаться недопустимо низкой.

Целью данной работы является синтез двухэтапных алгоритмов, обеспечивающих в реальных условиях приемлемые значения эффективности АПФ.

Рассмотрим  $N$ -элементную адаптивную антенную решетку (ААР) осуществляющую прием сигнала на фоне шума и  $L$  ( $L < N$ ) пространственно-локальных помех. Для определенности положим, что несущая частота сигнала, структура и характеристики, собственно, АР известны точно.

Предположим, что на первом этапе на основании некоторого метода оценивания получены несмещенные точечные оценки направлений прихо-

да помех  $\hat{\Theta}_j, j = \overline{1, L}$  и на основании этих оценок сформирована ДН ААР с нулями в направлениях прихода помех.

В случае наличия на входе ААР полезного сигнала, необходимо сохранить угловое положение нулей ДН и максимизировать выходное ОСПШ. С этой целью сформулируем оптимизационную задачу

$$\max_W \bar{W}^+ R_{xx} \bar{W}, \quad A^+ \bar{W} = 0, \quad (1)$$

где  $\bar{W}$  — вектор весовых коэффициентов (ВВК);  $R_{xx}$  — корреляционная матрица входных сигналов;  $A$  —  $N \times L$  — матрица ограничений, состоящая из  $L$   $N$ -мерных векторов  $\bar{V}_j$ ;  $\bar{V}_j^+ = [1 \quad e^{-i\varphi_2(\hat{\Theta}_j)} \quad \dots \quad e^{-i\varphi_N(\hat{\Theta}_j)}]$ ;  $\varphi_i(\hat{\Theta}_j)$  — фазовый сдвиг, обусловленный запаздыванием помехи, приходящей с направления  $\hat{\Theta}_j$  на  $j$ -м антенном элементе (АЭ) по отношению к первому; + — знак эрмитового сопряжения.

Решение задачи (1) можно представить в виде глобально сходящейся процедуры [1]

$$\bar{W}(k+1) = \text{Pr} \left\{ \bar{W}(k) + \mu_k \Pi(R_{xx} \bar{W}(k)) \right\}, \quad (2)$$

где  $\text{Pr}\{\cdot\}$  — проектор на гиперсферу единичного радиуса и  $\Pi = I - A(A^+A)^{-1}A^+$  — проектор на нулевое подпространство матрицы  $A$ ;  $\mu_k$  — шаговая постоянная,  $I$  — единичная матрица. В случае когда  $\hat{\Theta}_j = \Theta_j, j = \overline{1, L}$ , алгоритм (2) сходится к ВВК

$$\bar{W}_0 = \Pi \bar{V}_c, \quad (3)$$

где  $\bar{V}_c$  — “сигнальный” вектор, и обеспечивает максимизацию усиления полезного сигнала при полном подавлении помех. Однако, вследствие названных выше причин оценки  $\hat{\Theta}_j$  всегда отличаются от соответствующих истинных значений  $\Theta_j$ , проектор  $\Pi$  не обеспечивает подавления помех и, следовательно, процедура (2) сходится к ВВК, отличающемуся от оптимального значения (3). При этом возможны ситуации, когда эффективность АПФ становится недопустимо низкой.

Для синтеза алгоритмов с пониженной чувствительностью к отклонениям  $\hat{\Theta}_j$  от истинных значений  $\Theta_j$  модифицируем задачу (1)

$$\max_{\bar{W}} \bar{W}^+ \mathbf{R}_{xx} \bar{W}, \quad \bar{W}^+ \mathbf{B}_1 \bar{W} \leq \alpha_1, \dots, \bar{W}^+ \mathbf{B}_L \bar{W} \leq \alpha_L, \quad (4)$$

где  $\mathbf{B}_j = \int_{\Theta_{1j}}^{\Theta_{2j}} \bar{\mathbf{V}}_j \bar{\mathbf{V}}_j^+ d\Theta$ ;  $\Theta_{1j} = \bar{\Theta}_j - \Delta\Theta$ ;  $\Theta_{2j} = \bar{\Theta}_j + \Delta\Theta$ ;  $\Delta\Theta$  — предполагаемое максимальное отклонение  $\bar{\Theta}_j$  от  $\Theta_j$ ;  $\alpha_j$  — положительный вещественный коэффициент.

Целевая функция и ограничения задачи (4) выпуклы. Поэтому, основываясь на принципе двойственности и применяя градиентный метод решения (4) представим в виде глобально сходящихся процедур [2]

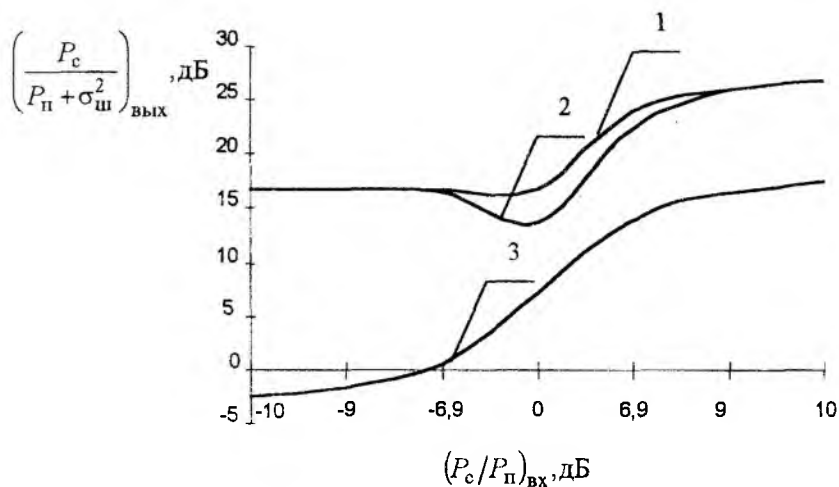
$$\left. \begin{aligned} \bar{W}(k+1) &= \text{Pr} \left\{ \bar{W}(k) - \mu [\mathbf{R}_{xx} + \lambda_1(k) \mathbf{B}_1 + \dots + \lambda_L(k) \mathbf{B}_L] \bar{W}(k) \right\} \\ \lambda_j(k+1) &= \max \{0, \lambda_j(k) + \mu Y_j(k)\} \end{aligned} \right\}, \quad (5)$$

где  $Y_j = \bar{W}^+ \mathbf{B}_j \bar{W}$ ,  $j = \overline{1, L}$ .

Для иллюстрации эффективности предложенного алгоритма на рисунке представлены, полученные путем имитационного моделирования для случая  $N=1, L=1$ , зависимости выходного ОСПШ от входного отношения мощностей сигнала и помехи. При моделировании предполагалось, что антенная решетка линейная, межэлементные расстояния  $d_{12} = d_{23} = d_{24} = \lambda_c/2$ ,  $d_{45} = 0,6\lambda_c$  ( $\lambda_c$  — длина волны полезного сигнала); антенные элементы изотропные и невзаимодействующие; несущие частоты сигнала и помехи тождественны; угол прихода сигнала (относительно нормали к линии расположения АЭ)  $\Theta_c = 0^0$ ; угол прихода помехи  $\Theta_j = 30^0$ ;  $\sigma_{\text{ш}}^2 = 0,1$  — дисперсия теплового шума.

Кривые, обозначенные на рисунке цифрами 1, 2, 3 получены, для случаев: 1 — ВВК  $\bar{W} = \beta \mathbf{R}_{xx}^{-1} \bar{\mathbf{V}}_c$  (потенциально достижимая эффективность АПФ); 2 — алгоритм (5) при  $\Delta\Theta = 5^0$ ,  $\alpha_j = 0,01$ ; 3 — алгоритм (2) при точных исходных данных ( $\bar{\Theta}_1 = \Theta_1$ ).

Из графиков видно, что алгоритм (5) обеспечивает эффективность АПФ близкую к потенциально достижимой. При этом процедуры (5) сравнительно нечувствительны к изменениям помеховой обстановки и ошибкам вычислений.



Список литературы: 1. Базара М., Шетти К. Нелинейное программирование. Теория и алгоритмы. М.: Мир, 1982. 583 с. 2. Бертсекас Д.Р. Условная оптимизация и методы множителей Лагранжа. М.: Радио и связь, 1987. 400 с.

Харьковский государственный технический университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 23.11.98

## КВАЗИМИНИМАКСНЫЙ ПОДХОД К ПОСТРОЕНИЮ РОБАСТНЫХ АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

Рассмотрим  $N$ -элементную адаптивную антенную решетку (ААР) произвольной конфигурации, осуществляющую прием полезного сигнала на фоне шума и  $L(L < N)$  пространственно локальных помех. Известно, что в случае критерия максимума выходного отношения сигнал / (помеха+шум) (ОСПШ) оптимальный вектор весовых коэффициентов (ВВК) имеет вид [1]

$$\bar{\mathbf{W}} = \beta \mathbf{R}_{xx}^{-1} \bar{\mathbf{V}}_y, \quad (1)$$

где  $\mathbf{R}_{xx}$  — корреляционная матрица (КМ) входных сигналов;  $\bar{\mathbf{V}}_y$  — управляющий вектор, соответствующий направлению прихода сигнала  $\Theta_s$ ;  $\beta$  — нормирующий множитель.

При ошибках в априорных данных вектор ограничений  $\bar{\mathbf{V}}_x$  не соответствует  $\Theta_s$  и ВВК (1) не является оптимальным. Для упрощения выкладок положим, что расчет ВВК осуществляется при отсутствии помех, то есть  $\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{R}_{ss} + \sigma_n^2 \mathbf{I}$ ,  $\mathbf{R}_{ss} = P_s \bar{\mathbf{V}}_s \bar{\mathbf{V}}_s^+$  — КМ полезного сигнала;  $P_s$  — мощность полезного сигнала;  $\bar{\mathbf{V}}_s$  — “сигнальный” вектор;  $\sigma_n^2$  — дисперсия теплового шума;  $\mathbf{I}$  — единичная матрица. Подставляя в (1)  $\mathbf{R}_{xx} = P_s \bar{\mathbf{V}}_s \bar{\mathbf{V}}_s^+ + \sigma_n^2 \mathbf{I}$  получим

$$\bar{\mathbf{W}} = \beta \left[ \left( \frac{\sigma_n^2}{P_s} + N \right) \mathbf{I} - \bar{\mathbf{V}}_s \bar{\mathbf{V}}_s^+ \right] \bar{\mathbf{V}}_y. \quad (2)$$

Обозначим  $\eta_{\text{вых}}$  — ОСПШ, обеспечиваемое (2), а  $\eta_{0\text{вых}}$  — потенциально достижимое значение ОСПШ и вычислим величину  $\xi(\bar{\mathbf{W}}) = \eta_{\text{вых}} / \eta_{0\text{вых}}$

$$\xi(\bar{\mathbf{W}}) = \frac{\cos^2 \gamma \left( \frac{\sigma_n^2}{P_s} \right)^2}{\left( \frac{\sigma_n^2}{P_s} \right)^2 + N \left[ N + 2 \left( \frac{\sigma_n^2}{P_s} \right) \right] (1 - \cos^2 \gamma)}, \quad (3)$$

где  $\cos \gamma = \frac{|\bar{\mathbf{V}}_s^+ \bar{\mathbf{V}}_y|}{(\|\bar{\mathbf{V}}_s\| \|\bar{\mathbf{V}}_y\|)}$  — коэффициент пространственной корреляции [2];  $\gamma$  — обобщенный угол между  $\bar{\mathbf{V}}_s$  и  $\bar{\mathbf{V}}_y$ ;  $\|\cdot\|$  — обозначение евклидовой нормы. Из (3) непосредственно следует предельное соотношение

$$\lim_{\sigma_n^2/P_s} \xi(\bar{\mathbf{W}}) = 0 \quad \forall \Delta \Theta \quad (\Delta \Theta = |\Theta_s - \Theta_y| > 0). \quad (4)$$

Потребуем, чтобы при  $\Delta \Theta \leq \Delta \Theta_{\max}$  и  $P_s \leq P_{s \max}$  выполнялось неравенство  $\xi(\bar{\mathbf{W}}) \geq \xi_0$ ,  $\xi_0$  — допустимое значение  $\xi(\bar{\mathbf{W}})$  и воспользуемся утверждением.

*Утверждение 1.* Для выполнения неравенства  $\xi(\bar{\mathbf{W}}) \geq \xi_0$  необходимо и достаточно, чтобы при  $\Delta \Theta = \Delta \Theta_{\max}$ ,  $P_s = P_{s \max}$  было справедливо условие

$$\bar{\mathbf{Z}}^+ \bar{\mathbf{Z}} \leq N^3 (1 - \cos^2 \gamma), \quad (5)$$

где 
$$\cos^2 \gamma = \frac{\left[ \left( \sigma_n^2 / P_s \right)^2 + N \right]^2}{\left( \sigma_n^2 / P_s \right)^2 / \xi_0 + N^2 + 2N \left( \sigma_n^2 / P_s \right)}$$
;

$$\bar{\mathbf{Z}} = \lim_{(P_s / \sigma_n^2) \rightarrow \infty} \bar{\mathbf{W}} = N \bar{\mathbf{V}}_y - \rho_{sy} \bar{\mathbf{V}}_s; \quad \rho_{sy} = \bar{\mathbf{V}}_s^+ \bar{\mathbf{V}}_y.$$

Из утверждения 1 и выражения (1) непосредственно следует, что робастные алгоритмы управления ААР можно представить в виде

$$\bar{\mathbf{W}}_0 = \beta \mathbf{F} \{ \bar{\mathbf{W}} \} = \beta \mathbf{F} \{ \mathbf{R}_{xx}^{-1} \bar{\mathbf{V}}_y \}, \quad (6)$$

где  $\mathbf{F} \{ \}$  — сжимающий оператор, обеспечивающий выполнение условия (5).

Сжимающий оператор  $\mathbf{F} \{ \}$  представим в различных эквивалентных формах, например,

$$\mathbf{F}_1 \{ \mathbf{R}_{xx}^{-1} \bar{\mathbf{V}}_y \}; \quad (\mathbf{F}_2 \{ \mathbf{R}_{xx} \})^{-1} \bar{\mathbf{V}}_y; \quad \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{F}_2 \{ \bar{\mathbf{V}}_y \}. \quad (7)$$

На основании (7), (5) можно построить широкий класс сжимающих операторов, в частности,

$$\mathbf{F}_{21}\{\cdot\} = \mathbf{R}_{xx} + \alpha \mathbf{I}; \quad \mathbf{F}_{22}\{\cdot\} = \mathbf{R}_{xx} + \sum_{j=1}^M g_j \bar{\mathbf{V}}_j \bar{\mathbf{V}}_j^+;$$

$$\mathbf{F}_{31}\{\cdot\} = \bar{\mathbf{V}}_y + \sum_{j=1}^M g_j \bar{\mathbf{V}}_j; \quad (1 \leq M \leq \infty).$$

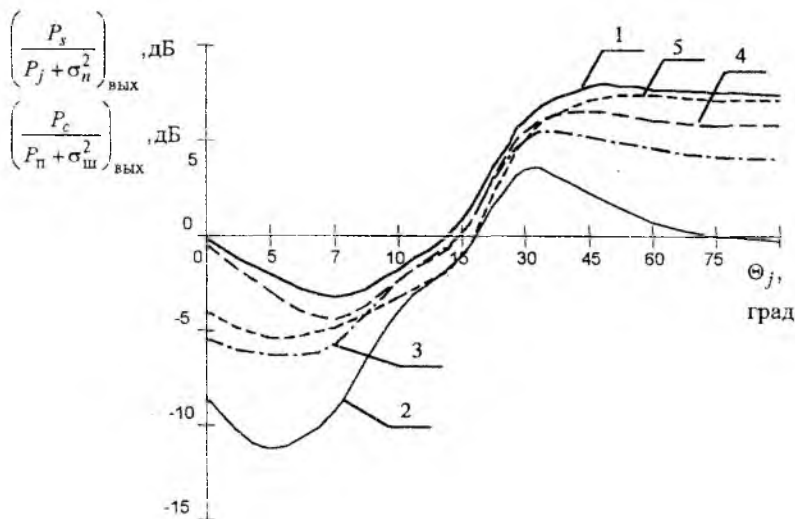
Для определения параметра  $\alpha$  оператора  $\mathbf{F}_{21}\{\cdot\}$  на основании (1), (5), (7) получим

$$N\alpha^2 - 2\alpha(N^2 - |\rho|^2) + N(N^2 - |\rho|^2) = N^3(1 - \cos^2 \gamma). \quad (8)$$

Положительное вещественное значение  $\alpha$ , удовлетворяющее (8) (если оно существует) определяет сжимающий оператор  $\mathbf{F}_{21}\{\cdot\}$ . Аналогичным образом задаваясь значением  $M$  можно определить параметры  $g_j$  и  $\bar{\mathbf{V}}_j$  операторов  $\mathbf{F}_{22}\{\cdot\}$  и  $\mathbf{F}_{31}\{\cdot\}$ . Очевидно, что в общем случае таких решений может быть бесконечно много. Единственное решение (если оно существует) можно получить, зафиксировав соответственно  $g_j$  или  $\bar{\mathbf{V}}_j$ .

Для иллюстрации эффективности робастных алгоритмов (6) на рисунке показаны, полученные путем имитационного моделирования для случая  $N = 3$ ,  $L = 1$ , зависимости выходного ОСПШ от угла прихода помехи. При построении графиков использовались следующие предположения о сигнально-помеховой обстановке и структуре АР: — антенная решетка линейная, эквидистантная, межэлементное расстояние  $d = \lambda_0/2$  ( $\lambda_0$  — длина волны полезного сигнала); — антенные элементы (АЭ) изотропные и невзаимодействующие; — истинный угол прихода сигнала  $\Theta_s = 7^\circ$ ; — предполагаемый угол прихода сигнала  $\Theta_s = 0^\circ$ ; — максимальная ошибка в задании направления прихода сигнала  $\Delta\Theta_{\max} = 10^\circ$ ; — допустимое значение величины  $\xi(\bar{\mathbf{W}})$   $\xi_0 = 0,1$ ; входные отношения сигнал/шум  $10\lg(P_s/\sigma_n^2) = 10\text{dB}$ , помеха/шум  $10\lg(P_j/\sigma_n^2) = 6\text{dB}$ . Кривые, обозначенные на рисунке цифрами 2—5 получены для случаев: 2 — алгоритм (1); 3 — алгоритм (6), сжимающий оператор  $\mathbf{F}_{21}\{\cdot\}$ ; 4 — алгоритм (6),  $\mathbf{F}_{31}\{\cdot\}$ ,  $M = 1$ ; 5 — алгоритм (6),  $\mathbf{F}_{22}\{\cdot\}$ ,  $M = 1$ . Для сравнения на рисунке представлена также зависимость (кривая 1), соответствующая случаю применения алгоритма (1) при точных априорных данных.

Из графиков видно, что в случае, когда ошибка в задании направления прихода сигнала не превышает  $\Delta\Theta_{\max}$  эффективность робастных алгоритмов типа (6) существенно выше чем эффективность исходного алгоритма (1), а при соответствующем подборе сжимающего оператора выходное ОСПШ приближается к потенциально достижимой величине (кривые 1—5). При этом вычислительная сложность алгоритмов (6), (1), практически одинакова.



**Список литературы:** 1. Robert A. Monzingo, Thomas W. Miller. Introduction to Adaptive Arrays. A. Wiley-Interscience Publication, Jon Wiley & Sons, 1980. 2. Heng-Chen Lin, Spatial correlations in adaptive arrays IEEE Trans. Antennas and Propag., Vol. AP-30, N2. 1982. P. 212–223.

Харьковский государственный технический университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 03.09.98

## ТЕРИТОРІАЛЬНЕ ПЛАНУВАННЯ СОТОВИХ МЕРЕЖ ЗВ'ЯЗКУ З ОЦІНКОЮ ІНТЕГРАЛЬНИХ ПОКАЗНИКІВ ЯКОСТІ

Одним із шляхів підвищення частотної ефективності сотових мереж зв'язку (СМЗ) є, як відомо, повторне використання частотних каналів на просторово-рознесених базових станціях (БС). Питанню побудови площинних структур багаторазового використання частот на однакових за розмірами зонах БС присвячено велику кількість робіт [1;2]. Найбільш вживаною моделлю повторного використання частот є двовимірна модель періодичного повторення груп частот у зонах, які мають форму правильного шестикутника (див. рисунок). Відношення відстані  $D$  між БС, які використовують одну й ту ж саму групу частотних каналів, до радіусу  $R$  кола, яке описує зону однієї БС:  $\frac{D}{R} = \sqrt{3C}$ , де  $C$  — число усіх груп частотних каналів у системі, є оптимальним для цієї моделі, щоб забезпечити компроміс між частотною ефективністю системи та рівнем внутрішньоканальних накладень сигналів.

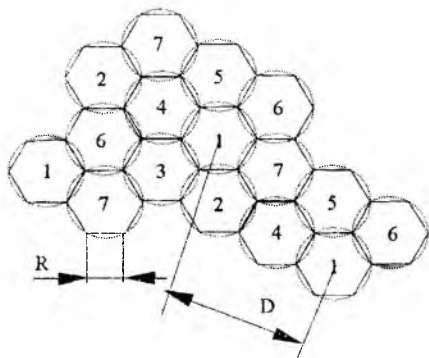
На етапі проектування СМЗ реальний рівень внутрішньоканальних накладень заводових сигналів від БС з однаковими активними частотами радіоканалів (РК) в основному каналі прийому АС, яка працює на частотах того ж РК і належить до відмінного від цих станцій кластеру, залишається невизначеним. Вирішення задачі прогнозування рівня внутрішньоканальних накладень заводових сигналів вимагає розробки адекватних моделей сигналів і завод та методики оцінки здатності радіоелектронних засобів зв'язку до сумісної роботи у рамках установленого критерію якості функціонування плануємої СМЗ.

З метою найбільш повної оцінки якості функціонування СМЗ були розроблені оригінальні статистичні моделі сигналів і завод, діючих у СМЗ високої пропускної здатності, і встановлений критерій якості функціонування СМЗ, який враховує можливі процедури взаємодії АС і БС у РК. Передбачається використання даних моделей і критерію на етапі проектування СМЗ для складання частотно-територіального плану мережі і попередньої оцінки її якості функціонування.

### Модель флуктуації потужності результуючого заводового сигналу

На рисунку представлена типова схема утворення чарунок шестикутної форми при розміщенні БС СМЗ на території. Як впливає із

рисунка, на відстані  $D$  від центральної БС можуть розташовуватися шість БС, які мають співпадаючі із нею частотні канали. Ці шість БС утворюють так звану групу першого “завадового кільця”. Із дванадцяти БС другого “завадового кільця” частина розташовується на відстані  $2D$  від центральної БС, а інша частина — на відстані  $\sqrt{3} D$ . Для спрощення аналізу умов функціонування лінії зв’язку БС—АС покладемо далі, що відстані від АС до суміжних БС однакові і дорівнюють максимальному значенню  $R$ , а до впливаючих БС першого та другого “завадових кілець” відповідно  $D$  та  $2D$ : АС у цьому випадку необхідно розміщується у центрі зони БС.



Накладення сигналів від БС першого “завадового кільця” на вході приймача АС визначимо як суму випадкових величин — миттєвих потужностей відповідних сигналів

$$P_n = P_{n_1} + \dots + P_{n_6}, \quad (1)$$

де  $P_{n_i}$  — миттєва потужність завади від  $i$ -ї БС на вході приймача АС.

Використовуючи загальнозживану модель релеевських завмирань обвідної приймаемого сигналу, закон розподілу миттєвої потужності  $i$ -ї завади подамо у вигляді

$$\omega_{\xi_i}(P_{n_i}) = \frac{1}{P_{n_i}} \cdot \exp\left(-\frac{P_{n_i}}{P_{n_i}}\right). \quad (2)$$

Покладемо далі, що середні значення потужностей завад від першого “завадового кільця” співпадають:  $\overline{P_{n_1}} = \overline{P_{n_2}} = \dots = \overline{P_{n_6}} = a$ . За результатами вимірювань, які проводились на лініях сотового рухомого зв’язку [1], було встановлено, що середні потужності сигналів

підпорядковуються повільним флуктуаціям, які можуть бути передбачені логнормальним законом розподілу ймовірностей

$$\omega(a) = \frac{4,34}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_a \cdot a} \cdot \exp\left(\frac{-(10 \cdot \lg(a) - m_a)^2}{2 \cdot \sigma_a^2}\right) \quad (3)$$

Інтерес викликають залежності параметрів закону (3) від морфології утворення територіального плану СМЗ й, насамперед, від відстані, яка розділяє впливаючу БС та АС, яка зазнає її впливу. Обробка результатів багатьох вимірювань методом регресійного аналізу дає наближену залежність  $m_a$  від відстані у формі  $\approx -10 \cdot n \cdot \lg(D)$ , де  $n = 4,5$  для густонаселених районів і  $n = 2$  для вільного простору. Параметр  $\sigma_a$  визначає розкид рівня  $10 \cdot \lg(a)$  [1].

Характеристична функція суми завад (1) за припущення їх випадкової кількості має вигляд

$$\theta_{\xi_v}(s) = \sum_{r=1}^6 p_r \cdot \theta_{\xi_i}^r(s), \quad (4)$$

де  $r$  — випадкова величина, яка має біноміальний закон розподілу

$$p_r = C_r^6 \cdot v^r \cdot (1-v)^{6-r}, \quad (5)$$

$C_r^6$  — число усіх комбінацій із шести елементів по  $r$ ;  $v$  — ймовірність блокування  $i$ -го частотного каналу на БС;

$$\theta_{\xi_i}^r(s) = \left( \int_0^{\infty} \frac{1}{(1+a \cdot s)} \cdot \frac{4,34}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_a \cdot a} \cdot \exp\left(\frac{-(10 \cdot \lg(a) - m_a)^2}{2 \cdot \sigma_a^2}\right) da \right)^r \quad (6)$$

Запис виразу для  $\theta_{\xi_v}(s)$  враховує ймовірність  $p_r$  наявності  $r$ -го числа БС, які впливають по основному каналу прийому АС. Припускалось також, що кожна БС обслуговує телефонне навантаження у  $\rho$  ерлангів із використанням  $N$  розмовних каналів. Ймовірність блокування абонентських викликів складає у цьому випадку величину  $v^N$ .

Аналізуючи випадок приходу у точку прийому завад від другого “завадового кільця”, домовимося, що усі БС із першого “завадового кільця” є одночасно активними. Характеристична функція суми потужностей завад у цьому разі набуває вигляду

$$\bar{\omega}_{\zeta_v}(s) = \left( \frac{4.34}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_a} \cdot \int_0^{\infty} \frac{1}{a} \cdot \frac{1}{1+a \cdot s} \cdot \exp\left( \frac{-(10 \cdot \lg(a) - m_a)^2}{2 \cdot \sigma_a^2} \right) da \right)^6 \cdot \sum_{r=1}^{12} p_r \cdot \bar{\omega}_{\xi_i}^r(s), \quad (7)$$

$$\text{де } \bar{\omega}_{\xi_i}^r(s) = \left( \int_0^{\infty} \frac{1}{(1+b \cdot s)} \cdot \frac{4.34}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_b \cdot b} \cdot \exp\left( \frac{-(10 \cdot \lg(b) - m_b)^2}{2 \cdot \sigma_b^2} \right) db \right)^r. \quad (8)$$

Припущення щодо характеру флуктуацій середньої потужності  $b$  сигналу заводи, яке було висловлене вище, залишається справедливим й у цьому випадку. Обчислення зворотнього перетворення Лапласа від (4) і (7) дасть густини розподілу ймовірностей (ГРЙ) миттєвих потужностей результируючих заводів від одного й двох кілець відповідно  $\omega_{\zeta_v}(P_n)$  і  $\bar{\omega}_{\zeta_v}(\bar{P}_n)$ .

### Модель корисного сигналу

Як відомо, модель релеевських завмирань сигналів враховує випадок наявності однієї із найгірших умов прийому сигналів у СМЗ. Використання цієї моделі для формування моделі корисного сигналу дозволить віднести розраховану нижче ефективність роботи РК до нижньої межі якості функціонування устанавленого РК. Окрім релеевської моделі завмирань корисного сигналу, для якої флуктуації миттєвої потужності сигналу враховуються формулою

$$\omega_c(P_c) = \frac{1}{P_c} \cdot \exp\left( \frac{-P_c}{P_c} \right), \quad (9)$$

модель сигналу може враховувати і системні рішення, які торкаються, наприклад, питань організації методів рознесенного прийому та протоколів підтримування безперервного зв'язку у СМЗ. Так, якщо контроль рівня сигналу від АС проводять дві БС, передача управління АС повинна здійснюватися до тієї БС, яка фіксує більший рівень сигналу.

Назвемо повільною передачею управління процедуру передачі, згідно з якою призначення нової БС для супроводу АС здійснюється за результатами контролю середньої потужності корисного сигналу. У цьому випадку ГРЙ середньої потужності корисного сигналу при розміщенні АС на межі зон двох суміжних БС буде мати вигляд

$$\omega_{(2)}(c) = \frac{4.34^2}{\pi \cdot \sigma_c^2 \cdot c} \cdot \exp\left(\frac{(\ln(c) - \ln(c_m))^2}{-0.106 \cdot \sigma_c^2}\right) \cdot \int_0^c \frac{1}{z} \cdot \exp\left(\frac{(\ln(z) - \ln(c_m))^2}{-0.106 \cdot \sigma_c^2}\right) dz, \quad (10)$$

де  $c \equiv \bar{P}_c$ ;  $c_m$  — медіанне значення  $P_c$ .

Безумовна ГРІ миттєвої потужності сигналу  $\omega_{c(2)}(P_c)$  знаходиться шляхом усереднювання (9) по флуктуаціям  $P_c$ .

### Критерій відмови РК

На рисунку можна помітити, що АС буде вимагати виконання процедури передачі радіоуправління на межі двох або трьох зон суміжних БС. В усіх двох випадках розташування АС відмова встановленого РК настає тоді, коли миттєве відношення сигнал\(\{взаємна завада + шум\}) на вході приймача АС стає нижчим від допустимого рівня, який визначається параметрами системи і вимогами до якості обслуговування абонентів. Таким чином, у точці розташування АС необхідно, щоб виконувалась умова

$$P(h^2 \leq h_0^2) \leq P_0, \quad (11)$$

де  $h^2 = \frac{P_c}{(P_n + P_u)}$  — миттєве відношення сигнал\(\{взаємна завада + шум\}) на вході приймача АС;  $P_u$  — потужність теплового шуму приймача АС (тепловий шум приймача АС у більшості випадків можна охарактеризувати як білий шум [3]);  $h_0^2$  — допустиме мінімальне відношення сигнал\(\{взаємна завада + шум\}) при якому якість передачі інформації ще відповідає нормам;  $P_0$  — допустима максимальна ймовірність відмови РК.

Енергетичний критерій відмови РК, коли (11) перетворюється на нерівність  $P(h^2 \leq h_0^2) > P_0$ , записується відносно миттєвих значень потужностей корисного та завадового сигналів. Розгляд критеріїв відмовостійкості встановленого РК, які містять миттєві значення потужності корисного сигналу, має особливе значення для цифрових сотових систем зв'язку, де пороговий ефект, пов'язаний із зменшенням миттєвого значення потужності корисного сигналу до величини меншої за допустиму, швидко встановлюється шляхом аналізу статистики помилок у цифровому каналі.

Запишемо ймовірність  $P_j(h^2 \leq h_0^2)$  для чотирьох визначених

нижче випадків:

1 — АС знаходиться на межі зон 2-х суміжних БС, присутні завади від БС лише першого “завадового кільця”:  $j=1$ ;

2 — АС знаходиться на межі зон 2-х суміжних БС, одночасно діють завади від БС двох “кілець завод”:  $j=2$ ;

3 — АС контролюється однією БС, присутні завади від БС лише першого “завадового кільця”:  $j=3$ ;

4 — АС контролюється однією БС, одночасно діють завади від БС двох “кілець завод”:  $j=4$ .

Відповідні значення  $P_j(\cdot)$  мають вигляд:

$$P_1 = 1 - \int_0^{\infty} \theta_{\zeta_v} \left( \frac{h_0^2}{c} \right) \cdot \exp \left( - \frac{h_0^2}{c} P_{ш} \right) \cdot \omega_{(2)}(c) dc, \quad (12)$$

$$P_2 = 1 - \int_0^{\infty} \tilde{\theta}_{\zeta_v} \left( \frac{h_0^2}{c} \right) \cdot \exp \left( - \frac{h_0^2}{c} P_{ш} \right) \cdot \omega_{(2)}(c) dc, \quad (13)$$

$$P_3 = 1 - \int_0^{\infty} \theta_{\zeta_v} \left( \frac{h_0^2}{c} \right) \cdot \exp \left( - \frac{h_0^2}{c} P_{ш} \right) \cdot \omega(c) dc, \quad (14)$$

$$P_4 = 1 - \int_0^{\infty} \tilde{\theta}_{\zeta_v} \left( \frac{h_0^2}{c} \right) \cdot \exp \left( - \frac{h_0^2}{c} P_{ш} \right) \cdot \omega(c) dc. \quad (15)$$

Вирази (12—15) дійсні для випадку реалізації повільної процедури передачі управління АС за результатами вимірювання середнього значення потужності корисного сигналу. Функція  $\omega(c)$ , яка входить до (14) і (15), має вигляд

$$\omega(c) = \frac{4.34}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_c \cdot c} \exp \left( \frac{-(\ln(c) - \ln(c_m))^2}{0.106 \cdot \sigma_c^2} \right). \quad (16)$$

Крім зазначеного контролю, контроль у сотових системах зв'язку можна здійснювати і на основі інших методів [1; 2]. Наприклад, якщо передача управління АС відбувається згідно з результатами вимірювання миттєвого відношення сигнал / (взаємна завада + шум), відповідні значення  $P_j$  будуть мати де-що інший вигляд. Так флуктуації середнього значення потужності корисного сигналу будуть визначатися законом (16). Використовуючи відоме інтегральне перетворен-

ня [3], визначимо ГРЙ миттєвого відношення сигнал / (взаємна завада + шум) на вході приймача АС у випадку взаємодії АС із двома суміжними БС

$$\omega(h^2) = 2 \int_0^{\infty} z \cdot \omega_c(h^2 \cdot z) \cdot \omega_{\zeta_v}(z - P_{us}) dz \left( \int_0^{h^2 \cdot \infty} \int_0^{\infty} z \cdot \omega_c(l^2 \cdot z) \cdot \omega_{\zeta_v}(z - P_{us}) dz dl^2 \right). \quad (17)$$

Функція  $\omega_c(h^2 \cdot z)$  тут має вигляд

$$\omega_c(h^2 \cdot z) = \int_0^{\infty} \frac{4.34}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_c \cdot c^2} \cdot \exp\left(-\frac{h^2 \cdot z}{c} - \frac{(\ln(c) - \ln(c_m))^2}{0.106 \cdot \sigma_c^2}\right) dc. \quad (18)$$

Вираз (17) враховує лише факт присутності заводових сигналів від БС першого “заводового кільця”. Вирази однакової структури можна записати і для випадку наявності у точці прийому завод від другого “заводового кільця”.

Оцінки верхньої границі ймовірності відмови РК для зазначених випадків мають вигляд

$$P_5 \cong \sqrt{2} \cdot P_1, \quad (19)$$

у випадку взаємодії АС із двома суміжними БС, присутні завади від БС лише першого “заводового кільця”;

$$P_6 \cong \sqrt{2} \cdot P_2, \quad (20)$$

у випадку взаємодії АС із двома суміжними БС, одночасно діють завади від БС двох “кілець завод”.

Оцінки (19—20) були отримані за допомогою використання

нерівності Коші—Шварца до інтеграла  $\int_0^{h_0^2} \omega(h^2) dh^2$ .

Розглянуті вище процедури передачі управління АС можна віднести до методів рознесенного прийому, коли забезпечується компенсація крупномасштабних змін рівня сигналу (-ів). На відміну від них, існуючі методи мікрорознесення на прийомі: автовибір, складання з рівними вагами тощо, можуть бути використані у кожному із розглянутих випадків. Так для випадку організації методу автовибору із М гілками рознесення, критерій відмови устанавленого РК із АС перепишемо у вигляді

$$\left( P(h^2 < h_0^2) \right)^M \geq P_0. \quad (21)$$

Таблиця містить розраховані ймовірності відмови встановленого РК для широкого кола умов, які можуть існувати у діючих СМЗ. Розрахунки<sup>1</sup> проводилися за встановленими вище формулами для обмежених інтервалів зміни середніх потужностей сигналів і завод, характерних для СМЗ, розміщених у великих містах [1,2]. При цьому для коректного обчислення  $P_j$  у разі зміни попередніх інтервалів інтегрування були введені нормуючі множники

$$A_1 = \left( \left( \sum_{r=1}^6 P_r \cdot \left( \int_{a_{\min}}^{a_{\max}} \frac{4.34}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_a \cdot a} \cdot \exp \left( \frac{-\left(10 \cdot \lg(a) - m_a\right)^2}{2 \cdot \sigma_a^2} \right) da \right)^r \right)^{c_{\max}} \cdot \int_{c_{\min}}^{c_{\max}} \omega_{(i)}(c) dc \right)^{-1} \quad (22)$$

для  $P_1$  і  $P_3$ , де інтервали від 0 до  $\infty$  замінені на відповідні для змін  $c$  та  $a$ ;

$$A_2 = \left( \left( \sum_{r=1}^{12} P_r \cdot \left( \int_{b_{\min}}^{b_{\max}} \frac{4.34}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_b \cdot b} \cdot \exp \left( \frac{-\left(10 \cdot \lg(b) - m_b\right)^2}{2 \cdot \sigma_b^2} \right) db \right)^r \right)^{c_{\max}} \cdot \int_{c_{\min}}^{c_{\max}} \omega_{(i)}(c) dc \right)^{-1}, \quad (23)$$

для  $P_2$  і  $P_4$ .

Через аналіз даних таблиці можна формулювати вимоги до порядку призначення однакових частот БС СМЗ, виходячи із вимог щодо надійності встановленого РК, технічних характеристик системи зв'язку й усереднених статистичних характеристик поширення сигналів на території, яку покриватиме СМЗ. Як показують результати аналізу, досить проблематично забезпечити ймовірність відмови встановленого РК за привалюючих дій соканальних завод меншу за  $10^{-2}$ , навіть для  $h_0^2=10$ , без застосування спеціальних мір по штучному підвищенню відмовостійкості РК: розробки заводостійких демодуляторів і кодеків, які знижують величину  $h_0^2$ , використання методів рознесеного прийому сигналів на АС та спеціальних алгоритмів передачі управління АС із числом задіяних БС більшим за дві. Побудова СМЗ

<sup>1</sup> У всіх випадках  $\nu^N$  дорівнює 10%

Максимальне число завод	6	6	6	12	12	6	12
$[a_{\min}, a_{\max}]$ , Вт	$10^{-15,6}$ $10^{-11,4}$	$10^{-16}$ $10^{-13}$	$10^{-16}$ $10^{-13}$	$10^{-15}$ $10^{-12}$	$10^{-16}$ $10^{-13}$	$10^{-15,6}$ $10^{-11,4}$	$10^{-15}$ $10^{-12}$
$m_a$ , дБВт	-137	-145	-145	-137	-145	-137	-137
$\sigma_a$ , дБ	6	7	7	7	7	6	7
$m_a/m_b$ , дБ	—	—	—	8	10	—	8
$[b_{\min}, b_{\max}]$ , Вт	—	—	—	$10^{-15}$ $10^{-14}$	$10^{-16}$ $10^{-15}$	—	$10^{-15}$ $10^{-14}$
$\sigma_b$ , дБ	—	—	—	7	7	—	7
$D/R$ ш	7	18	18	7	18	7	7
$[c_{\min}, c_{\max}]$ , Вт	$10^{-13}$ $10^{-10,5}$	$10^{-13}$ $10^{-10,5}$	$10^{-13}$ $10^{-10,5}$	$10^{-13}$ $10^{-10,5}$	$10^{-13}$ $10^{-10,5}$	$10^{-13}$ $10^{-10,5}$	$10^{-13}$ $10^{-10,5}$
$c_m$ , пВт	1	1	1	1	1	1	1
$\sigma_c$ , дБ	6	6	6	6	6	6	6
$h_0^2$	10	10	10	10	10	10	10
Ймовірність відмови	0,3	$1 \cdot 10^{-1}$	$6 \cdot 10^{-2}$	0,75	0,25	<0,4	<0,9
Контроль переклю-чення каналів	*	*	*	*	*	**	**
Контроль АС	1БС	1БС	2БС	1БС	2БС	2БС	2БС
Ймовірність відмови для $M = 2$	$9 \cdot 10^{-2}$	$1 \cdot 10^{-2}$	$3,6 \cdot 10^{-3}$	0,6	$6 \cdot 10^{-2}$	<0,16	<0,8

високої пропускної здатності без застосування цих мір у комплексі практично неможлива: відношення медіанних значень потужностей корисного сигналу і завади для коефіцієнта повторення частот рівного 6, яке необхідне для забезпечення ймовірності відмови встановленого РК меншої за  $4 \cdot 10^{-3}$  (4-й стовпчик таблиці), становить у цьому випадку близько 40 дБ, що не дозволяє розмістити БС із однаковими наборами частот на обмеженій території міста, адже період повторення "однакових" БС буде становити у цьому випадку близько 50 БС (для інтервалів зміни середніх потужностей сигналів і завод із таблиці). Дані із таблиці наведені для випадку, коли  $P_{ш} \cong 0,2$  фВт і коли контроль АС може проводити одна БС—1БС та дві БС—2БС. Усі ймовірності представляють тут нижню межу якості роботи встановле-

II \* — контроль здійснюється за середнім рівнем сигналу; \*\* — контроль здійснюється за миттєвим відношенням сигнал / (взаємна завада + шум).

III Для  $n = 2 - 3$ .

ного РК. Передбачається, що наявність регулярної складової корисного сигналу на прийомі призведе до більш оптимістичного результату у цьому відношенні.

**Список літератури:** 1. *Варакін Л.Е.* Сотовые системы подвижной связи // Зарубежная радиоэлектроника, 1986, № 2. 2. *Варакін Л.Е., Луцянова О.Л., Трубін В.Н.* Состояние и перспективы развития систем подвижной связи // Электросвязь, 1986, № 12. 3. *Левін Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. 3-е изд. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.

*Харківський державний технічний  
університет радіоелектроніки*

*Надійшла до редколегії 03.09.98*

## ПРИЗНАЧЕННЯ ОПТИМАЛЬНОЇ КІЛЬКОСТІ ЧАСТОТ У СОТОВИХ МЕРЕЖАХ ЗВ'ЯЗКУ ЗА РЕЗУЛЬТАТАМИ ІМІТАЦІЙНОГО МОДЕЛЮВАННЯ

Питання призначення оптимальної кількості частот базовим станціям (БС) на етапі проектування сотових мереж зв'язку (СМЗ) часто вирішується аналітичним шляхом для припускаємого профілю телефонного навантаження від абонентів мережі. Нормованим вхідним параметром у розрахунках при цьому є ймовірність втрати викликів у годину найбільшого навантаження. Задача призначення частот вирішується, як правило, разом із вирішенням задачі розміщення БС на обслуговуємі території, або самостійно, але після етапу територіального розміщення БС. Більшість методик розрахунку частотного плану СМЗ враховують формулу Ерланга для систем без повторних викликів. За реальних же умов функціонування СМЗ: наявності повторних викликів, випадкової тривалості розмови, наявності загальних каналів виклику та доступу, впливу завмирань і накладень сигналів у радіоканалах зв'язку тощо, число розмовних каналів, яке забезпечує обслуговування абонентів мережі із заданою якістю, може відрізнитися від розрахованого на етапі проектування. Для детального розгляду даного питання були розроблені стохастичні моделі СМЗ та абонентського доступу (АД) до її ресурсу і поставлений експеримент з імітаційного моделювання АД, у ході якого визначалась необхідна для забезпечення якісного зв'язку кількість розмовних каналів (РК) на БС.

### Конфігурація обслуговуючої системи

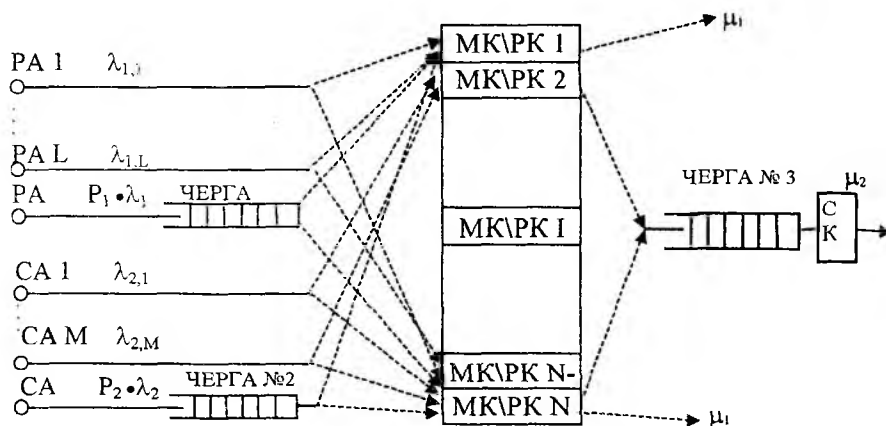
Елементами стохастичної моделі абонентська станція (АС) — БС — центральна станція (ЦС), яку можна побудувати на основі аналізу системних рішень, що застосовуються у більшості діючих сотових систем зв'язку, є (рис. 1):

- група маркерних — розмовних каналів (МК/РК):  $1 \dots N$ ;
- службовий канал (СК);
- черга № 1: формується на вході у маркерний канал (МК);
- черга № 2: формується на вході до групи РК;
- черга № 3: формується на вході у СК.

### Модель потоку заявок

Складаючи модель потоку заявок, домовимося у подальшому, що первинні потоки заявок (потоки неблокованих заявок)

підпорядковуюються пуассонівському закону розподілу із параметрами-середніми інтенсивностями — відповідно:  $\lambda_1$  для РА та  $\lambda_2 = 0,25\lambda_1$  для СА. Таке співвідношення потоків враховує той факт, що абоненти фіксованої телефонної мережі викликають РА частіше, аніж навпаки, і виклики від РА до РА складають реально близько 1 %, так що взагалі можуть бути включені у потік заявок від РА до СА.



РА I — рухомий абонент; СА I — стаціонарний абонент;  
 РА — уявний рухомий абонент; СА — уявний стаціонарний абонент.

Рис. 1

Формування моментів надходження первинних заявок від РА  $t_{1j}$  та СА  $t_{2j}$  може здійснюватися однаковим чином. Реалізацію потоку однорідних подій:  $t_{11}, t_{12}, \dots, t_{1j}$  визначимо у вигляді:

$$\begin{cases} t_{11} = \zeta_{11}, \\ \vdots \\ t_{1j} = \zeta_{11} + \dots + \zeta_{1j}; \end{cases} \quad (1)$$

де  $\zeta_{11}, \zeta_{12}, \dots, \zeta_{1j}$  —  $j$ -мірний випадковий вектор.

Функція густини розподілу інтервалу  $\zeta_{1j}$  між викликами для  $j > 0$  за умови, що потік є простішим, має вигляд:

$$f(z) = \lambda_1 \cdot \exp(-\lambda_1 z), \quad (2)$$

$$\text{та } f_1(z_{11}) = \lambda_1 \cdot \exp(-\lambda_1 \cdot z_{11}), \quad (3)$$

для першого інтервалу  $\zeta_{11}$ ;

$$z_{1j} = -\lambda_1^{-1} \cdot \ln(R_j), \quad (4)$$

$R_j$  — випадкове число із рівномірним законом розподілу на  $(0,1)$  [3].

Крім основних потоків заявок від РА та СА, у СМЗ можна виділити ще три потоки:

потік від групи РА, яким було відмовлено у наданні РК;

потік від групи СА, яким було відмовлено у наданні РК;

потік від групи СА, яким були виділені розмовні канали на ЦС.

Останній потік існує на вході у СК. По відношенню до цих потоків повторних викликів приймемо наступне.

Відмова виклику від РА може настати у силу: зайнятості МК, накладення пакету доступу на глибокі завмирання у МК, відсутності вільного РК на ЦС, зіткнення пакетів доступу від двох, або більше, абонентів у МК. Відмова СА може виникнути тільки за причини відсутності вільних РК на ЦС у момент надходження заявки.

Врахування останніх трьох потоків призводить до того, що сумарний потік викликів на вході системи є заздалегідь непуансонівським.

Щоб уникнути можливих порушень стабільної роботи системи, пов'язаних із утворенням значних концентрацій заявок на обслуговування, введемо випадкову часову затримку  $V$  повторної генерації заявки на обслуговування. Регулярна затримка повторної генерації заявки могла б викликати повторне зростання інтенсивності потоку на вході обслуговуючої системи. Для рівномірного розподілу  $V$  на інтервалі:  $t_{1j} + \tau'_n, \dots, t_{1j} + T_{\max} - 2\tau'_n$  середнє значення  $\bar{V}$  визначається згідно з формулою

$$\bar{V} = \frac{T_{\max} - \tau'_n}{2}, \quad (5)$$

де  $\tau'_n$  — змінна довжина пакету доступу;  $T_{\max}$  — максимальний час чекання абонентом встановлення з'єднання, а момент повторної генерації заявки

$$t'_{1j} = t_{1j} - \bar{V} \cdot \ln(R_j) + \tau'_n. \quad (6)$$

Момент повторної генерації  $t'_{2j}$  встановлюється незалежно від  $t'_{1j}$  за законом (6) із заміною  $\tau'_n$  на  $\tau_{СК}$  і  $t'_{1j}$  на  $t'_{2j}$ .

Аналіз роботи СК діючих сотових систем зв'язку показує, що моменти надходження заявок у СК можна описати законом

$$t_{3j} = \hat{t}_{2j} + s \cdot \tau_{СК}, \quad (7)$$

де  $s$  — випадкове число із середнім значенням

$$s = \frac{1}{2} \cdot \left( 1 + \frac{T_{\max}}{\tau_{СК}} \right), \quad (8)$$

$\tau_{СК}$  — довжина пакету виклику і мінімальний час перебування абонента у черзі № 3;  $\hat{t}_{2j}$  — момент часу, у який фіксується зайняття вільного РК на БС для потоків первинного та повторного викликів.

У більшості випадків [1] можна покласти, що черга № 3 відноситься до типу "першим прийшов — першим вийшов". Тоді моменти (7) будуть визначатися тільки для першого із черги абонента.

### Середня продовжуваність розмови та тривалість перебування заявки у системі

Достатнє для практичних випадків наближення дає використання для опису розподілу тривалості розмови абонентів  $t_p$  показникового закону:

$$\begin{cases} P(t_p \leq T_{\max}) = 1 - \exp(-\mu \cdot t_p), \\ P(t_p > T_{\max}) = 0; \end{cases} \quad (9)$$

де  $\mu$  — інтенсивність обслуговування абонента (на рис. 1 показані реальні інтенсивності  $\mu_1$  і  $\mu_2$ ).

Більшість сотових систем зв'язку належить до систем масового обслуговування із обмеженим часом чекання. При цьому, як свідчать дані статистики, максимальний час чекання встановлення з'єднання будь-яким абонентом із числа активних  $T_{\max}$  становить близько 120 секунд.

### Моделювання функціонування АД в умовах завмирань

Розгляд процесу обміну сигналами взаємодії між БС та РА в умовах діючих у каналах МК та СК завмирань сигналів проведемо за наступних обмежень: якщо за час передачі пакету доступу чи виклику мало місце завмирання будь-якої тривалості завглибшки більше даної величини, то відбувається втрата пакету взаємодії. Статистика завмирань встановленої глибини визначається, як відомо, величиною

енергетичного запасу  $q^2$  і моделлю флуктуації амплітуди сигналу у каналі передачі<sup>1</sup>. Величина  $q^2$  є керованим параметром. Після вибору у якості моделі флуктуації обвідної сигналу релеевської моделі [4], важливо встановити часову динаміку процесу завмирань. Відомо [5], що інтервали між завмираннями для релеевської моделі мають закон розподілу вигляду

$$f(\tau_{\text{інт.з}}) = \frac{1}{\bar{\tau}_{\text{інт.з}}} \cdot \exp\left(-\frac{\tau_{\text{інт.з}}}{\bar{\tau}_{\text{інт.з}}}\right), \quad (10)$$

коли сама величина  $\tau_{\text{інт.з}}$  визначається як:

$$\tau_{\text{інт.з}i} = -\bar{\tau}_{\text{інт.з}} \cdot \ln R_i, \quad (11)$$

$$\text{де } \bar{\tau}_{\text{інт.з}} = \frac{c \cdot \sqrt{q^2}}{\sqrt{2\pi} \cdot v_{\text{ра}} \cdot f_m}; \quad (12)$$

$f_m$  — максимальне значення доплеровського зсуву частоти  $f_0$  несучого коливання [5];  $v_{\text{ра}}$  — швидкість руху РА.

Вводячи поняття квазіперіоду завмирань  $T_z$

$$T_z = \tau_{\text{інт.з}} + \tau_z, \quad (13)$$

де  $\tau_z$  — продовжуваність завмирань із середнім значенням  $\bar{\tau}_z$

$$\bar{\tau}_z = \frac{c \cdot \left( \exp\left(\frac{1}{q^2}\right) - 1 \right) \cdot \sqrt{q^2}}{\sqrt{2\pi} \cdot f_0 \cdot v_{\text{ра}}}, \quad (14)$$

використаємо для генерування  $\tau_z$  закон (11) із відповідною заміною  $\bar{\tau}_{\text{інт.з}}$  на  $\bar{\tau}_z$ .

Таким чином, описана процедура формування інтервалів завмирань не відрізняється від процедур формування моментів надходження заявок в обслуговуючу систему, розглянутих вище.

<sup>1</sup> Замість величини  $q^2$  часто зручно використовувати зворотню величину  $\rho^2: \rho^2 = q^{-2}$ , яка набуває від'ємних значень, коли вимірюється в дБ.

## Організація й управління машинним експериментом

Задача моделювання АД вирішувалась у складі розробленого спеціалізованого програмного комплексу, який спочатку був задуманий як програмна система з відкритою архітектурою. За своїми загальними функціональними можливостями даний комплекс належить до інтегрованих систем, які організуються навколо бази даних. До складу комплексу входять наступні модулі:

модуль підтримки мультипроцесорних систем, який забезпечує повноцінну підтримку серверів масштабу підприємств;

модуль підтримки розподіленої обробки даних, який дозволяє використовувати ресурси ЕОМ обчислювальної мережі для розрахунку моделей;

модуль підтримки транзакцій із точками збереження, який дозволяє продовжувати розрахунок моделі від моменту можливого збою обладнання без втрати розрахунків;

модуль управління задачами, який дозволяє динамічно підключати задачі DLL, установлені у системі, і забезпечує інтерфейс користувачу для взаємодії із ними;

інтерфейс доступу до бази даних, який дозволяє працювати із базою даних за технологією "клієнт-сервер".

Комплекс передбачає наявність комп'ютера типу IBM PC AT із конфігурацією не нижчою від: процесор INTEL Pentium-90 МГц, оперативна пам'ять об'ємом 32 Мб і більше, накопичувач на жорсткому магнітному диску та кольоровий графічний дисплей. Із стандартного програмного забезпечення комплекс використовує 32-розрядну операційну систему Windows 95.

### Результати експерименту

До показників ефективності моделей АД і СМЗ, які викликають інтерес, можна віднести:

ймовірність відмови викликам абонентів  $P_1$  для напрямку РА—БС;

ймовірність відмови викликам абонентів  $P_2$  для напрямку БС—РА;

процентний зміст  $P_1$  у крузі «Завмирання — блокування РК—зіткнення пакетів»;

процентний зміст  $P_2$  у крузі «Завмирання—блокування РК» ;

середня довжина черги у напрямку БС — РА:  $L_{БС-РА}$ ;

середня довжина черги у напрямку РА — БС:  $L_{РА-БС}$  ;

середнє значення часу чекання для РА:  $\tau_1$  ;

середня затримка у наданні СК:  $\tau_2$  ;

середня тривалість перебування у черзі СА:  $\tau_3$  ;

коефіцієнт завантаження РК:  $K$  .

У процесі моделювання визначались залежності перелічених вище показників ефективності від числа розмовних каналів на БС  $N$  для відомого ряду інтенсивностей потоків викликів від рухомих та стаціонарних абонентів:

$$\lambda_1 = 400; 500; 600; 700; 800 \frac{\text{ВИКЛ}}{\text{ГОД}}, \quad \lambda_2 = 100; 125; 150; 175; 200 \frac{\text{ВИКЛ}}{\text{ГОД}}.$$

розглядались цікаві для практики випадки, коли на БС діють один і два маркерних канали. Позначення КППП на графіках означає установлену кількість послідовних повторних передач пакету доступу у МК. Коли КППП дорівнює 0 (рис. 4, 9), довжина пакету доступу становить 75 мс. Максимальна тривалість займання МК рухомим абонентом в умовах діючих завмирань може становити 225 мс: КППП при цьому дорівнює трьом, що відповідає трьом послідовним повторам передачі пакету.

Ймовірності  $P_1$  та  $P_2$  (рис. 2-5) представляють тут ймовірності первинних відмов викликам, коли заявки на обслуговування вперше надходять в обслуговуючу систему.

Залежність  $P_2$  від числа РК вказує на те, що переважаючу роль у блокуванні каналів на ЦС виконує потік від РА. Урахування потоку від СА потребує виділення на ЦС додаткового числа РК для задовільнення загальних вимог до якості обслуговування.

Таким чином, наведені графіки дозволяють формулювати вимоги до необхідного числа РК на БС СМЗ, виходячи із значень тих показників якості, яким віддається перевага. Результати відносяться до частотного діапазону 450 МГц, в якому у теперішній час працює скандинавська система NMT-450.

Для більшості діючих СМЗ за припустиму прийнята величина ймовірності відмови викликам абонентів для будь-якого напрямку зв'язку рівна 10 % [2]. Не розкриваючи повного змісту цієї величини у позначеннях можливих її складових, проведемо аналіз необхідного на БС частотного ресурсу для отримання ймовірностей відмов  $P_1$  і  $P_2$  менших за 10 %.

Як впливає із графіків залежності величин  $P_1$  і  $P_2$  від  $N$ , перехід від КППП=0 до КППП=3 мало впливає на значення  $P_1$ , які лежать нижче від 10 %, навіть для низькоінтенсивних потоків, коли

$$\lambda_1 = 400-500 \frac{\text{ВИКЛ}}{\text{ГОД}}.$$

У той же самий час використання на БС двох МК замість одного приводить до зменшення необхідного числа частотних каналів на БС майже на два канали: при цьому додатковий МК, як зазначалось вище, не потребує виділення додаткових частот у спектрі передачі БС і реалізується комплектами прийомо/передавачів, які

утворюють необхідну кількість РК. Використання процедури доступу РА до БС із величиною КППП, що дорівнює трьом, може бути корисним для скорочення часу чекання РА встановлення з'єднання  $\tau_1$  в умовах діючих у МК замирань. Графік на рис. 6 показує скорочення часу  $\tau_1$  шляхом переходу до процедури доступу із КППП=3. Використання повторних послідовних передач пакету доступу у багатьох випадках може бути кориснішим, аніж збільшення частотних каналів на БС, або встановлення додаткового обладнання для організації МК.

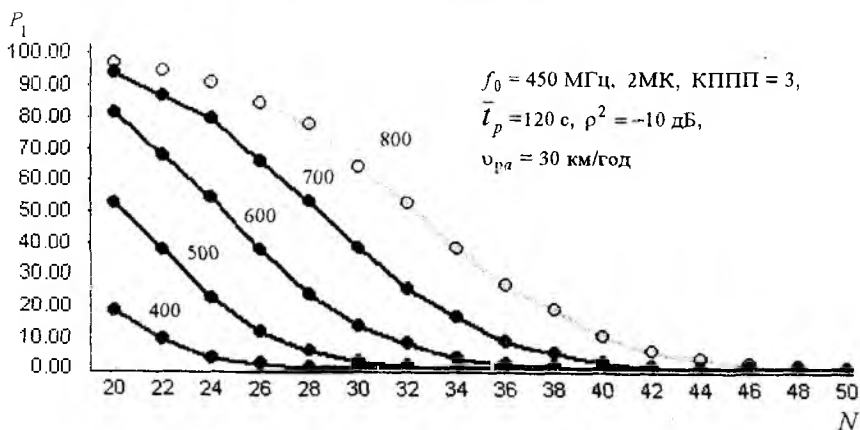


Рис. 2

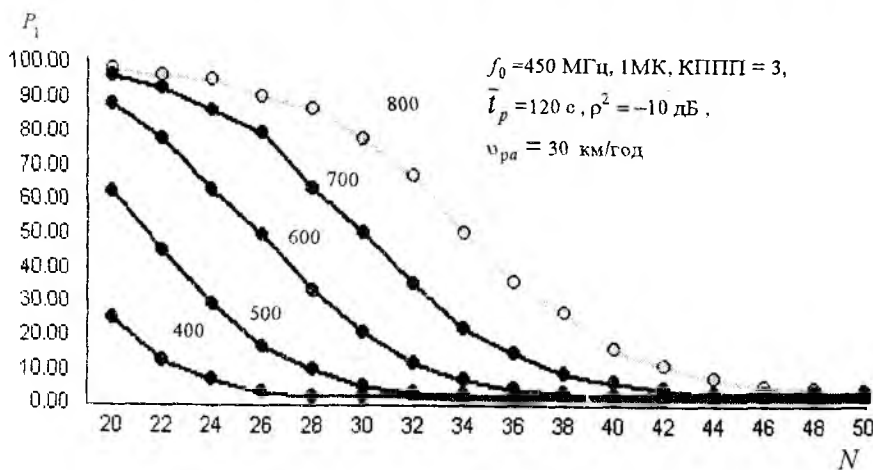


Рис. 3

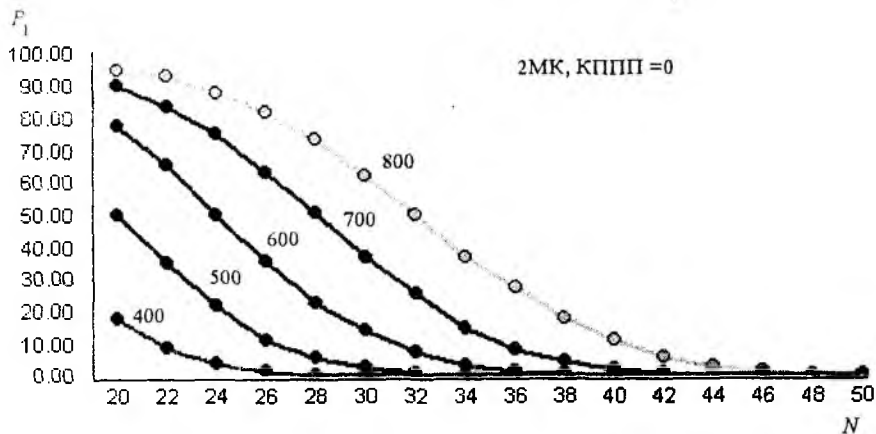


Рис. 4

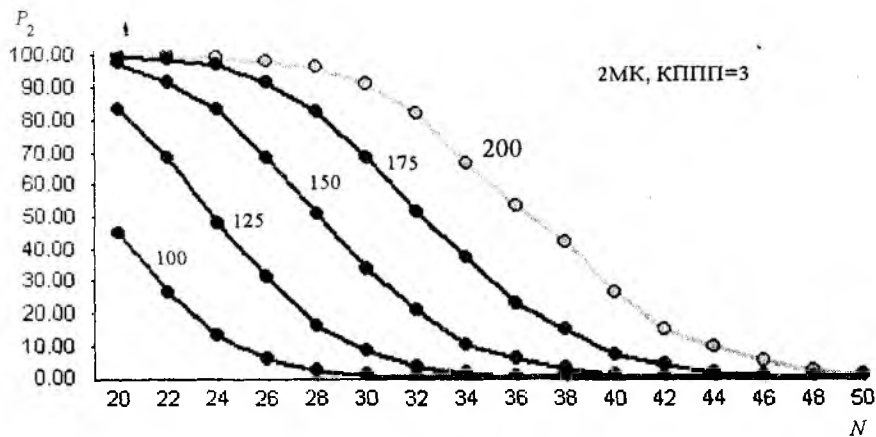


Рис. 5

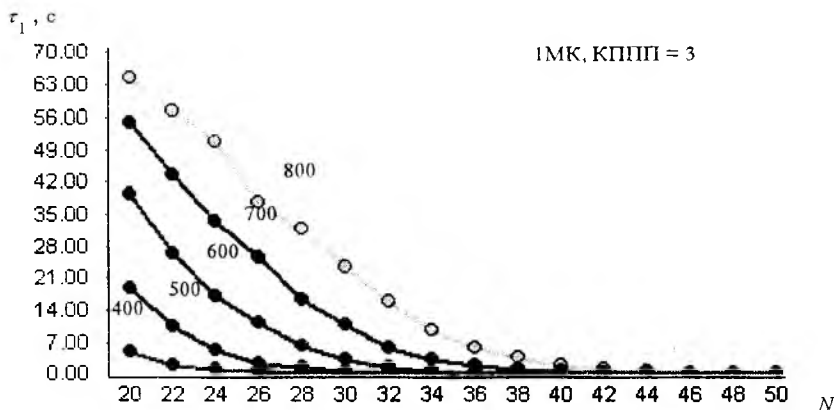


Рис. 6

Один процент від значення  $P_1$  на діаграмі рис. 7 припадає на подію, яка пов'язана із втратою пакетів доступу після їх зіткнення у МК. Можливість такої втрати, як зазначалось вище, практично виключена для пакетів виклику, які направляються у бік РА (дивись рис. 9). Аналіз діаграм процентного змісту  $P_1$  показує на незначну залежність доли пакетів від РА, що зазнають зіткнення у МК, від числа РК, коли  $P_1 \leq 10\%$ .

Шляхом аналізу графічних залежностей можна, наприклад, показати, що для обслуговування потоку заявок від абонентів СМЗ загальною інтенсивністю  $1000 \frac{\text{ВИКЛ}}{\text{ГОД}}$  на БС необхідно організувати 43 РК, а

для обслуговування потоку заявок загальною інтенсивністю  $750 \frac{\text{ВИКЛ}}{\text{ГОД}}$

необхідне число РК скорочується до 34.

Графік на рис. 8 вказує на те, що РА має більш високий пріоритет в отриманні РК при малому числі РК на БС. Цей випадковий пріоритет забезпечується, на відміну від СА, встановленою інтенсивністю викликів від РА: вона майже вчетверо вища за інтенсивність викликів від СА.

Характер залежності величини  $\tau_3$  від  $N$ , як впливає із рис. 10, аналогічний характеру залежності величини  $\tau_1$  від  $N$ . Як і для верхніх графіків, тривалість моделювання роботи СМЗ на ЕОМ, у результаті якого цей графік був отриманий, складала близько 36 годин.

Аналізуючи наведені результати моделювання, можна сформулювати вимоги щодо організації якісного обслуговування абонентів СМЗ у частині, яка стосується призначення необхідного числа РК базовим станціям СМЗ, виходячи із незмінного телефонного навантаження, яке створюють РА й абоненти фіксованої телефонної мережі у зоні однієї БС. Відомими при цьому є характеристики стандарту сотової системи зв'язку, характеристики поширення радіохвиль того діапазону, який використовує даний стандарт, та характеристики мобільності РА.

### Процентний зміст $P_i$



Рис. 7

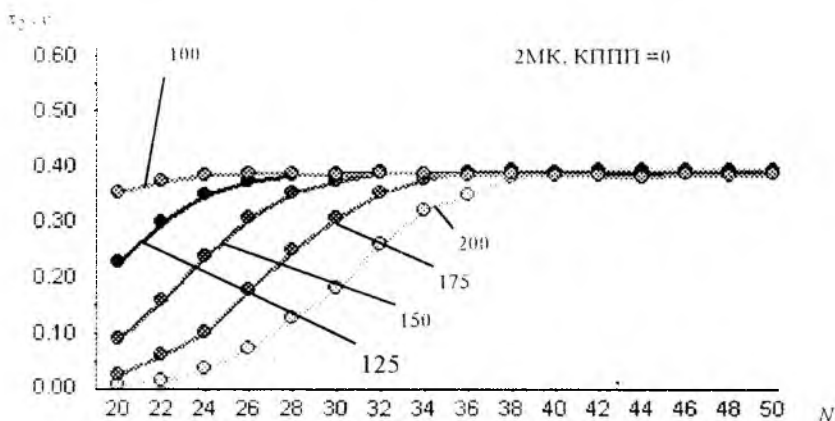


Рис. 8

Процентний зміст  $P_2$

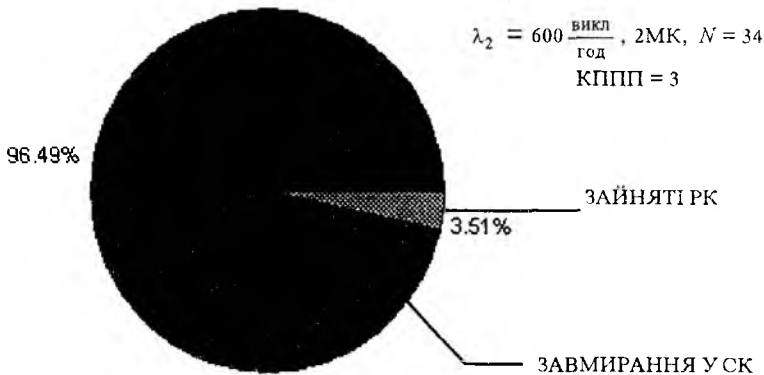


Рис. 9

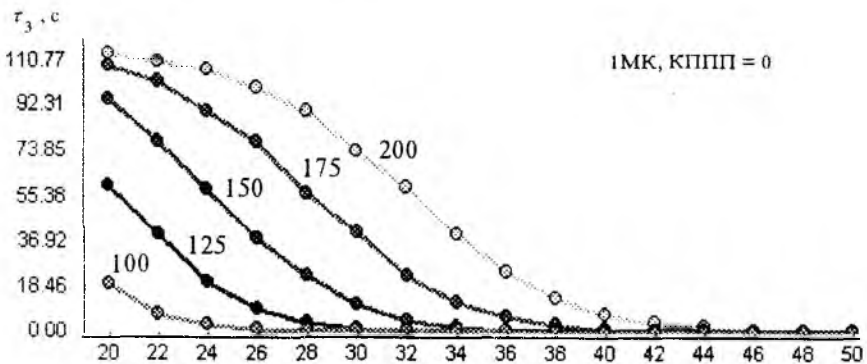


Рис. 10

N

Список літератури: 1. Варакін Л.Е. Сотовые системы подвижной связи // Зарубежная радиоэлектроника, 1986, № 2. 2. Ліфшиць А.Л., Мальць Е.А. Статистическое моделирование систем массового обслуживания. М., Сов. радио, 1978. 248 с. 3. Варакін Л.Е., Лукьянова О.Л., Трубин В.Н. Состояние и перспективы развития систем подвижной связи // Электросвязь, 1986, № 12. 4. Левін Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. 3-е изд. М.: Радио и связь, 1989. 656с. 5. Сети связи с подвижными объектами в диапазоне СВЧ / Під ред. У.К. Джейкса. М.: Связь, 1979. 520 с.

Харківський державний технічний  
 університет радіоелектроніки

Надійшла до редколегії 03.09.98

ЗАХАРЧЕНКО В.Н., канд. техн. наук, КИРЕЕВ И.А., канд. техн. наук,  
ТОПАЛОВ В.В., ЛИПЧАНСКИЙ А.И.

## ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МВС В ОДНОСТОРОННИХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ

В односторонних системах передатчик не получает информации о качестве принятой информации и не может изменить режим передачи. При этом алгоритм передачи должен быть таким, чтобы приёмник мог вынести решение — какая из разрешенных ( $N_p = 2^m$ ) комбинаций была передана. При этом верность данного решения должна обеспечить заданное качество приема.

Возможны следующие алгоритмы передачи [2]:

— передача избыточными кодами, коэффициент избыточности которых позволяет исправить наиболее вероятные ошибки с таким расчётом, чтобы остаточная вероятность  $P_{\text{ост}}$  ошибочного приёма не превышала заданного значения ( $P_{\text{ост}} \leq P_{\text{зад}}$ );

— многократное повторение одной и той же сигнальной конструкции, позволяющее на приеме за счет мажоритарного решения определить передаваемый символ;

— передача одной и той же сигнальной конструкции по  $n$ -параллельным каналам, что позволяет, как и во втором случае, за счет мажоритарного решения определить передаваемый символ.

Во всех перечисленных алгоритмах для получения заданного качества требуется постоянная избыточность: или временная, или пространственная.

В данной работе предлагается уменьшить временную избыточность за счет использования многопозиционных временных сигналов в качестве линейных сигналов при учете распределения ошибок на интервале сигнальной конструкции.

### Многопозиционные временные сигналы

Многопозиционные временные сигналы (МВС) представляют собой временные сигналы, в которых информация о передаваемом символе заложена не в значениях отдельных отсчетов, а в местах нахождения значащих моментов модуляции (ЗММ) на интервале формирования сигнальных конструкций. В качестве исходного элемента при МВС выбирается некоторый временной интервал  $\Delta$ , длительность которого меньше найквистового для разрядно-цифровых сигналов в  $S$  раз ( $\Delta = t_0 / S$  и  $t_0 = 1 / \Delta F$ ). Но для уменьшения межсимвольных искажений расстояния между ЗММ вы-

бирается  $t_c \geq S\Delta$ . При рассмотрении МВС кодовые слова представляют собой комбинации с количеством единичных элементов  $n = mS$  ( $m$  — длительность кодовой комбинации в единичных элементах  $m = T_c/t_o$ ).

Вероятность ошибочного приема кодовой  $P_{\text{ош}}$  конструкции МВС определяется величиной зоны  $\Delta$  [2], среднеквадратичным отклонением значащих моментов воспроизведения (ЗМВ)  $\sigma$ , что в свою очередь зависит от соотношения сигнал/помеха, а также средним числом переходов в слове  $\bar{i}$ .

$$P_{\text{ош}} = 1 - \left[ \Phi \left( \frac{\Delta}{2\sigma} \right) \right]^{\bar{i}}, \quad (1)$$

где интеграл вероятностей

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\sigma}} \int_0^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt. \quad (2)$$

Среднее число переходов в сигнальной конструкции [3]

$$\bar{i} = \sum_{i=1}^m \frac{i C_{mS-i}^2}{C_{mS-i}^i}, \quad (3)$$

где  $i$  — число переходов  $i \in (1 \div m)$ .

На практике временной интервал  $\Delta$  выбирают по приближенной формуле [2]

$$\Delta_{\text{опт}} = (3,8 \dots 4,5) \sigma_{\kappa} = 3,8 \dots 4,5 / \xi h. \quad (4)$$

При этом подразумевается, что в канале используется частотная модуляция, для которой справедливо соотношение

$$\left. \begin{aligned} h &= \frac{U_c}{U_n}; \\ \sigma &= \frac{1}{4h}; \end{aligned} \right\} P_{\text{ош}} = 1 - \left[ \Phi(\Delta 8h) \right]^{\bar{i}}. \quad (5)$$

При  $n$  единичных элементах  $\Delta$  на интервале  $T_c = mt_o$  можно построить  $N = 2^{ms}$  различных комбинаций МВС. Однако разрешенные из них могут быть только такие, у которых расстояния между ЗММ не меньше  $t_o$  ( $t_c \leq t_o$ ).

Общее число реализаций при заданном  $n$

$$N_p = C_{ms-n}^n(S-1). \quad (6)$$

Если в кодовом алфавите предусматривается использование реализаций со всеми значениями  $n$  ( $i = 1, \dots, m$ ), тогда общее число реализаций

$$N_{op} = \sum_{i=1}^m C_{ms-i}^i(S-1). \quad (7)$$

Для увеличения обнаруживающей способности в качестве разрешенных МВС выбираются конструкции, удовлетворяющие, например, условию [3].

$$A_1 X_1 + A_2 X_2 + \dots + A_n X_n = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \vdots \\ X_n \end{bmatrix} [A_1 \quad A_2 \quad \dots \quad A_n] = 0 \pmod{A_0}, \quad (8)$$

где  $d$  — кодовое расстояние.

За каждым переходом  $X_i$  закрепляют соответствующий коэффициент, который рассчитывается по следующим формулам:

$$\left( \begin{array}{l} A_n = 1, \\ A_{n-1} = d - 1; \\ A_{n-k} = E - (d - 1/2)A_1 + E - (d/2), \quad k = 1, 2, \dots, n; \\ A_0 = E - (d + 1/2)A_1 + E - (d/2); \end{array} \right) \quad (9)$$

Для всех возможных ошибочных элементов составляется синдром по условию (8) и определяется какой переход сместился и насколько. Например, если при коде  $A_1 = 1$ ,  $A_2 = 3$ ,  $A_3 = 9$ ,  $A_0 = 21$  при проверке по условию (8) получили остаток равный 1 — можем сказать, что первый переход сместился на 1 вправо.

Односторонняя система передачи характеризуется вероятностью неисправленной ошибки. При заданном кодовом расстоянии  $d$  вероятность неисправленной ошибки [3]

$$P_{\text{неис}} = [P(> d - 1)]^i, \quad (10)$$

где  $i$  — количество переходов;  $P(> d - 1)$  — вероятность смещения перехода на величину, превышающую обнаруживающую способность кода, находится по формуле (2) или (5).

## Поток ошибочных сигнальных конструкций при МВК

Были проведены исследования МВК с тремя переходами ( $A_1 = 1$ ,  $A_2 = 3$ ,  $A_3 = 9$ ,  $A_0 = 21$ ,  $S = 7$ ,  $M = 5$ ) при фиксированных последовательностях на коммутируемых каналах, проходящих через ГАТС. Такие параметры позволяют реализовать  $N_p = 127$  сигнальных конструкций, удовлетворяющих условию 9 на интервале  $T_c = 5t_0$  [1]. Единичные элементы длительностью  $t_0$  регистрировались в 100 точках. При регистрации с такой частотой обеспечивалось точное определение мест ЗМВ. В табл. 1 представлены вероятности смещения каждого из трех переходов используемого МВК при различных скоростях передачи.

Таблица 1

Скорость, бод	100	200	600
Вероятность смещения перехода за зону $\Delta$			
Первого	2,84E-03	2,94E-03	3,14E-03
Второго	2,83E-03	2,94E-03	3,14E-03
Третьего	2,84E-03	2,93E-03	3,15E-03
$P_{\text{ош знака}}$	1,90E-03	2,10E-02	2,30E-02

Из таблицы следует, что вероятность смещения отдельных моментов воспроизведения за границы своей зоны ( $\pm \Delta/2$ ) практически одинаковые. Вероятности ошибочного приема сигнальной конструкции ( $P_{\text{ош знака}}$ ) тоже практически равны.

В табл. 2 отображена передаваемая последовательность и последовательности, подверженные ошибкам, на различных скоростях передачи.

Из приведенных в табл. 2 примеров расположения ЗМВ при различных скоростях следует, что при скоростях близких к оптимальным ( $t_0 = 1/\Delta F$ ) дроблений сигналов становится меньше, а увеличиваются смещения расположения ЗМВ. В табл. 3 приведен удельный вес (в процентах) отдельных видов искажений кодовых слов.

Таблица 3

Виды помех	Скорость в бодах при $\Delta F = 700$ Гц		
	100	200	600
Дробление	80	76	69,6
Дробление со смещением	19,8	23,778	29,968

**Вероятность ошибочного приема сигнальных конструкций при МВК и сравнения системы повторения МВК с однонаправленной системой, использующей исправляющие циклические коды**

Основываясь на статистике распределения ошибок, было произведено исследование симплексной системы передачи МВК с повторением. Основная задача исследования — определить оптимальный интервал повторения ошибочного слова, при котором для заданной скорости передачи будет наименьшая результирующая вероятность ошибки.

В табл. 4 показаны результаты измерения вероятности появления ошибки на приеме в переходах кодового слова ( $i = 1, 2, 3$ ) в зависимости от интервала повторения конструкции на скорости 600 бод и полосе  $\Delta F = 700$  Гц.

Из табл. 4 следует, что наименьшую вероятность можно получить при повторении через три сигнальные конструкции того же кодового слова ( $4,2E-6$ ). При этом безусловная вероятность, согласно табл. 1, для скорости передачи 600 бод  $p \leq 2,3E-2$ .

Таким образом при повторении через 4 блока одной и той же сигнальной конструкции можно уменьшить  $P_{\text{ош}}$  знака на  $\approx 3$  порядка. Учитывая, что при заданных параметрах на интервале  $t_c = 5t_o$  можно получить 127 реализаций эффективность использования канала составит при двукратном повторении

$$K = \frac{\log_2 127}{5 : 2} \approx 0,7.$$

Сравним данный метод с однонаправленной системой при использовании исправляющих циклических кодов для коммутируемых каналов [3].

Эффективность применения корректирующего кода в режиме исправления ошибок оценивается коэффициентом повышения достоверности

$$h = \frac{P(\geq 1, n)}{P(\geq t_{\text{ис}}, n)},$$

где  $P(i, n)$  — вероятность появления  $i$  кратных ошибок в  $n$ -элементной комбинации.

На рис. 6.5, приведенном в [3] показаны зависимости  $h$  от кратности исправления ошибки при различных длинах блоков, а на рис. 6.10, представленном в [3] значения  $h$  в зависимости  $\eta$ . При этом вычислено предельное значение скорости передачи  $R = k/n = 0,2$ .

Так как вероятность ошибочного приема  $n$ -элементного знака на коммутируемых каналах не меньше  $1E-3$  [3], то ясно, что при  $R = 0,2$  достичь остаточной вероятности ошибки  $P_{\text{ост}} < 1E-6$  невозможно.

Таблица 2

Скорость В, бод	Передаваемая комбинация	Ошибочная комбинация
100	100 100 100 200 200 200 100 200 200 200 100 100	101 30 13 56 4 96 204 198 200 97 204 201 200 99 101
	100 100 100 200 200 200 100 200 200 200 100 100	103 99 106 194 50 4 6 7 2 128 201 96 199 211 200 98 100
200	100 100 100 200 200 200 100 200 200 200 100 100	92 105 102 203 196 73 21 103 102 201 197 205 93 111
	100 100 100 200 200 200 100 200 200 200 100 100	101 97 101 203 196 207 43 32 26 194 204 197 97 109
600	100 100 100 200 200 200 100 200 200 200 100 100	101 97 107 198 170 232 99 212 194 203 96 105
	100 100 100 200 200 200 100 200 200 200 100 100	101 50 157 20 180 201 193 106 197 205 198 102 100

Таблица 4

<i>i</i>	Вероятность приёма алфавита кодового слова при повторной передаче кодовых слов														
	Полряд			Через одно кодовое слово			Через два кодовых слова			Через три кодовых слова			Через четыре кодовых слова		
	1 эл.	2 эл.	3 эл.	1 эл.	2 эл.	3 эл.	1 эл.	2 эл.	3 эл.	1 эл.	2 эл.	3 эл.	1 эл.	2 эл.	3 эл.
1	5,4E-05	2,8E-05	1,1E-05	6,0E-06	3,0E-06	1,9E-06	1,7E-06	1,4E-06	1,1E-06	1,3E-06	1,7E-06	1,8E-06	1,9E-06	2,8E-06	5,0E-06
2	3,9E-04	5,4E-05	2,8E-05	1,1E-05	6,0E-06	3,0E-06	1,9E-06	1,7E-06	1,4E-06	1,1E-06	1,3E-06	1,7E-06	1,8E-06	1,9E-06	2,8E-06
3	4,1E-03	3,9E-04	5,4E-05	2,8E-05	1,1E-05	6,0E-06	3,0E-06	1,9E-06	1,7E-06	1,4E-06	1,1E-06	1,3E-06	1,7E-06	1,8E-06	1,9E-06
Общая вероятность ошибки кодового слова	1,7E-03			2,5E-05			5,3E-06			4,2E-06			7,2E-06		

Как видно из сравнения различных алгоритмов односторонних систем передачи эффективность системы с 2-кратным повторением МК довольно высока.

## **Вывод**

Двукратное повторение сигнальных конструкций МК позволяет увеличить скорость передачи более чем на три порядка при остаточной вероятности ошибки на два порядка меньшей по сравнению с РК.

**Список литературы:** 1. *Захарченко Н.В.* Применение микропроцессоров и ПЭВМ в сетях и устройствах связи. К.: Техніка, 1993. 138 с. 2. *Расчет эффективности совместного использования РК и МК* // Учебное пособие. Под ред. Н.В. Захарченко, УГАС, Одесса, 1996. 68 с. 3. *Элементы теории передачи дискретной информации* // Под ред. Л.П. Пургова. М.: Связь, 1972. 232 с. 4. *Захарченко Н.В.* Выбор средств связи АСУ // Учебное пособие, УГАС, Одесса, 1975. 110 с.

*Харьковский техникум связи  
Академия связи им. А.С. Попова, г. Одесса*

*Поступила в редколлегию 27.09.98*

*ЗИМЕНКО А.В., УЛЕЕВ А.П., ДРАГАНОВ А.В., ГАЙДАР В.П.*

## **СКОРОСТЬ ВХОЖДЕНИЯ В ФАЗУ СТАРТСТОПНОГО ПРИЕМНИКА СИСТЕМЫ, ИСПОЛЬЗУЮЩЕЙ МВК**

### **Введение**

При включении приемника стартстопной системы в произвольный момент передачи, система с определенной вероятностью будет не сфазирована. Актуальным становится вопрос о скорости вхождения системы в фазу. В данной статье исследуется данный вопрос для систем на базе РЦК и МВК.

### **Скорость вхождения в фазу при разрядно-цифровом коде**

Определение моментов поступления границ каждой посылки, а также определение начала поступления кодовой комбинации символов осуществляется системой синхронизации и фазирования.

Известно [2], что системы синхронизации делятся на асинхронные, стартстопные и синхронные. В большинстве систем построенных с использованием МВС используется стартстопный метод коррекции [4].

При стартстопной работе каждая кодовая конструкция начинается со стартового перехода, за которым следуют кодовые посылки. Каждый цикл приема заканчивается в середине последнего информационного элемента (для электромеханических систем передачи возможно использование специального стопового элемента).

Достоинствами стартстопной системы являются:

- простота устройства синхронизации;
- отсутствие процедуры предварительной синхронизации.

К числу недостатков относятся:

- возможность ложного срыва "со стопа" в результате воздействия импульсных помех и прерывания;
- зависимость исправляющей способности приемника от степени искажения стартового перехода;
- наличие стартового сигнала уменьшает время расходуемое для передачи полезной информации.

На рис. 1 представлена временная диаграмма стартстопного цикла передачи и приема.

Известно, что в случае нарушения цикловой синхронизации (ЦС) в стартстопных системах при непрерывной передаче информации происходит неправильный прием серии знаков [2] (нарушение синфазного состояния возможно в результате включения приемника в произвольный момент передачи либо под воздействием продолжительной помехи).

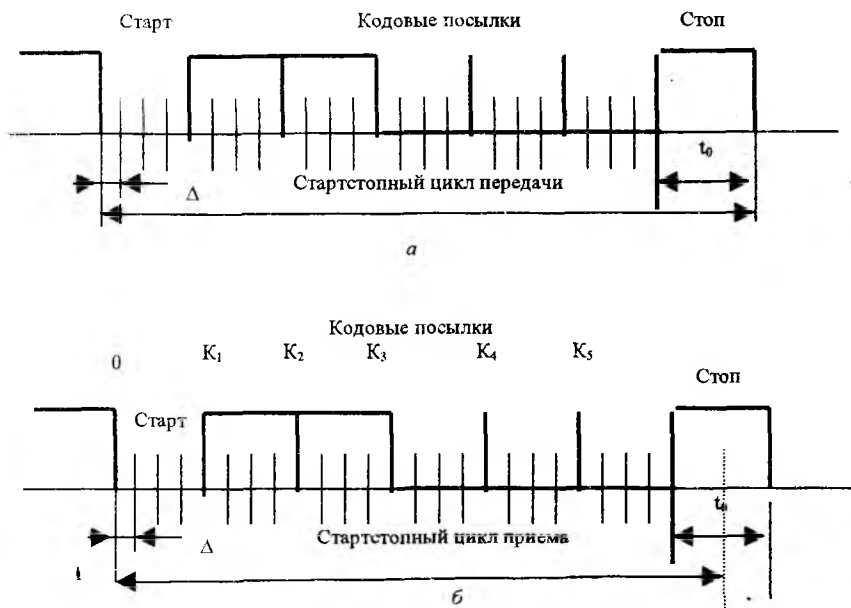


Рис. 1

При передаче текста, имеющего вероятностную структуру, при разрядно-цифровых кодах, восстановление ЦС происходит, как правило, автоматически, за время определяемое вероятностью вхождения в синхронизм. Данная вероятность зависит от вероятностной структуры используемого РЦК и длительности стартостопного цикла.

Оценим скорость вхождения в фазу стартостопного приемника при РЦК.

Рассмотрим вероятность появления ложного старта при включении анализирующего устройства в произвольный момент времени [4]. Если передача ведется  $n$ -разрядным равномерным кодом, то внутри кодовой комбинации имеется  $n$  мест, на которых могут появиться ЗММ (рис.1). Ложный старт может произойти от любого ЗММ кроме первого (стартового) [3].

Вероятность начала работы с ложного старта от  $K_j$  ЗММ ( $1 \leq j \leq (n-1)$ ) пропорциональна времени от начала стартового перехода до этого  $K_j$  ЗММ и равна:

$$P_{ЛСК_j} = \frac{(K_j + 1)t_0}{T}, \quad (1)$$

где  $t_0$  — длительность элементарной посылки;  $T$  — длительность стартового цикла.

Введем следующие обозначения:

— событие, заключающееся в том, что приемник не сфазирован после окончания данного цикла обозначим  $\bar{E}$ ;

— событие, заключающееся в том, что приемник сфазирован обозначим  $E$ .

Появление события  $\bar{E}$  возможно в случае ложного запуска приемника  $j$ -м переходом ( $1 \leq j \leq (n-1)$ ). Вероятность такого события определяется по формуле:

$$P(\bar{E}) = \sum_{j=1}^{n-1} P(j), \quad (2)$$

где  $P(j)$  — вероятность ложного запуска приемника  $j$ -м переходом.

Для расчета  $P(j)$  представим вероятности возможного запуска приемника  $j$ -м переходом, при условии передачи любой посылки стартовой комбинации в момент его включения, в виде матрицы (табл. 1).

Таблица 1

$K_i   j$		Граница ложного запуска						
		1	2	...	$j$	...	$n-1$	
Момент включения стартового приемника	Старт	$P(1/C)$	$P(2/C)$	...	$P(j/C)$	...	$P(n-1/C)$	
	Кодовые посылки	$K_1$	$P(1/K_1)$	$P(2/K_1)$	...	$P(j/K_1)$	...	$P(n-1/K_1)$
		$K_2$	0	$P(2/K_2)$	...	$P(j/K_2)$	...	$P(n-1/K_2)$
		...	...	...	...	...	...	...
		$K_i$	0	0	...	$P(j/K_i)$	...	$P(n-1/K_i)$
		...	...	...	...	...	...	...
$K_{n-1}$	0	0	...	0	...	$P(n-1/K_{n-1})$		

Каждая строка матрицы содержит вероятности возможного запуска приемника от кодовой комбинации, поступающей на вход приемника в момент его включения.

В соответствии с матрицей, вероятность запуска приемника  $j$ -м переходом определяется формулой:

$$P(j) = P(j/C) + \sum_{i=1}^j P(j/K_i), \quad (3)$$

где  $P(j/K_i)$  — условная вероятность запуска приемника  $j$ -м переходом в момент передачи  $K_i$  комбинации;  $P(j/C)$  — условная вероятность запуска приемника  $j$ -м переходом в момент передачи стартовой посылки комбинации.

Если включение приемника произошло в момент передачи  $K_j$  кодовой комбинации, то вероятность запуска  $j$ -м переходом равна произведению вероятности совпадения передачи комбинации  $K_j$  в момент включения —  $P(K_j)$ , на вероятность появления комбинаций имеющих переход на  $j$ -м переходе —  $P_N(j)$ , т.е.

$$P(j/K_j) = P(K_j) * P_N(j). \quad (4)$$

После преобразования формул (2) — (4) получим выражение для расчета вероятности ложного запуска приемника  $j$ -м переходом

$$P(j) = P(C) * P_N(j) + \sum_{i=1}^j P(K_i) * P_N(j). \quad (5)$$

Тогда вероятность появления события  $\bar{E}$  равна

$$P(\bar{E}) = \sum_{j=1}^{n-1} [P(C) * P_N(j) + \sum_{i=1}^j P(K_i) * P_N(j)]. \quad (6)$$

По выражению (6) построена зависимость вероятности отсутствия фазы с увеличением числа циклов (рис. 2).

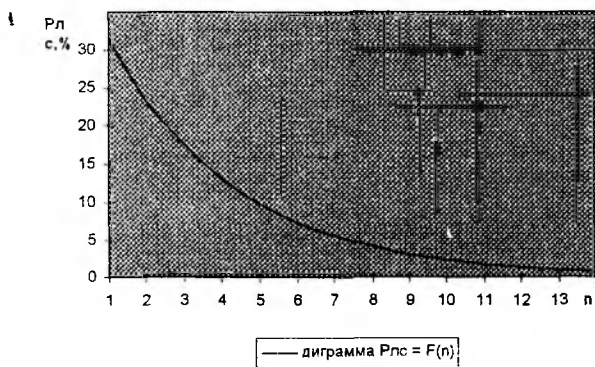


Рис. 2

### Скорость вхождения в фазу стартстопной системы на базе многопозиционных временных кодов

В многопозиционных временных сигналах (МВС) информация о передаваемом символе заложена не в значениях отдельных двоичных цифр кодового слова (0,1), а в местах нахождения значащих моментов модуляции (ЗММ) и ЗММ на интервале формирования сигнальных конструкций [1].

В качестве исходного элемента выбираем некоторый временной интервал  $\Delta$ , длительность которого меньше найквистового в  $s$  раз ( $s = t_0 / \Delta$ ). Расстояние между ЗММ должно быть не менее длительности  $t_0$  элементарной посылки разрядно-цифрового кода (РЦК) [3].

На рис. 3 представлены несколько реализаций сигналов многопозиционного временного кода.

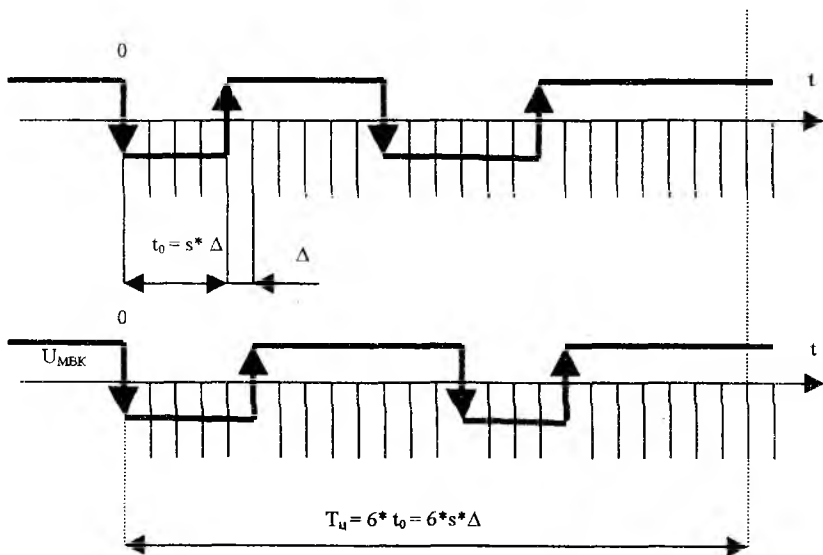


Рис. 3

Полагая, что синхронность и синфазность приемника поступающим из канала связи конструкциям обеспечена, прием сигналов МВК можно производить стробированием каждого из  $ms$  элементов длительностью  $\Delta$  ( $m$  — длительность кодовой комбинации в единичных элементах, разрядность РЦК) (рис. 4). Декодирование данных кодовых комбинаций возможно либо по месту нахождения ЗММ либо по расстоянию между ЗММ.

Для построения МВК необходимо задаться следующими параметрами:  $k$  — число переходов (ЗММ) в сигнальной конструкции;  $t_0$  — длительность элементарной посылки разрядно-цифрового кода (найквистовый элемент);  $s$  — число зон  $\Delta$  на которые разбивается  $t_0$  (базовый элемент равен  $t_0/s$ );  $m$  — число единичных элементов сигнальной конструкции, на интервале которой формируется МВК.

При базовом элементе  $\Delta$  можно построить  $N_k = 2^{ms}$  различных комбинаций. Для исключения характеристических искажений из  $2^{ms}$

возможных реализаций выбирается  $N_p$  разрешенных комбинаций, обладающих определенными признаками, позволяющими обнаруживать ошибки (фиксируется число переходов) [1].

К таким признакам относят:

- число ЗММ в пределах комбинации;
- расстояние между соседними переходами (не меньше  $s\Delta$ ).

Число реализаций при заданном числе ЗММ и параметрах  $m, s$  многопозиционного временного кода (МВК) определяется по формуле [1]

$$N_p = C_{ms-k(s-1)}^k \quad (7)$$

Полученные  $N_p$  комбинаций составляют разрешенный алфавит сигнала МВК.

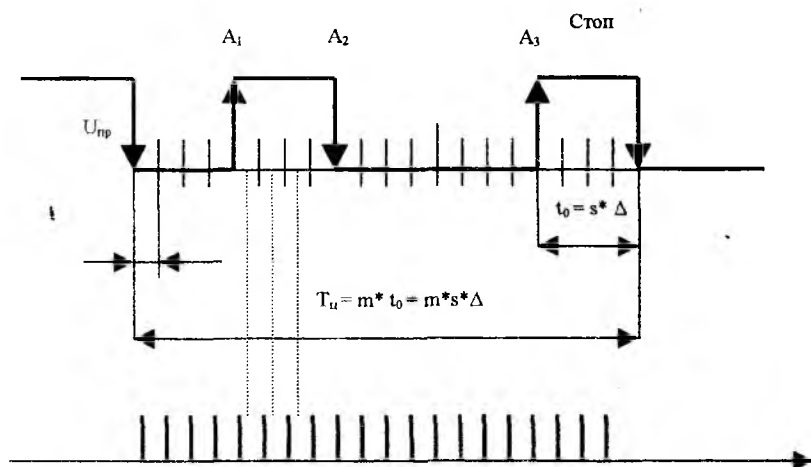


Рис. 4

В табл. 2 приведены рассчитанные по формуле (7) мощности разрешенных сигналов МВК со следующими параметрами: число зон —  $s = 3, 5, 10$ ; число переходов постоянно и равно  $k = 3$ ; разрядность исходного РЦК принята  $m = 4, 5, 6, 7, 8$ .

Из таблицы 2 видно, что основной причиной увеличения пропускной способности при МВК — возможность создания на заданном временном интервале больше сигнальных конструкций, чем при РЦК кодировании ( $N_p > 2^m$ ).

s	m				
	4	5	6	7	8
3	20	84	220	455	816
5	56	286	816	1771	3276
10	286	1771	5456	12341	23426
РЦК	16	32	64	128	256

В системах с МВК с фиксированным числом ЗММ выход системы из синфазности при приеме, возможен в  $\left\lfloor \frac{k}{2} \right\rfloor$  точках ( $k$  – число ЗММ).

Рассчитаем по формуле (2) вероятность появления события  $\bar{E}$ . Для этого представим вероятности возможного запуска приемника  $j$ -м переходом, при условии передачи любой посылки МВК в момент его включения (табл. 3).

Таблица 3

J		Граница ложного запуска	
$K_1$		I	
Момент включения стартстопного приемника	Старт		$P(j/C)$
	Кодовые посылки	$K_1$	$P(j/K_1)$
		$K_2$	$P(j/K_2)$
		$K_3$	$P(j/K_3)$

Тогда для вероятности запуска  $j$ -м переходом можно записать:

$$P(j) = P(j/C) + P(j/K_1), \quad (8)$$

где  $P(j/K_1)$  — условная вероятность запуска приемника  $j$ -м переходом в момент передачи  $K_1$  посылки.

Если включение приемника произошло в момент передачи  $K_1$  посылки, то вероятность запуска  $j$ -м переходом равна произведению вероятности совпадения передачи посылки  $K_1$  в момент включения —  $P(K_1)$ , на вероятность появления комбинаций имеющих отрицательный переход на  $j$ -м переходе —  $P_N(j)$ , т.е.

$$P(j/K_1) = P(K_1) * P_N(j). \quad (9)$$

Тогда

$$P(j) = P(C) * P_N(j) + P(K_1) * P_N(j). \quad (10)$$

Так как стартовый переход при анализе не учитывается, то вероятность появления события  $\bar{E}$

$$P(\bar{E}) = P(K_1) * P_N(j). \quad (11)$$

Как следует из рис. 5, при ложном запуске вторым переходом система на базе МВК не войдет в фазу. Для того, чтобы сфазировать систему, на передаваемый сигнал МВК накладывают ограничения вида (при трех рабочих переходах, т.е.  $k = 3$ )

$$\sum_{i=1}^3 A_i X_i = 0 \pmod{A_0}. \quad (12)$$

Так как приемник может ложно включиться только в двух случаях: при переходах "0" и "K<sub>1</sub>". Предположим, что приемник включился в момент перехода K<sub>1</sub>, тогда для A<sub>3</sub>, 0, A<sub>1</sub> условие (12) не будет выполнено. Следовательно необходимо вернуться к предыдущему переходу данного вида (а это может быть только переход "0"), который будет истинным стартом и условие (12) будет выполнено для набора A<sub>1</sub>, A<sub>2</sub> и A<sub>3</sub>.

Система построенная на базе МВС позволяет не только увеличить пропускную способность, но также уменьшить время вхождения в фазу. Что приводит к увеличению устойчивости системы и ускорению скорости реакции системы.

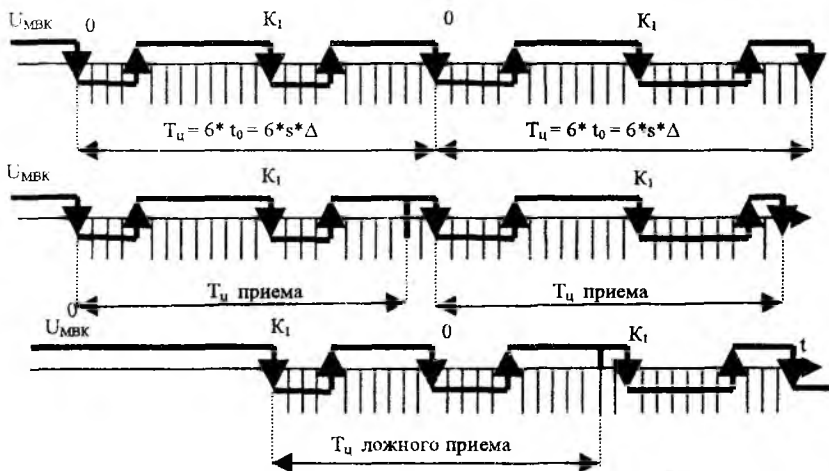


Рис. 5

## Выводы

В системах на базе РЦК скорость вхождения в фазу зависит от числа циклов, а в системах на МВК, при ложном включении в данный момент времени, система войдет в фазу на следующем цикле на основе анализа условия (12).

**Список литературы:** 1. *Захарченко Н.В., Кононович В.Г.* Применение микропроцессоров и ПЭВМ в сетях и устройствах связи. К.: Техніка, 1993. 238 с. 2. *Мартынов Е.М.* Синхронизация в системах ПДС. М.: Связь, 1972. 216 с. *Бобрешов Е.Н.* Закон распределения вероятностей времени вхождения в связь стартстопных устройств. Сборник научных трудов ЦНИИС 1964. Вып. 2. С. 72 — 82. 3. *Захарченко Н.В.* Эффективность косвенных методов обнаружения ошибок при передаче информации по коммутируемым каналам: Учебное пособие. Одесса, 1980. 80 с. 4. *Определение вероятности вхождения в фазу включаемого стартстопного приемника: Методическое руководство к практическому занятию.* Одесса, 1970. 8 с.

*Харьковский техникум связи  
Академия связи им. А.С. Попова, г. Одесса*

*Поступила в редколлегию 04.12.98*

ЗАХАРЧЕНКО В.Н., *каед. техн. наук*, ТОПАЛОВ В.В.,  
УЛЕЕВ А.П., ЛИПЧАНСКИЙ А.И.

## ГРУППИРОВАНИЕ ОШИБОК НА ИНТЕРВАЛЕ СИГНАЛЬНОЙ КОНСТРУКЦИИ РАЗРЯДНО-ЦИФРОВОГО КОДА

Распределение ошибок в реальных каналах не является независимым, следовательно, присутствуют участки скопления ошибок или группирования. Вероятность появления ошибок на интервале блока из  $n$  элементов определяется  $P(\geq 1, n) = n^{1-a} p$ ,  $0 < a < 1$  [1]. Как известно, коэффициент группирования ошибок  $a$  характеризует распределение ошибок (при независимых ошибках  $a=0$ , при сосредоточении их в одной группе  $a = 1$ ). Одним из известных способов уменьшения влияния группирования ошибок на эффективность систем повышения достоверности является декорреляция ошибок, которая осуществляется путем разноса передаваемых элементов во времени. При группировании ошибок уменьшается общее число искаженных комбинаций по сравнению с независимым распределением, но увеличивается число ошибочных элементов в ошибочных комбинациях. Цель данной работы — рассмотрение распределения ошибок на интервале кодового слова.

### Постановка задачи

Наличие фактора группирования ошибок в реальных каналах связи приводит к уменьшению числа ошибочно принятых кодовых слов за сеанс связи, но с большим удельным весом ошибочных элементов. При построении избыточных (обнаруживающих или исправляющих ошибки) кодов такое группирование требует увеличения числа дополнительных элементов, обеспечивающих заданное качество приёма. При этом предполагается, что ошибочные элементы равномерно распределены на интервале  $n$ -элементной сигнальной конструкции. Знание фактического распределения их при условии локализации позволит существенно уменьшить избыточность кода при удовлетворении требуемого качества приема.

### Схема измерений потока ошибок

Измерения распределений ошибок производились на низкоскоростных каналах ПД. При этом использовались каналы телефонной сети общего пользования, проходящие через ГАТС с аналоговой абонентской линии

ей, и модемы стандарта V.21. Для измерения и исследования потока ошибок была собрана схема измерений, представленная на рис. 1. На передающей стороне с помощью компьютера формировались различные сигналы (точки, текст и т.д.), изменялась скорость передачи, инициализировался последовательный порт, и соответствующие последовательности через модем передавались в канал связи. На приемной стороне сигнал регистрировался в средней точке, поток ошибок записывался в память. После окончания сеанса связи велась обработка полученных значений: подсчет ошибок, определение распределения ошибок, расчёт вероятностных характеристик.

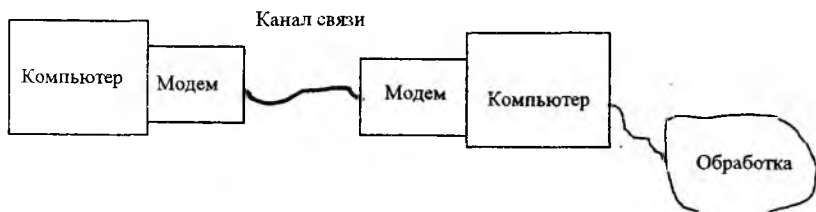


Рис. 1

### Результаты статистических измерений

Из ранее известной статистики [1] для кабельного телефонного канала вероятность ошибочного приема элемента  $P_0$  колеблется в пределах от  $1E-2$  до  $1E-4$  ( $P_0 = 10^{-2} \div 10^{-4}$ ). Полученные экспериментальные значения вероятности ошибки и распределения  $i$  кратных ошибок, приведенные в таблице 1, определяют данный физический канал, как канал со средней вероятностью ошибки. В табл. 1 приведены значения общего числа элементов при фиксированном числе ошибочных на различных скоростях.

Таблица 1

$\Delta F$ , Гц	В, бод	$P(t_0)$	Nош (n)	Nобщ (n)	Частота $i$ - кратных ошибок					
					1	2	$\geq 3$	$P(1)$	$P(2)$	$P(\geq 3)$
700	50	8,48E-03	100	11795	80	18	2,00	6,8E-03	1,5E-03	1,7E-04
700	100	8,33E-03	100	12900	82,63	16	1,37	6,9E-03	1,3E-03	1,1E-04
700	200	7,87E-03	100	12709	84,88	14,00	1,12	6,7E-03	1,1E-03	8,8E-05
700	600	7,34E-03	100	13620	86,73	12,50	0,77	6,4E-03	9,2E-04	5,6E-05

Из табл. 1 следует, что при скорости меньше найквистовой вероятность ошибки выше, чем при скорости ближе к оптимальной ( $B_0 = \frac{\Delta F}{1,33}$ ).

Объясняется это тем, что при малых скоростях основной причиной ошибок являются дробления тогда, как при больших скоростях дробления приводят, в основном, к смещениям, что меньше отражается на регистрации в средней точке. Из табл. 1 также следует, что основными являются однократные ошибки, составляющие до 85 % от общего числа ошибочных слов.

В табл. 2 приведены результаты измерений  $P(\geq 1, n)$  при различных  $n$  и  $\Delta F$ .

Таблица 2

$\Delta F$	$P(>= 1, n)^* E-2$ при $B = 100$ бод					
	8	16	32	64	128	256
140	2,6	4,2	6,5	6,8	9	12
700	2,8	4,6	7,2	7,6	12	16
1600	3,5	5	8	8,3	15	19

Из данных табл. 2 следует, что при  $B = \text{const}$  наблюдается увеличение вероятности ошибки при расширении полосы, которое объясняется увеличением числа дроблений.

В табл. 3 приведены значения  $P(\geq 1, n)$ ,  $n = 8\Delta.256$  [или  $P(\text{ош ск})$ ] на скоростях  $B = 100, 200$  и  $600$  бод при  $\Delta F = 700$  Гц, а также процентное распределение  $i$  кратных ошибок.

Из анализа табл. 3 следует:

— с увеличением длины блока при скорости передачи  $B = \text{const}$  ошибки распределяются более равномерно стремясь к одной средней величине

— при скорости передачи близкой к оптимальной ( $B_o = \frac{\Delta F}{1,33}$ ) час-

тость однократных ошибок становится преобладающей.

С целью определения группирования ошибок на интервале кодового слова измерялись частоты ошибок на первом, втором, третьем,  $i$ -м месте после первой ошибки в данной сигнальной конструкции. Измерения проводились на квазислучайном тексте на промежутке  $16t_0$  после зарегистрированной ошибки.

В таблице 4 приведено распределение ошибок, возникающих после ошибочного элемента на промежутке  $16T_0$ . Анализируется два вида ошибок: совпадающие (т.е. если первая ошибка  $0 \rightarrow 1$ , то и последующая ошибка такая же) и не совпадающая с зарегистрированной ошибкой. Результаты измерений, приведенные в табл. 4, соответствуют скорости  $600$  бод при  $\Delta F = 700$  Гц.

На основании приведенных в табл. 4 данных можно сделать следующие заключения:

— на промежутке  $4T_0$  после зарегистрированной ошибки сосредоточена основная часть плохого состояния канала (95 %);

— 80 % первых ошибок после зарегистрированной противоположны по знаку и всего лишь 20 % одинакового знака.

Распределение ошибок на интервале 16То представлено на рис. 2. Оно может быть аппроксимировано функцией

$$e(i) := e^{-i} + (-1)^{i+1} \cdot \left[ \frac{1}{26 \cdot (i)^{2i} - i^i} \right] + e^{\left(-9,7 + \frac{i}{10}\right)} \quad (1)$$

Распределение ошибок на интервале 16То

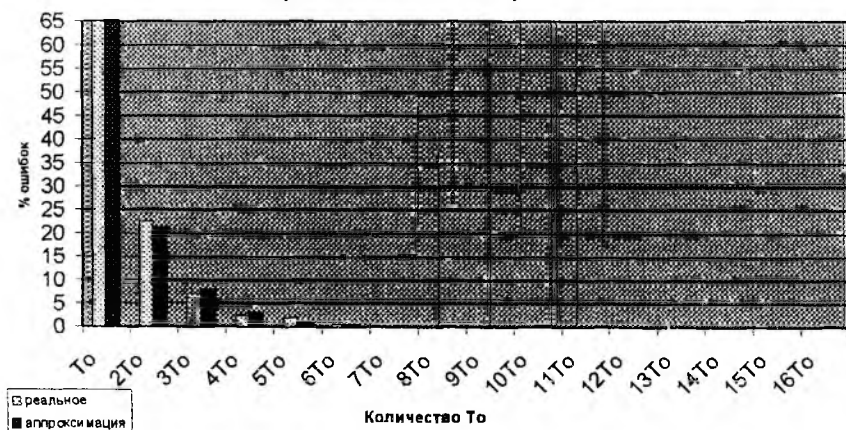


Рис. 2

В табл. 5 приведены значения распределения ошибок на интервале 16То, полученные в результате эксперимента и рассчитанные по аппроксимирующей функции формула (1).

Как видим, из приведенных данных процент погрешности в среднем не превышает 19 %.

При такой функции аппроксимации вероятность ошибки приема  $i$  элемента равна

$$P(i) := e(i) \cdot 0,5 P_e. \quad (2)$$

При вероятности ошибки элемента для РЦК  $P_e = 7,34E-3$  получены расчетные данные для ошибки на  $i$ -м интервале. Распределение ошибок в процентах на интервале 16То и их вероятности, рассчитанные по формулам (7) и (8), представлены в табл. 6.

Таблица 3

Дли- на блока	В=100 бод							В=200 бод							В=600 бод									
	P(ошк)	Частость i-крат- ных ошибок в%						P(ошк)	Частость i-крат- ных ошибок в%						P(ошк)	Частость i-крат- ных ошибок в%								
		1	2	3	4	5	6		7	1	2	3	4	5		6	7	1	2	3	4	5	6	7
8	2,8E-02	63	23	11	3,9	0,1	0	0	2,7E-02	76	18	6	0,2	0	0	0	2,5E-02	77	19	3,9	0,1	0	0	0
16	4,6E-02	61	16	8	6	5	3	2	4,2E-02	72	16	8	3,9	0,2	0	0	3,4E-02	73	18	6	2,9	0	0	0
32	7,2E-02	43	19	14	10	7	5	4	6,8E-02	61	17	11	8	3,8	0	0	5,9E-02	63	20	9	6	3	0	0
64	7,6E-02	29	23	16	13	10	6	4	7,0E-02	40	20	16	12	8	6	0	6,8E-02	50	22	11	8	6	3	0
128	1,2E-01	28	21	17	14	10	7	5	1,0E-01	30	20	17	13	10	7	5	9,0E-02	38	23	13	10	8	5	3
256	1,6E-01	18	22	18	15	11	9	8	1,3E-01	25	22	17	13	10	7	5	1,0E-01	29	24	16	12	10	6	4

Таблица 4

По сравнению с зарегист-	Промежуток	To	2To	3To	4To	5To	6To	7To	8To	9To	10To	11To	12To	13To	14To	15To	16To
рированной ошибкой	$\Sigma$ %совп. и несов. ош	65	22,5	7,05	2,3	1,8	0,56	0,21	0,1	0,07	0,05	0,04	0,04	0,038	0,04	0,05	0,07
Появление несовпадающей ошибки		55	6,5	5,05	1,3	0,7	0,36	0,8	0,05	0,035	0,025	0,02	0,02	0,019	0,02	0,025	0,035
Появление совпадающей ошибки		10	16	2	1	1,1	0,2	0,13	0,05	0,035	0,025	0,02	0,02	0,019	0,02	0,025	0,035

Таблица 5

Промежуток (i)	To	2To	3To	4To	5To	6To	7To	8To	9To	10To	11To	12To	13To	14To	15To	16To
реальное распределение	65	22,5	7,05	2,3	1,8	0,557	0,21	0,1	0,07	0,05	0,04	0,04	0,04	0,04	0,05	0,07
распределение по аппроксимации e(i)*	65,3	21,28	7,99	2,9	1,09	0,414	0,166	0,08	0,044	0,03	0,03	0,034	0,04	0,04	0,04	0,049
% погрешности	0,42	5,44	13	26	39	25,7	21	25	37,14	32	20	15	5,26	0	12	30

Таблица 6

Промежуток	To	2To	3To	4To	5To	6To	7To	8To	9To	10To	11To	12To	13To	14To	15To	16To
e(i)*160	65,272	21,277	7,988	2,9	1,09	0,414	0,166	0,075	0,044	0,34	0,032	0,034	0,036	0,04	0,044	0,049
Рош	2,Е-03	5,Е-04	2,Е-04	7,Е-05	3,Е-05	1,Е-05	4,Е-06	2,Е-06	1,Е-06	8,Е-06	8,Е-07	8,Е-07	9,Е-07	9,Е-07	1,Е-06	1,Е-06

Главным выводом результатов измерения потока ошибок является подтверждение наличия группирования  $i$  кратных ошибок на интервале длительности сигнальной конструкции, что дает возможность обеспечить заданную вероятность ошибочного приема и при меньшей избыточности, чем при равномерном распределении,  $i$  кратных ошибок.

При равномерном распределении  $i$  кратных ошибок в кодовом слове  $n$  необходимо  $N_1$  синдромов для исправления каждого вектора ошибок [2]

$$N_1 = C_n^i (2^i - 1). \quad (3)$$

При группировании  $i$ -кратных ошибок на интервале  $i$  рядом расположенных элементов число синдромов  $N_2$  равно.

$$N_2 = n(2^i - 1). \quad (4)$$

Следовательно, во втором случае избыточность кода гораздо меньше, т.к.  $N_1 \gg N_2$ .

С целью оценки эффективности использования фактора группирования ошибок в пределах сигнальной конструкции сравним по избыточности код БЧХ, исправляющий 3-х кратные ошибки при скорости  $B = 600$  бод (табл. 3) и коды Файера или Абрамсона [2], исправляющие локализованные ошибки.

Зафиксируем количество информационных разрядов  $m=8$ , т.е. байт информации. Количество проверочных разрядов определяется [3] по формуле

$$r \geq \frac{i(d-1)}{2}, \quad (5)$$

где  $i$  -- любое целое число. В таблице 16 [3] рассчитана зависимость  $r$  от  $m$  и  $d$ . При исправлении трех кратных ошибок  $t_i \leq 3$   $d = 7$  и  $m = 8$  количество проверочных разрядов  $r = 27$ , тогда общее число разрядов  $n = m+r$ ,  $n = 35$ .

Коэффициент избыточности составляет для данного кода  $r/n = 27/35 = 0,771$ .

Эффективность применения избыточного кода в режиме исправления или обнаружения ошибок определяется кодовой скоростью [2]

$$K_k = m / n, \quad (6)$$

где  $m$  и  $n$  -- общее число элементов и число информационных элементов в кодовом слове.

При этом коэффициент  $K_k$  характеризует степень потерь в скорости передачи за счет введения избыточности, обеспечивающей достижение заданного качества.

При данном циклическом коде (24,8) скорость передачи информации (кодированная скорость)

$$K_x = R = m/n = 8/35 = 0,229.$$

С введением избыточности скорость передачи информации уменьшилась в 3 раза. Коды Файера или Абрамсона [2], представляют наиболее обширный класс кодов, исправляющих пакеты ошибок длиной  $l$ . Производящий полином таких кодов

$$g(x) = (x^\xi + 1)P(x), \quad (7)$$

где  $P(x)$  – неприводимый полином степени  $M$ . Значность кода  $n$  есть наименьшее общее кратное чисел  $\alpha$  и  $\beta = 2^\alpha - 1$

$$n = \text{НОК}(2\alpha - 1; \xi), \alpha \geq i, \xi = \alpha - 1. \quad (8)$$

При этом  $m = n - \alpha - \xi$ . Если необходимо исправлять 3-кратные ошибки, как и при коде БЧХ

$$\alpha = 4; \xi = \alpha - 1 = 3; n = \text{НОК}[(2^4 - 1), 3] = 15.$$

Количество информационных элементов:  $m = 15 - 4 - 3 = 8$ . Следовательно, кодированная скорость передачи составляет  $h_2 = 8/15 = 0,53$  по сравнению с циклическими кодами почти в два раза выше.

### Вывод

Зная статистику распределения ошибок в сигнальной конструкции кодового слова, т.е. при учете локализации ошибок, можно обеспечить заданное качество с меньшей избыточностью и при больших кодовых скоростях по сравнению с кодами БЧХ.

**Список литературы:** 1. *Элементы теории передачи дискретной информации* / Под ред. Л.П. Пуртова. М., Связь, 1972–232 с. 2. *Буга Н.Н. Основы теории связи передачи данных*. Ч.П. Л.: Связь, 1970. 685 с. 3. *Расчет эффективности совместного использования РЦК и МВС* // Учебн. пособие. Под ред. Н.В. Захарченко. УГАС, Одесса, 1996. 68 с.

*Харьковский техникум связи  
Академия связи им. А.С. Попова, г. Одесса*

*Поступила в редколлегию 04.12.98*

## СОДЕРЖАНИЕ

<i>Булгаков Б.М., Скресанов В.Н., Яненко А.Ф.</i> Экологические проблемы современной радиоэлектроники .....	3
<i>Бакуменко А.В., Хижняк Н.А.</i> Интегральное представление Эрмит—Гауссова пучка комплексного аргумента .....	10
<i>Кореньяк Ю.О.</i> Омическое сопротивление между парами электродов сложной формы, расположенных на поверхности с заданной удельной электропроводимостью .....	14
<i>Кореньяк Ю.О.</i> Оптимизация электрических характеристик поверхности под воздействием внешнего поля .....	22
<i>Стрелков А.И., Стадник А.М., Лытюга А.П., Стрелкова Т.А.</i> Сравнительный анализ вероятностного и детерминированного методов ослабления световых потоков .....	27
<i>Радкевич И.С.</i> Анализ эффективности алгоритмов подпространств в задаче оценки направления прихода частично когерентных сигналов .....	34
<i>Антюфеев В.И., Быков В.Н., Макаренко Б.И.</i> Эффективность зонных алгоритмов локализации объектов на радиометрических изображениях .....	42
<i>Бабков Ю.П., Василишин В.И., Коваленко И.В.</i> Влияние многочастотной дискретизации сигналов на эффективность алгоритмов на основе собственно структурного метода в пространстве лучей ..	48
<i>Каревик А.А.</i> Об одном методе метрологического обеспечения средств измерений комплекса измерения параметров антенн в ближней зоне .....	54
<i>Каревик А.А.</i> О нетрадиционном методе передачи информации о параметрах мер единиц физических величин на объекты эксплуатации средств измерений .....	59
<i>Агафонов Ю.Н., Антюфеев В.И., Быков В.Н., Гричанюк А.М.</i> Потенциальная точность измерения координат объектов матричными системами землеобзора .....	63
<i>Пастушенко Н.С., Петров С.В.</i> Методика и результаты оценки влияния погрешностей начальных условий на эффективность выполнения целевой задачи космического аппарата .....	69
<i>Евдокименко Ю.И., Нарезный А.П.</i> Идентификация групповой меры частоты с использованием итерационных методов решения стационарных задач .....	76
<i>Крыжановский В.Г., Шевченко И.Н.</i> Влияние форм тока и напряжения коллектора на КПД транзисторного усилителя СВЧ-мощности класса F(H) с учетом параметрических эффектов ....	81
<i>Зуев Н.Г., Салай И.В., Титаренко А.М., Чередников П.И.</i> К вопросу о параметрической регенерации колебаний .....	89

<i>Ерохин А.Л., Меняйло А.Д., Чередников И.П., Чередников П.И.</i> Применение параметрических зонных колебаний в системах моделирования динамических процессов .....	96
<i>Никитенко О.М.</i> Дослідження іонних коливань у приладах зі схрещеними полями .....	102
<i>Лиешинь У.Р., Петрашко Ю.В.</i> Метод оценивания спектра амплитудно-фазового распределения в фазированных антенных решетках .....	111
<i>Панченко А.Ю.</i> Моделирование СВЧ-измерителя параметров веществ резонаторного типа с малой апертурой .....	118
<i>Чумаков В.И.</i> Повышение скорости нарастания тока во взрывомагнитном генераторе с емкостной нагрузкой .....	122
<i>Терещенко А.И., Мартыненко С.О.</i> Возможности оптимизации волоконно-оптических линий связи .....	130
<i>Бакуменко В.М., Фесенко Л.Д., Бакуменко А.В.</i> Определение релаксационных констант молекулы $\text{CH}_3\text{CN}$ .....	134
<i>Сухоиванов И.А., Самохвалов М.В.</i> Влияние температурной зависимости коэффициента усиления на динамическое поведение лазера поверхностного излучения с вертикальным резонатором ..	138
<i>Шостко С.Н., Лонин Ю.Ф., Чумаков В.И., Шостко И.С., Авчинников Е.А., Шостко О.С.</i> Исследование эффектов воздействия мощного широкополосного оптического излучения на оптико-электронные приборы .....	146
<i>Титаренко Л.А.</i> Алгоритм адаптивной пространственной фильтрации для сетей связи с подвижными объектами .....	153
<i>Титаренко Л.А.</i> Квазиминимаксный подход к построению робастных адаптивных антенных решеток .....	157
<i>Білоус Ю.В., Білоус О.В., Олійник В.Ф.</i> Територіальне планування сотових мереж зв'язку з оцінкою інтегральних показників якості .....	161
<i>Білоус Ю.В., Білоус О.В., Малицький О.Г.</i> Призначення оптимальної кількості частот у сотових мережах зв'язку за результатами імітаційного моделювання .....	171
<i>Захарченко В.Н., Киреев И.А., Топалов В.В., Липчанский А.И.</i> Эффективность использования МВС в односторонних системах передачи .....	183
<i>Зименко А.В., Улеев А.П., Драганов А.В., Гайдар В.П.</i> Скорость вхождения в фазу стартстопного приемника системы, использующей МВК .....	190
<i>Захарченко В.Н., Топалов В.В., Улеев А.П., Липчанский А.И.</i> Группирование ошибок на интервале сигнальной конструкции разрядно-цифрового кода .....	199

## CONTENTS

<i>Bulgakov B.M., Skresanov V.N., Yanenko A.F.</i> Ecological problems of the modern radio electronics .....	3
<i>Bakumenko A.V., Hignyack N.A.</i> Integral representation for Hermite — Gaussian beam of complex argument .....	10
<i>Korenyak Y.O.</i> Omic resistance between couples of complex-shaped electrodes placed on the surface with a specified conductivity .....	14
<i>Korenyak Y.O.</i> Surface electrical characteristics optimization in response to external field .....	22
<i>Strelkov A.I., Stadnik A.M., Lytiuga A.P., Strelkova T.A.</i> The comparative analysis of probabilistic and deterministic methods for light flows depression .....	27
<i>Radkevitch I.S.</i> Analysis of subspace algorithms effectiveness in the problem of estimating partially coherent incoming signals direction ..	34
<i>Antyufeev V.I., Bykov V.N., Makarenko B.I.</i> The efficiency of zone type algorithms of radiometric images objects localization .....	42
<i>Babkov Y.P., Vasilishin V.I., Kovalenko I.V.</i> Influence of signals multifrequency quantization on the quality of eigenstructure methods action in beams space .....	48
<i>Karevik A.A.</i> On one method metrological support of measurement means complex for measuring parameters of antennas in the near zone .....	54
<i>Karevik A.A.</i> On nontrivial methods of transmitting information on parameters of physical values units measures to the objects of measurement means .....	59
<i>Agafonov Y.N., Antyufeev V.I., Bykov V.N., Griichanyk A.M.</i> Potential precision of objects coordinates measurement with matrix systems of Earth surface radar scan .....	63
<i>Pastushenko N.S., Petrov S.V.</i> Methods and results for estimating influence of the initial conditions errors on a space vehicle target task performance efficiency .....	69
<i>Evdokimenko Yu.I., Narezshny A.P.</i> Identification of frequency group measure with iterative methods of stationary problems solution .....	76
<i>Krizhanovskiy V.G., Shevchenko I.N.</i> Influence of the collector current and voltage forms on efficiency of class F(H) microwave power transistor amplifier with regard to parametric effects .....	81

<i>Zuyev N.G., Salay I.V., Titarenko A.M., Cherednikov P.I.</i> On the subject of oscillations parametric regeneration .....	89
<i>Erokhin A.L., Menyaylo A.D., Cherednikov I.P., Cherednikov P.I.</i> Application of parametric zone oscillations in the systems of dynamic processes simulation .....	96
<i>Nikitenko A.N.</i> Ion oscillations' investigations in crossed-field devices .....	102
<i>Liepin U.R., Petrashko Yu.V.</i> Method for estimating amplitude-phase distribution spectrum in phased arrays .....	111
<i>Panchenko A.Yu.</i> Simulation of microwave gauge for measuring small-aperture resonator-type matters parameters .....	118
<i>Chumakov V.I.</i> Current speed increasing acceleration in explosive-magnetic generator with capacitive load .....	122
<i>Tereshchenko A.I., Martynenko S.O.</i> Possibilities of fibre-optical communication systems optimization .....	130
<i>Bakumenko V.M., Fesenko L.D., Bakumenko A.V.</i> Definition of $\text{CH}_3\text{CN}$ molecules relaxation constants.....	134
<i>Sukhoivanov I.A., Samokhvalov M.V.</i> Influence of the temperature gain coefficient on the VCSEL dynamic behavior .....	138
<i>Shostko S.N., Lonin Yu.F., Chumakov V.I. et al.</i> Investigations of high-intensity wide-band optic radiation action on optical-electronic devices .....	146
<i>Titarenko L.A.</i> Algorithm of adaptive spatial filtration in communication networks of mobile objects .....	153
<i>Titarenko L.A.</i> Quasiminimax approach to construction of robust adaptive antenna arrays .....	157
<i>Bilous J.V., Bilous O.V., Olijnik V.F.</i> Territorial planning of honeycomb communication network with integral quality indices estimation .....	161
<i>Bilous J.V., Bilous O.V., Malitsky A.G.</i> Optimum frequencies member assignment in the honeycomb communication networks by the simulation modeling .....	171
<i>Zakharchenko V.N., Kirejev I.A., Topalov V.V., Lipchansky A.I.</i> Efficiency of MTS application in one-side transmission systems ....	183
<i>Zimenko A.V., Draganov A.V., Ulejev A.P., Gajdar V.P.</i> Velocity of entry into the phase of start-stop receiver of the MTS-based system ....	190
<i>Zakharchenko V.N., Topalov V.V., Ulejev A.P., Lipchansky A.I.</i> Error grouping on the digit code signal construction interval .....	199

**ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ**  
**РАДІОТЕХНІКА**

Випуск 108

Російською мовою

**СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ**  
**РАДИОТЕХНИКА**

Выпуск 108

Редактори: *Г.О. Романець, Л.О. Білоус*

Виконавці комп'ютерної верстки: *Л.Д. Васильченко, О.Б. Ісаєва*

Підписано до друку з оригіналу-макета 20.12.98. Формат 60×84/16.  
Папір офсет. Друк офсет. Умов. друк. арк. 14,0. Умов. фарбо-відб. 14,25.  
Обл.-вид. арк. 12,8. Тираж 300 прим. Зам. № 34. Ціна договірна.

Харківський державний технічний університет радіоелектроніки (ХТУРЕ).

Україна, 310726 Харків, просп. Леніна, 14.

---

Оригінал-макет підготовлено і збірник надруковано  
в учбово-виробничому видавничо-поліграфічному центрі ХТУРЕ.

Україна, 310726 Харків, просп. Леніна, 14.

УДК 534.26 : 535.312

**Интегральное представление Эрмит-Гауссова пучка комплексного аргумента / А.В. Бакуменко, Н.А. Хижняк // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 10 — 13.**

Получено интегральное представление для Гауссовых пучков высших порядков. Исходя из данного представления, определена собственная функция Эрмит — Гауссова пучка комплексного аргумента. Данная функция может быть полезной для использования ее в задачах, связанных с возбуждением и распространением узконаправленных волновых пучков.

Библиогр.: 5 назв.

УДК 534.26 : 535.312

**Интегральне зображення пучка Ерміта-Гауса комплексного аргументу / О.В. Бакуменко, М.А. Хижняк // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 108. С. 10 — 13.**

Одержано інтегральне зображення для Гаусових пучків вищих порядків. Виходячи з даного зображення, визначена власна функція пучка Ерміта — Гауса комплексного аргументу. Дана функція може бути корисною для використання її у задачах, пов'язаних із збудженням та розповсюдженням вузькопрямованих хвильових пучків.

Бібліогр.: 5 назв.

UDC 534.26 : 535.312

**Integral representation for Hermite — Gaussian beam of complex argument / A.V. Bakumenko, N.A. Hignyack // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 108. P. 10 — 13.**

The integral representation for higher-order Gaussian beams is obtained. The eigenfunction of Hermite — Gaussian beam of complex argument is defined based on the given representation. The given function can be useful when applying it to the problems of excitation and propagation of narrow wave beams.

Refs: 5 items.

**Омическое сопротивление между парами электродов сложной формы, расположенных на поверхности с заданной удельной электропроводимостью / Ю.О. Кореньяк // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 14 — 21.**

Предложена методика расчета сопротивления между двумя произвольными электродами однородной пластины при наличии более двух электродов. Данная задача решалась ранее лишь для двух электродов. Рассмотрен также случай, когда в области (пластине) сложной конфигурации присутствуют неоднородные элементы, например изоляторы. Методика применима для расчета сопротивления между электродами высокочастотных транзисторов и других электронных устройств.

Ил. 4. Библиогр.: 4 назв.

**Омічний опір між парами електродів складної форми, розташованих на поверхні із заданою питомою електропровідністю / Ю.О. Кореньяк // Радиотехника. Всеукр. міжвід. наук.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 14 — 21.**

Запропоновано методику розрахунку опору між двома довільними електродами однорідної пластини за наявності більш ніж двох електродів. Дана задача розв'язувалась раніше лише для двох електродів. Розглянуто також випадок, коли в області (пластинці) складної конфігурації присутні неоднорідні елементи, наприклад ізолятори. Методика може бути використана для розрахунку опору між електродами мікрохвильових транзисторів та інших електронних приладів.

Ил. 4. Бібліогр.: 4 назви.

**Omic resistance between couples of complex-shaped electrodes placed on the surface with a specified conductivity / Y.O. Korenyak // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 108. P. 14 — 21.**

Methods for calculating resistance between two arbitrary electrodes of a homogeneous plate involving more than two electrodes is put forward. This problem was solved earlier only for two electrodes. The case, when inhomogeneous elements like isolators are present in the complex-shaped region (plate), is treated. The methods are suitable for calculating of resistance between electrodes of high-frequency transistors and others electronic devices.

4 fig. Ref.: 4 items.

**Оптимизация электрических характеристик поверхности под воздействием внешнего поля / Ю.О. Кореньяк // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 22 — 26.**

Рассмотрено изменение конфигурации сложной поверхности под воздействием внешнего поля (силы), с целью оптимизировать интересующую характеристику данной поверхности, например электрическое сопротивление. Использован метод R-функций для описания границ поверхности исследуемого объекта и численные методы для оптимизации характеристики, зависящей от местоположения границы поверхности, которая влияет на изменение ее свойств. К последним относятся, например, электрическое сопротивление в задачах электростатики и жесткость на кручение в задачах кручения стержня.

Ил. 3. Библиогр.: 5 назв

**Оптимізація електричних характеристик поверхні під дією зовнішнього поля / Ю.О. Кореньяк // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 108. С. 22 — 26.**

Розглянуто змінювання конфігурації складної поверхні під дією зовнішнього поля (сили), з метою оптимізувати потрібну характеристику данної поверхні, наприклад, електричний опір. Використовано метод R-функцій для опису границь поверхні досліджуваного об'єкта та числові методи для оптимізації характеристики, що залежить від місцеположення границі поверхні, яка впливає на зміну її якостей. До останніх належать, наприклад, електричний опір в задачах електростатики чи жорсткість на кручення в задачах кручення стержня.

Іл. 3. Бібліогр.: 5 назв.

**Surface electrical characteristics optimization in response to external field / Y.O. Korenyak // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep Mag. 1998. N 108. P. 22 — 26.**

Change of complex-shaped surface configuration in response to the external field (force) with the aim to optimize the given surface characteristic in question such as conductivity is considered. R-function method was used to describe boundaries of the object being investigated and numerical methods to optimize the characteristic depending on the surface boundary location influencing its properties change. Among the later there are electrical resistance in the electrostatic problems and torsional rigidity in the rod torsion problems.

3 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.37: 621.391

**Сравнительный анализ вероятностного и детерминированного методов ослабления световых потоков** / А.И. Стрелков, А.М. Стадник, А.П. Лытюга, Т.А. Стрелкова // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 27 — 33.

Проведен сравнительный анализ вероятностного и детерминированного методов ослабления световых потоков. Теоретически обосновано, что величина отношения квадрата среднего числа квантов света к его дисперсии при вероятностном ослаблении светового сигнала уменьшается в  $m$  раз ( $m$  – коэффициент ослабления), а при детерминированном ослаблении эта величина не зависит от коэффициента ослабления. Описан эксперимент и представлены экспериментальные результаты, подтверждающие теоретические выкладки.

Ил. 2. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.37: 621.391

**Порівняльний аналіз імовірнісного та детермінованого методів послаблення світлових потоків** / О.І. Стрелков, О.М. Стадник, О.П. Лигюга, Т.О. Стрелкова // Радиотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 108. С. 27 — 33.

Проведено порівняльний аналіз імовірнісного та детермінованого методів послаблення світлових потоків. Теоретично обґрунтовано, що величина відношення квадрату середнього числа квантів світла до його дисперсії при імовірнісному послабленні світлового сигналу зменшується в  $m$  разів ( $m$  – коефіцієнт послаблення), а при детермінованому послабленні ця величина не залежить від коефіцієнта послаблення. Описано експеримент та представлено експериментальні результати, що підтверджують теоретичні викладки.

Ил. 2. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.37: 621.391

**The comparative analysis of probabilistic and deterministic methods for light flows depression** / A.I. Strelkov, A.M. Stadnik, A.P. Lytiuga, T.A. Strelkova // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 108. P. 27 — 33.

The comparative analysis of probabilistic and deterministic methods for light fluxes attenuation is carried out. It is justified theoretically that the magnitude of light quantum mean square relation to its dispersion with a probabilistic attenuation of the light signal decreases  $m$  fold ( $m$  is the attenuation factor), and with a deterministic attenuation this magnitude dose not depend on the attenuation factor. The experiment is described and the experimental results, confirming the theoretical calculations, are submitted.

2 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.396.96

**Анализ эффективности алгоритмов подпространств в задаче оценки направления прихода частично когерентных сигналов / И.С. Радкевич // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 34 — 41.**

Рассмотрено влияние степени когерентности сигналов на разрешающую способность алгоритмов подпространств. Анализ эффективности алгоритмов выполнен на основе модели частично когерентных сигналов. Даны рекомендации по практическому применению алгоритмов.

Ил. 2. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.396.96

**Аналіз ефективності алгоритмів підпросторів у задачі оцінювання напрямку приходу частково когерентних сигналів / І.С. Радкевич // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 108. С. 34 — 41.**

Розглянуто вплив ступеня когерентності сигналів на роздільовальну здатність алгоритмів підпросторів. Аналіз ефективності алгоритмів здійснено на основі моделі частково когерентних сигналів. Надано рекомендації щодо практичного використання алгоритмів.

Іл. 2. Бібліогр.: 4 назви.

‡

UDC 621.396.96

**Analysis of subspace algorithms effectiveness in the problem of estimating partially coherent incoming signals direction / I.S. Radkevitch // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 108. P. 34 — 41.**

The effect of signals coherence degree on the subspace algorithms resolution is considered. The algorithms effectiveness analysis is carried out on the basis of a partially coherent signals model. Recommendations for the algorithms practical application are given.

2 fig. Ref.: 4 items.

УДК 629.7.05:621.391.268

**Эффективность зонных алгоритмов локализации объектов на радиометрических изображениях** / В.И. Антюфеев, В.Н. Быков, Б.И. Макаренко // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 42 — 47.

Приведены результаты статистических испытаний зонных алгоритмов локализации объектов, основанных на представлении эталонного изображения в абсолютной и номинальной шкалах. Показано преимущество второго алгоритма в условиях сильных вариаций яркостей зон и достаточно больших отношений сигнал-шум в изображении.

Ил. 3. Библиогр.: 3 назв.

УДК 629.7.05:621.391.268

**Ефективність зонних алгоритмів локалізації об'єктів на радіометричних зображеннях** / В.І. Антюфеев, В.Н. Быков, Б.І. Макаренко // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 108. С. 42 — 47.

Наведено результати статистичних випробувань зонних алгоритмів локалізації об'єктів, що ґрунтуються на відтворенні еталонного зображення в абсолютній та номінальній шкалах. Доведено перевагу другого алгоритму в умовах значних варіацій яскравостей зон та досить великих відношень сигнал-шум у зображенні.

Ил. 3. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 629.7.05:621.391.268

**The efficiency of zone type algorithms of radiometric images objects localization** / V.I. Antyufeev, V.N. Bykov, B.I. Makarenko // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 108. P. 42 — 47.

Statistical test results of zone type objects localization algorithms based on the reference map representation in absolute and nominal scales are presented. Advantage of the second type algorithm under significant zone brightness variations and respectively large signal-to-noise image ratio has been demonstrated.

3 fig. Ref.: 3 items.

**Влияние многочастотной дискретизации сигналов на эффективность алгоритмов на основе собственно структурного метода в пространстве лучей/** Ю.П. Бабков, В.И. Василишин, И.В. Коваленко // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 48 — 53.

Приведены результаты имитационного моделирования функционирования алгоритмов сверхразрешения MUSIC, Root-MUSIC, TLS-ESPRIT при работе в пространстве лучей с использованием многочастотной дискретизации сигналов. Оценена точность измерения направлений прихода радиоволн (или частоты гармонических колебаний) этими алгоритмами. Обосновано использование лучеформирующей матрицы, которая имеет сопряженно-центросимметричную форму.

Ил. 1. Библиогр.: 2 назв.

**Вплив багаточастотної дискретизації сигналів на ефективність алгоритмів на основі власно структурного метода у просторі променів /** Ю.П.Бабков, В.І. Василишин, І.В. Коваленко // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 108. С. 48 — 53.

Наведено результати імітаційного моделювання функціонування алгоритмів надрозділення MUSIC, Root-MUSIC, TLS-ESPRIT при роботі в просторі променів із використанням багаточастотної дискретизації сигналів. Оцінено точність вимірювання напрямків надходження радіохвиль (або частоти гармонічних коливань) цими алгоритмами. Обґрунтовано використання променеформуючої матриці, яка має спряжено-центросиметричну форму.

Ил. 1. Бібліогр.: 2 назви.

**Influence of signals multifrequency quantization on the quality of eigenstructure methods action in beams space /** Y.P. Babkov, V.I. Vasilishin, I.V. Kovalenko // Radiotekhnika. All-Ukr. Interdep. Mag. 1998. N 108. P. 48 — 53.

Simulation modeling results of functioning of the superresolution algorithms MUSIC, Root-MUSIC, TLS-ESPRIT in beams space with signals multifrequency quantization use are presented. Accuracy of radio waves direction (or harmonic oscillations frequency) measurement is estimated with these algorithms. Application of the beamforming conjugate-centrosymmetric matrix is justified. The number of multiplication operations, defining the algorithms computational complexity, is estimated.

2 fig. Ref.: 4 items.

**Об одном методе метрологического обеспечения средств измерений комплекса измерения параметров антенн в ближайшей зоне / А.А. Каревик // Радиотехника. всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 54 — 58.**

Предложен метод комплекса измерения параметров антенных систем в ближней зоне при помощи радиотехнического метрологического комплекса, который позволит проводить их поверку в местах постоянной эксплуатации без демонтажа из основной аппаратуры, а при необходимости и без прерывания работы РТС по их прямому назначению.

Знание информации о характеристиках направленности антенны позволит вносить необходимые поправки в результаты полученных измерений координат воздушных объектов.

Библиогр.: 7 назв.

**Про один метод метрологічного забезпечення засобів вимірювання комплексу виміру параметрів антен у близькій зоні. / О.О. Каревік // Радиотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 108. С. 54 — 58.**

Запропоновано метод метрологічного забезпечення засобів вимірювальної техніки комплексу вимірювання параметрів антенних систем у ближній зоні за допомогою радіотехнічного метрологічного комплексу, котрий дозволить проводити їх повірку у місцях постійної експлуатації без демонтування з основної апаратури, а за необхідності і без переривання роботи радіотехнічних систем за їх прямим призначенням. Знання інформації про характеристики спрямованості антени дозволить вносити необхідні поправки до результатів отриманих вимірів координат повітряних об'єктів.

Бібліогр.: 7 назв

**On one method metrological support of measurement means complex for measuring parameters of antennas in the near zone / A.A. Karevik // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 108. P. 54 — 58.**

The method for measuring parameters of antenna systems in the near zone with radio engineering metrological complex, which will allow to carry on their testing in the constant operation places without the main equipment disassembly and if required without the complex operation interruption. Knowledge of the antenna directivity characteristics data will give the possibility to introduce the necessary corrections in the results of the obtained air objects coordinates measurements.

Ref.: 7 items.

**О неградиционном методе передачи информации о параметрах мер единиц физических величин на объекты эксплуатации средств измерений / А.А. Каревик // Радиотехника. Всеукр. міжвед. научн.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 59 — 62.**

Рассмотрен неградиционный метод передачи информации о параметрах мер единиц физических величин и эталонов для поверки средств измерений, применяемых в промышленности без доставки их в метрологические лаборатории. Показана целесообразность применения нового метода метрологического обеспечения средств измерений с целью улучшения их точностных характеристик.

Ил. 1. Библиогр.: 8 назв.

**Про неградиційний метод передачі інформації про параметри мір одиниць фізичних величин на об'єкти експлуатації засобів вимірювання / О.О. Каревик // Радиотехніка. Всеукр. міжвид наук.-техн. зб. 1998. Вып. 108. С. 59 — 62.**

Розглянуто неградиційний метод передавання інформації про параметри мір одиниць фізичних величин та еталонів для повірки засобів вимірювальної техніки, що застосовуються у промисловості, без доставки їх до метрологічних лабораторій. Показано доцільність застосування нового методу метрологічного забезпечення засобів вимірювальної техніки з метою покращання характеристик їх точності.

Ил. 1. Библиогр.: 8 назв.

**On nontrivial methods of transmitting information on parameters of physical values units measures to the objects of measurement means / A.A. Karevik // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 108. P. 59 — 62.**

Nontrivial methods of transmitting information on parameters of physical values units measures and standards for checking the means of measurement, used in industry without delivering them to metrological laboratories, is considered. Expediency of applying the new method for metrological support to the measurement means with view to improve their precision is shown.

1 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.396.2

**Потенциальная точность измерения координат объектов матричными системами землеобзора** / Ю.Н. Агафонов, В.И. Антюфеев, В.Н. Быков, А.М. Гричанюк // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 63 — 68.

На основе границы Крамера — Рао оценена потенциальная точность измерения координат объекта прямоугольной формы матричными многолучевыми системами землеобзора. Показано, что оптимальное значение коэффициента перекрытия диаграмм направленности соседних лучей антенной системы должно находиться в пределах 1,3 ... 1,5.

Ил. 1. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.396.2

**Потенційна точність виміру координат об'єктів матричними системами землеогляду** / Ю.М. Агафонов, В.І. Антюфеев, В.М. Биков, О.М. Грічанюк // Радиотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 108. С. 63 — 68.

На основі межі Крамера — Рао оцінено потенційну точність виміру координат об'єкта прямокутної форми матричними багатопроменевими системами землеогляду. Показано, що оптимальне значення коефіцієнту перекриття діаграм спрямованості сусідніх променів антенної системи повинно бути в межах 1,3 ... 1,5.

Іл. 1. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.396.2

**Potential precision of objects coordinates measurement with matrix systems of Earth surface radar scan** / Y.N. Agafonov, V.I. Antyufeev, V.N. Bykov, A.M. Gritchanyk // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 108. P. 63 — 68.

Potential precision of the rectangular object coordinates measurement with matrix multibeam systems of the Earth surface radar scan was estimated on Cramer — Rao bound base. It was shown that the over-lap factor optimal value of the antenna system adjacent beams radiation patterns should be within the limits of 1,3 ... 1,5.

1 fig. Ref: 3 items.

**Методика и результаты оценки влияния погрешностей начальных условий на эффективность выполнения целевой задачи космического аппарата / Н.С. Пастушенко, С.В. Петров // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 69 — 75.**

Рассмотрена методика оценки влияния погрешностей в определении начальных условий движения космических аппаратов на эффективность выполнения их целевых задач. Показана зависимость результатов от технологии управления, точности и состава измерительной информации. Приведены и проанализированы данные модельного эксперимента.

Табл. 1. Библиогр.: 4 назв.

**Методика й результати оцінювання впливу похибок початкових умов на ефективність виконання цільової задачі космічного апарата / М.С. Пастушенко, С.В. Петров // Радиотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 108. С. 69 — 75.**

Розглянуто методіку оцінювання впливу похибок у визначенні початкових умов руху космічних апаратів на ефективність виконання їхніх цільових задач. Показано залежність результатів від технології управління, точності та складу вимірювальної інформації. Наведено й проаналізовано дані модельного експерименту.

Табл. 1. Бібліогр.: 4 назви.

**Methods and results for estimating influence of the initial conditions errors on a space vehicle target task performance efficiency / N.S. Pastushenko, S.V. Petrov // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 108. P. 69 — 75.**

Methods for estimating influence of errors in determining the space vehicles motion initial conditions on their target tasks performance efficiency are considered. Dependence of the results on the control technology, measuring information accuracy and structure is shown. The model experiment results are given and analyzed.

1 tab. Ref.: 4 items.

УДК 389.2

**Идентификация групповой меры частоты с использованием итерационных методов решения стационарных задач / Ю.И. Евдокименко, А.П. Нарезный // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 76 — 80.**

Предложен алгоритм идентификации системы, состоящей из группы мер частоты высокой точности и устройств парных сличений. Алгоритм базируется на использовании методов решения стационарных задач математической физики. Данный подход позволил минимизировать погрешности процесса идентификации рассматриваемой системы.

Библиогр.: 6 назв.

УДК 389.2

**Идентифікація групової міри частоти з використанням ітераційних методів рішення стаціонарних задач / Ю.І. Євдокименко, О.П. Нарезний // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 108. С. 76 — 80.**

Запропоновано алгоритм ідентифікації системи, що складається з групи мір частоти високої точності і пристроїв парних звірень. Алгоритм базується на використанні методів розв'язання стаціонарних задач математичної фізики. Даний підхід дозволив мінімізувати похибки процесу ідентифікації розглядуваної системи.

Бібліогр.: 6 назв.

UDC 389.2

**Identification of frequency group measure with iterative methods of stationary problems solution / Yu.I. Evdokimenko, A.P. Narezshny // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 108. P. 76 — 80.**

An algorithm for identification of the system, consisting of high precision frequency group measures and conjugate comparison devices, is put forward. This algorithm is based on the use of mathematical physics stationary problems solution methods. The given approach allowed to minimize the identification process errors of the system involved.

Ref.: 6 items.

УДК 621.375:621.382.029.6.001.63

**Влияние форм тока и напряжения коллектора на КПД транзисторного усилителя СВЧ-мощности класса F(H) с учетом параметрических эффектов / В.Г. Крыжановский, И.Н. Шевченко // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 81 — 88.**

Сформулированы требования к формам коллекторного тока и напряжения, при которых достигается максимальный КПД транзисторного усилителя СВЧ мощности (ТУМ) при максимальной выходной мощности. Доказано, что такие формы являются единственными.

Произведена оценка вклада в увеличение КПД ТУМ СВЧ параметрических эффектов преобразования энергии высших гармоник коллекторного тока и напряжения в энергию основной гармоники на нелинейной емкости коллекторного перехода.

Ил. 3. Библиогр. 5 назв.

УДК 621.375:621.382.029.6.001.63

**Вплив форм струму та напруги колектора на ККД транзисторного підсилювача НВЧ-потужності класу F(H) з урахуванням параметричних ефектів / В.Г. Крижанівський, І.М. Шевченко // Радиотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 108. С. 81 — 88.**

Сформульовано вимоги до форм колекторного струму та напруги, при яких досягається максимальний ККД транзисторного підсилювача НВЧ потужності (ТПП) при максимальній вихідній потужності. Доведено, що такі форми будуть єдиними.

Проведена оцінка вкладу у зріст ККД ТПП НВЧ параметричних ефектів трансформації енергії вищих гармонік колекторного струму та напруги в енергію основної гармоніки на нелінійній ємності колекторного переходу.

Іл. 3. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.375:621.382.029.6.001.63

**Influence of the collector current and voltage forms on efficiency of class F(H) microwave power transistor amplifier with regard to parametric effects / V.G. Krizhanovsky, I.N. Shevchenko // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 108. P. 81 — 88.**

Requirements to the forms of the collector current and voltage, when maximum efficiency of microwave power transistor amplifier is attained with maximum output power, have been studied. It has been proved that such forms are the unique ones. Evaluation of the contribution to the microwave power transistor amplifier efficiency of the parametric effects of transforming the collector current and voltage higher harmonics energy into the fundamental harmonic energy on the collector transition nonlinear capacity is carried out.

3 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.375.7

**К вопросу о параметрической регенерации колебаний** / Н.Г. Зуев, И.В. Салай, А.М. Титаренко, П.И. Чередников // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 89 — 95.

Приведен анализ параметрической регенерации в системе с нелинейностью, характеристика которой описывается трансцендентной функцией. Рассмотрены энергетические соотношения при параметрической регенерации.

Ил. 2. Библиогр.: 1 назв.

УДК 621. 375.7

**До питання про параметричну регенерацію коливань** / М.Г. Зуєв, І.В. Салай, О.М. Тітаренко, П.І. Чередніков // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 108. С. 89 — 95.

Наведено аналіз параметричної регенерації в системі з нелінійністю, характеристика якої описується трансцендентною функцією. Розглянуто енергетичні співвідношення при параметричній регенерації.

Іл. 2. Бібліогр.: 1 назва.

UDC 621. 375.7

**On the subject of oscillations parametric regeneration** / N.G. Zuyev, I.V. Salay, A.M. Titarenko, P.I. Cherednikov // Radiotekhnika. Ail-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 108. P. 89 — 95.

The paper presents the analysis of the parametric regeneration in the system with nonlinearity, discribed by transcendental function. Energetic relations with parametric regeneration are considered.

2 fig. Ref.: 1 item.

**Применение параметрических зонных колебаний в системах моделирования динамических процессов** / А.Л. Ерохин, А.Д. Меньяло, И.П. Чередников, П.И. Чередников // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 96 — 101.

Рассмотрены особенности применения параметрических зонных колебаний в системах моделирования и создание на их базе аналоговых процессоров, обладающих повышенным быстродействием, оперативностью, способностью моделировать вибрационные, электрические, тепловые воздействия и удары. Проведенные исследования показали, что применение параметрических колебательных систем с соответствующими связями в качестве моделирующих блоков позволяет решать дифференциальные уравнения с переменными коэффициентами с высокой степенью точности.

Ил. 2. Библиогр.: 6 назв.

**Застосування параметричних зонних коливань в системах моделювання динамічних процесів** / А.Л. Ерохін, О.Д. Міняйло, І.П. Чередніков, П.І. Чередніков // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 108. С. 96 — 101.

Розглянуто особливості застосування параметричних зонних коливань в системах моделювання та створення на їх базі аналогових процесорів, які мають підвищену швидкість, оперативність, здатність моделювати вібраційні, електричні, теплові впливи та удари. Проведені дослідження показали, що використання параметричних коливальних систем з відповідними зв'язками як моделюючих блоків дозволяє розв'язувати диференціальні рівняння із змінними коефіцієнтами з високим ступенем точності.

Ил. 2. Бібліогр.: 6 назв.

**Application of parametric zone oscillations in the systems of dynamic processes simulation** / A.L. Erokhin, A.D. Menyaylo, I.P. Cherednikov, P.I. Cherednikov // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 108. P. 96 — 101.

Distinctive features of parametric zone oscillations application to the simulation systems and creation of analogue processors, based on them, possessing increased operation speed, efficiency, ability to simulate vibrational, electric, heat effects and impacts are considered. The conducted researches have shown, that application of the parametric oscillating systems with the corresponding bonds as the simulating blocks allows to solve differential equations with variable coefficients with a high degree of accuracy.

2 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.385

**Исследование ионных колебаний в приборах со скрещенными полями /**

А.Н. Никитенко // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 102 — 110.

При эксплуатации приборов М-типа часто возникает проблема повышенного уровня шума.

В статье описаны результаты теоретических исследований параметров ионных колебаний, обусловленных присутствием остаточной атмосферы в таких приборах. Основываясь на графическом материале, можно определить частотные и амплитудные характеристики таких колебаний, а также их влияние на колебания в рабочей полосе частот.

Библиогр.: 2 назв.

УДК 621.385

**Дослідження іонних коливань у приладах зі схрещеними полями /**

О.М. Нікітенко // Радиотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 108 С. 102 — 110.

При експлуатації приладів М-типу надто часто виникає проблема підвищеного рівня шуму.

В статті подано результати теоретичних досліджень параметрів іонних коливань, що обумовлено наявністю залишкової атмосфери в таких приладах. Базуючись на графічному матеріалі, можна визначити частотні та амплітудні характеристики таких коливань, а також їх вплив на коливання у робочій смузі частот.

Бібліогр.: 2 назви.

UDC 621.385

**Ion oscillations' investigations in crossed-field devices / A.N. Nikitenko //**

Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 108 P. 102 — 110.

The increased noise level problem often arises, when operating M-type devices. Results of theoretical investigations into the parameter of ion oscillations stipulated by the residual atmosphere presence in such devices, are presented. Being based on a graphic material, one can define amplitude-frequency characteristics of such oscillations and their influence on operating band.

Ref.: 2 items.

УДК 621.396.677

**Метод оценивания спектра амплитудно-фазового распределения в фазированных антенных решетках / У. Р. Лиепинь, Ю. В. Петрашко // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 111 — 117.**

Приведено аналитическое описание алгоритма оценивания спектра амплитудно-фазового распределения линейных приемных антенных решеток. Показаны асимптотическая оптимальность алгоритма и методика аналитического оценивания погрешности оценивания спектра предложенным способом.

Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.396.677

**Метод оцінювання спектра амплітудно-фазового розподілу в фазованих антенних ґратках / У.Р. Лієпінь, Ю.В. Петрашко // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 108. С. 111 — 117.**

Наведено аналітичний опис алгоритму оцінювання спектра амплітудно-фазового розподілу лінійних приймальних антенних ґраток. Показані асимптотична оптимальність алгоритму та методика аналітичного оцінювання похибки оцінювання спектра запропонованим способом.

Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.396.677

**Method for estimating amplitude-phase distribution spectrum in phased arrays / U.R. Liepin, Yu V. Petrashko // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 108. P. 111 — 117.**

Analytical description of the algorithm for estimating the amplitude-phase distribution spectrum of linear receiving arrays is presented. The algorithm asymptotic optimality and procedures for analytical estimating of the spectrum estimate error with the proposed method are shown.

Ref.: 7 items.

УДК 621.317.799

**Моделирование СВЧ-измерителя параметров веществ резонаторного типа с малой апертурой / А.Ю. Панченко // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 118 — 121.**

Представлена методика расчета параметров резонаторных СВЧ-датчиков апертурного типа. Основанная на приближении заданного поля, методика отличается достаточной точностью и простотой, что позволяет реализовать ее на современных ЭВМ.

Ил. 3. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.317.799

**Моделювання НВЧ-вимірювача параметрів речовин резонаторного типу з малою апертурою / О.Ю. Панченко // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 108. С. 118 — 121.**

Подано методику розрахунку параметрів НВЧ-датчиків апертурного типу. Заснована на наближенні заданого поля, методика відрізняється достатньою точністю і простотою, що дозволяє використовувати її на сучасних ЕОМ.

Ил. 3. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.317.799

**Simulation of microwave gauge for measuring small-aperture resonator-type matters parameters / A.Yu. Panchenko // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 108. P. 118 — 121.**

The methods for calculating parameters of the aperture-type resonator microwave sensors are given. Based on the given field approximation, the methods offer a sufficient precision and simplicity, allowing to realize them using modern computers.

3 fig. Ref.: 3 items.

**Повышение скорости нарастания тока во взрывомагнитном генераторе с емкостной нагрузкой / В.И. Чумаков // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 122 — 129.**

Рассмотрена задача использования взрывомагнитного генератора (ВМГ) в качестве средства энергоснабжения в источниках электромагнитного излучения. Показано, что для повышения уровня мощности излучения необходимо обеспечить укорочение импульса и повышение скорости нарастания выходного тока ВМГ, что достигается выбором соответствующего закона изменения индуктивности, либо использованием схемы с емкостной нагрузкой. Рассмотрены функции выходного тока ВМГ в схеме, формирующей униполярный импульс в активной нагрузке ВМГ, и в схеме с емкостной нагрузкой, в которой реализуется колебательный режим изменения тока.

Ил. 7. Библиогр.: 10 назв.

**Підвищення швидкості наростання струму у вибуховомагнітному генераторі з ємкістним навантаженням / В.І. Чумаков // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 108. С. 122 — 129.**

Розглянуто задачу використання вибуховомагнітного генератора (ВМГ) в якості засобу енергоживлення в джерелах електромагнітного випромінювання. Показано, що для підвищення рівня потужності випромінювання необхідно забезпечити скорочення імпульсу та підвищення швидкості наростання вихідного струму ВМГ, що досягається вибором відповідного закону зміни індуктивності, або використанням схеми з ємкістним навантаженням. Розглянуто функції вихідного струму ВМГ в схемі, яка формує униполярний імпульс в активному навантаженні ВМГ, та в схемі з ємкістним навантаженням, в якій реалізується коливальний режим зміни струму.

Іл. 7. Бібліогр.: 10 назв.

**Current speed increasing acceleration in explosive-magnetic generator with capacitive load / V.I. Chumakov // Radiotechnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 108. P. 122 — 129.**

The problem of explosive-magnetic generator (EMG) use as a power supply in electromagnetic radiation sources is considered. It is shown that to increase the radiation power level it is necessary to ensure a pulse shortening and EMG current velocity increase, this is accomplished by choosing the corresponding law of inductance variation or using a capacity load circuit. EMG output current functions in the circuit forming a unipolar pulse in the EMG active load and in the capacity load circuit, where the oscillation regime of current variations is realized, are considered.

7 fig. Ref.: 10 items.

УДК 681.7.069

**Возможности оптимизации волоконно-оптических линий связи / А.И. Терещенко, С. О. Мартыненко // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 130 — 133.**

В данной статье сформулирована задача оптимизации в общем виде. Рассмотрены критерии оптимизации ВОЛС, варианты создания моделей ВОЛС с указанием преимуществ и недостатков каждого варианта.

Библиогр.: 5 назв.

УДК 681.7.069

**Можливості оптимізації волоконно-оптичних ліній зв'язку / О.І. Терещенко, С.О. Мартиненко // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 108. С. 130 — 133.**

В даній статті сформульовано задачу оптимізації у загальному вигляді. Розглянуто критерії ВОЛЗ, варіанти побудови моделей ВОЛЗ із зазначенням переваг та недоліків кожного з варіантів.

Бібліогр.: 5 назв.

UDC 681.7.069

**Possibilities of fibre-optical communication lines optimization / A.I. Tereshchenko, S.O. Martynenko // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 108. P. 130 — 133.**

The optimization problem has been formulated in this paper in a general form. FOCS optimization criteria are considered, alternate versions of FOCS models creation, with indication of each version advantages and shortages, are analyzed.

Ref.: 5 items.

УДК 621.373:826.038.823

**Определение релаксационных констант молекулы  $\text{CH}_3\text{CN}$**  / В.М. Бакуменко, Л.Д. Фесенко, А.В. Бакуменко // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 134 — 137.

Определены константы колебательной релаксации субмиллиметрового лазера с оптической накачкой на переходе 393 мкм молекулы  $\text{CH}_3\text{CN}$  путем аппроксимации по методу наименьших квадратов экспериментальной зависимости скорости затухания переходного процесса от давления. Оценены погрешности измерений.

Ил. 1. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.373:826.038.823

**Визначення релаксійних констант молекули  $\text{CH}_3\text{CN}$**  / В.М. Бакуменко, Л.Д. Фесенко, А.В. Бакуменко // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. науч.-техн. зб. 1998. Вип. 108. С. 134 — 137.

Визначено константи коливальної релаксації субміліметрового лазера з оптичною накачкою на переході 393 мкм молекули  $\text{CH}_3\text{CN}$  шляхом апроксимації по методу найменших квадратів експериментальної залежності швидкості затухання перехідного процесу від тиску. Проведено оцінку похибок вимірювань.

Іл. 1. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.373:826.038.823

**Definition of  $\text{CH}_3\text{CN}$  molecules relaxation constants** / V.M. Bakumenko, L.D. Fesenko, A.V. Bakumenko // Radiotekhnika. All-Ukrainian Sci. Interdep. Mag. 1998. N 108. P. 134 — 137.

Vibrating relaxation constants of the submillimeter optically pumped laser on  $\text{CH}_3\text{CN}$  molecule 393 microns passage are defined through approximation by the method of least squares of the transient decay rate experimental dependence on pressure. The measurement errors are estimated.

1 fig. Ref: 3 items.

**Влияние температурной зависимости коэффициента усиления на динамическое поведение лазера поверхностного излучения с вертикальным резонатором / И.А. Сухоиванов, М.В. Самохвалов // Радиотехника. Всеукр. медвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 138 — 145.**

Данная работа посвящена проблеме моделирования лазеров с вертикальным резонатором с целью оптимизации методов расчета характеристик. В данной работе рассчитывались характеристики лазеров с имплантированным слоем на основе AlGaAs/GaAs при помощи метода волнового распространения и системы скоростных уравнений. Получены модуляционные характеристики, проведен анализ зависимости длины волны излучения от температурного коэффициента усиления, проведена оценка влияния температуры на ширину полосы модуляции.

Ил. 6. Библиогр.: 5 назв.

**Вплив температурної залежності коефіцієнту підсилювання на динамічну поведінку лазера поверхневого випромінювання з вертикальним резонатором / І.О. Сухоїванов, М.В. Самохвалов // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 108. С. 138 — 145.**

Робота присвячена проблемі моделювання лазерів з вертикальним резонатором з метою оптимізації методів розрахунку характеристик. У цій роботі розраховано характеристики лазерів з імплантованим шаром на основі AlGaAs/GaAs за допомогою метода хвильового поширення та системи швидкісних рівнянь. Одержано модуляційні характеристики, проведено аналіз залежності довжини хвилі випромінювання від температурного коефіцієнту підсилювання, проведено оцінювання впливу температури на ширину полоси модуляції.

Іл. 6. Бібліогр.: 5 назв.

**Influence of the temperature gain coefficient on the VCSEL dynamic behavior / I.A. Sukhoivanov, M.V. Samokhvalov // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N. 108. P. 138 — 145.**

The given work is devoted to the problem of vertical cavity surface emitting lasers simulation for optimization of the numerical models. We investigate the AlGaAs/GaAs VCSEL's behavior with implanted layer with the help of beam propagation method and rate equations system. The modulation characteristics are obtained, the analysis of the dependence of the radiative wavelength on the temperature gain coefficient is carried out, the evaluation of influence of temperature on the modulation bandwidth is carried out.

6 fig. Ref: 5 items.

УДК 533.9:621

**Исследование эффектов воздействия мощного широкополосного оптического излучения на оптико-электронные приборы / С.Н. Шостко, Ю.Ф. Лонин, В.И. Чумаков и др. // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 146 — 152.**

Рассмотрены результаты экспериментальных исследований эффектов ослепления оптико-электронных приборов в результате воздействия мощного широкополосного импульсного электромагнитного излучения оптического диапазона. Дано описание экспериментальной установки на основе магнитоплазменного компрессора и методики проведения испытаний. Показано, что время ослепления оптико-электронных приборов различных типов значительно превышает длительность высокоинтенсивного воздействия.

УДК 533.9:621

**Дослідження ефектів впливу потужного широкопосмугового оптичного випромінювання на оптико-електронні прилади / С.М. Шостко, Ю.Ф. Лонін, В.І. Чумаков та ін. // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 108. С. 146 — 152.**

Розглянуто результати експериментальних досліджень ефектів осліплення оптико-електронних приладів у результаті діяння потужного широкопосмугового імпульсного електромагнітного випромінювання оптичного діапазона. Дано опис експериментальної установки на основі магнітоплазмового компресора та методики проведення випробувань. Показано, що час осліплення оптико-електронних приладів різних типів значно перевищує тривалість високоінтенсивного діяння.

UDC 533.9:621

**Investigations of high-intensity wide-band optic radiation action on optical-electronic devices / S.N. Shostko, Yu.F. Lonin, V.I. Chumakov et al. // Radiotekhnika Ail-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N. 108. P. 146 — 152.**

Experimental investigation results of blinding effects of optical-electronic devices as a result of action of powerful wide-band optic radiation are considered. Experimental equipment based on magnetoplasmatic compressor and methods of investigations are described. The blinding time of several types of optical-electronic devices is shown considerably exceeding the duration of high-intensity action

УДК 621. 396. 019. 3

**Алгоритм адаптивной пространственной фильтрации для сетей связи с подвижными объектами / Л.А. Титаренко // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 153 — 156.**

Для улучшения помехозащищенности в системах радиосвязи рассмотрено применение алгоритмов адаптивной пространственной фильтрации оптимальных по критерию максимума отношения сигнал/(помеха+шум). На основе имитационного моделирования приведена сравнительная характеристика эффективности алгоритмов.

Ил. 1. Библиогр.: 2 назв.

УДК 621. 396. 019. 3

**Алгоритм адаптивної просторової фільтрації для мереж зв'язку з рухомими об'єктами / Л.О. Титаренко // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 108. С. 153 — 156.**

Для поліпшення завадозахищеності у системах радіозв'язку розглянуто застосування алгоритмів адаптивної просторової фільтрації, які оптимальні за критерієм максимуму відношення сигнал/(завада+шум). На підставі імітаційного моделювання надана порівняльна характеристика ефективності алгоритмів.

Іл. 1. Бібліогр.: 2 назв.

UDC 621. 396 019. 3

**Algorithm of adaptive spatial filtration in communication networks of mobile objects / L.A. Titarenko // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N. 108. P. 153 — 156.**

The application of algorithms of an adaptive spatial filtration that are optimal with the criterion of a maximum of the signal / (interference + noise) relation is considered for reduction of interference effects in radio communication systems. By means of imitation modeling the comparison of algorithms' efficiency is fulfilled.

1 fig. Ref.: 2 items.

УДК 621.396.2

**Квазими́нимаксний підхід к побудові робастних адаптивних антенних решіток / Л.А. Титаренко // Радіотехніка. Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 157 — 160.**

В теорії адаптивних антенних решіток важливою проблемою є створення робастних алгоритмів управління — алгоритмів з пониженою чутливістю до неточностей в апріорних даних. В роботі запропоновано підхід до синтезу робастних алгоритмів, що полягає в забезпеченні при максимальній помилці в апріорних даних значення вихідного відношення сигнал/(завада+шум), що перевищує необхідну (порогову) величину.

Ил. 1. Библиогр.: 2 назв.

УДК 621.396.2

**Квазімінімаксний підхід до побудови робастних адаптивних антенних ґраток / Л.О. Титаренко // Радіотехніка. Всеукр. науч.-техн. зб. 1998. Вып. 108. С. 157 — 160.**

В теорії адаптивних антенних ґраток важливою проблемою є створення робастних алгоритмів управління — алгоритмів з пониженою чутливістю до неточностей в апріорних даних. В роботі запропоновано підхід до синтезу робастних алгоритмів, що полягає в забезпеченні при максимальній помилці в апріорних даних значення вихідного відношення сигнал/(завада+шум), що перевищує необхідну (порогову) величину.

Л. 1. Бібліогр.: 2 назв.

UDC 621.396.2

**Quasiminimax approach to construction of robust adaptive antenna arrays / L.A. Titarenko // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N. 108. P. 157 — 160.**

In the theory of adaptive antenna arrays the important problem is the creation of robust control algorithms — algorithms with reduced sensitivity to inaccuracies of a priori data. The paper offers the approach to synthesis of robust algorithms consisting in providing the value of the output signal/(interference + noise) relation exceeding the required (threshold) value with a maximum error in a priori data.

1 fig. Ref.: 2 items.

УДК 621.396.946.2

**Территориальное планирование сотовых сетей связи с оценкой интегральных показателей качества** / Ю.В. Билоус, О.В. Билоус, В.Ф. Олейник // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 161 — 170.

Рассмотрен подход к территориальному планированию сотовых сетей связи большой пропускной способности, основанный на определении вероятности отказа установленного радиоканала связи с подвижным абонентом. Полученные в замкнутой форме выражения для определения вероятности отказа, учитывают сигнально-помеховую обстановку в сети и возможные процедуры взаимодействия подвижной и базовой станций.

Табл. 1. Ил. 1. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.396.946.2

**Територіальне планування сотових мереж зв'язку з оцінкою інтегральних показників якості** / Ю.В. Білоус, О.В. Білоус, В.Ф. Олійник // Радиотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 108. С. 161 — 170.

Розглянуто підхід до територіального планування сотових мереж зв'язку високої пропускної здатності, який ґрунтується на визначенні ймовірності відмови встановленого радіоканалу зв'язку із рухомим абонентом. Отримані у замкненій формі вирази для визначення ймовірності відмови враховують сигнально-завадову обстановку у мережі і можливі процедури взаємодії рухомої і базової станцій.

Табл. 1. Іл. 1. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.396.946.2

**Territorial planning of honeycomb communication network with integral quality indices estimation** / J.V. Bilous, O.V. Bilous, V.F. Olijnik // Radiotechnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 108. P. 161 — 170.

Approach to the territorial planning of high channel capacity honeycomb communication networks, based on determination of the probability of failure in a communication channel connection with a mobile user, is considered. Expressions for determining the failure probability, obtained in the closed form, incorporate the network signal and interference conditions and virtual procedures of interaction between a mobile and base stations.

1 tab. 1 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.394/396.019.3

**Назначение оптимального количества частот в сотовых сетях связи по результатам имитационного моделирования / Ю.В. Белоус, О.В. Белоус, А.Г. Малицкий // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 171 — 182.**

Рассмотрен вопрос назначения оптимального количества частотных каналов на базовые станции сотовой сети связи на основе результатов машинного эксперимента с имитационной моделью сотовой сети связи. Исследован вопрос влияния числа каналов базовой станции на важные вероятностно-временные характеристики абонентского доступа к ресурсу сотовой сети связи.

Ил. 10. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.394/396.019.3

**Призначення оптимальної кількості частот у сотових мережах зв'язку за результатами імітаційного моделювання / Ю.В. Білоус, О.В. Білоус, О.Г. Малицький // Радиотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 108. С. 171 — 182.**

Розглянуто питання призначення оптимальної кількості частотних каналів на базові станції сотової мережі зв'язку на основі результатів машинного експерименту із імітаційною моделлю сотової мережі зв'язку. Досліджено питання впливу кількості каналів базової станції на важливі ймовірнісно-часові характеристики абонентського доступу до ресурсу сотової мережі зв'язку.

Іл. 10. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.394/396.019.3

**Optimum frequencies member assignment in the honeycomb communication networks by the simulation modeling / J.V. Bilous, O.V. Bilous, A.G. Malitsky // Radiotechnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 108. P. 171 — 182.**

The problem of assigning the optimal frequency channels number to the base honeycomb communication networks, using the results of the computer experiment with the honeycomb communication network simulation model, was considered. Influence of the base station channels number of important probability characteristic and time response of user's access to the honeycomb communication network resource was studied.

10 fig. Ref.: 5 items.

**Эффективность использования МВС в односторонних системах передачи /** В.Н. Захарченко, И.А. Киреев, В.В. Топалов, А.И. Липчанский // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 183 — 189.

Избыточные многопозиционные временные сигналы (МВС) позволяют реализовать конструкции на интервале меньшем длительности слова разрядно-цифрового кода, эти конструкции обеспечивают исправление  $i$ -кратных ошибок смещения значащих моментов воспроизведения (ЗМВ). Предложен алгоритм двукратного повторения избыточных кодов слов на базе многопозиционных временных сигналов; экспериментально выбран интервал повторения.

Табл. 4. Библиогр.: 4 назв.

**Ефективність використання БЧС в однобічних системах передачі /** В.Н. Захарченко, І.А. Кирєєв, А.І. Липчанський // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 108. С. 183 — 189.

Надлишкові багатопозиційні часові сигнали (БЧС) дозволяють реалізувати конструкції на інтервалі, який менший, ніж довжина слова розрядно-цифрового коду, ці конструкції забезпечують виправлення  $i$ -кратних помилок зсуву значущих моментів відтворення (ЗМВ). Запропонований алгоритм двократного повторення надлишкових кодів слів на базі багатопозиційних часових сигналів; експериментально обрано інтервал повторення.

Табл. 4. Бібліогр.: 4 назв.

**Efficiency of MTS application in one-side transmission systems /** V.N. Zakharchenko, I.A. Kirejev, V.V. Topalov, A.I. Lipchansky // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 108. P. 183 — 189.

The redundant multipositional time signals (MTS) allow to realize constructions on the interval less than a digital code word duration, these constructions ensuring correction of  $i$ -multiple errors of reproduction significant moments (RSM) displacement. The algorithm of reiterated redundant words code recurrence, based on the multipositional time signals, is offered; the recurrence interval is chosen experimentally.

4 tab. Ref.: 4 items.

**Скорость вхождения в фазу стартстопного приемника системы, использующей МВК** / А.В. Зименко, А.П. Улеев, А.В. Драганов, В.П. Гайдар // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 190 — 198.

Стартстопные приемники, обеспечивающие работу систем на базе разрядно-цифровых кодов, автоматически с определенной вероятностью за счет переменного числа значащих моментов модуляции входят в фазу через несколько циклов. Сигнальные конструкции, реализованные на базе многопозиционных временных сигналов, имеют постоянное число моментов модуляции, что не позволяет автоматическое фазирование приемника. Предложен алгоритм оценки фазового состояния приемника в первом цикле и принудительного фазирования во втором.

Табл. 3. Ил. 5. Библиогр.: 4 назв.

**Швидкість входу в фазу стартстопового приймача системи, яка використовує БЧК** / О.В. Зименко, О.П. Улеєв, О.В. Драганов, В.П. Гайдар // Радиотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 108. С. 190 — 198.

Стартстопові приймачі, які забезпечують роботу систем на базі розрядно-цифрових кодів, автоматично з визначеною вірогідністю за рахунок змінного числа значущих моментів модуляції входять в фазу через декілька циклів. Сигнальні конструкції, реалізовані на базі багатопозиційних часових сигналів, мають постійне число моментів модуляції, що не дозволяє автоматичне фазування приймача. Запропоновано алгоритм оцінки фазового стану приймача в першому циклі і примусового фазування в другому.

Табл. 3. Іл. 5. Бібліогр.: 4 назв.

**Velocity of entry into the phase of start-stop receiver of the MTS-based system** / A.V. Zimenko, A.P. Ulejev, A.V. Draganov, V.P. Gajdar // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 108. P. 190 — 198.

The start-stop receivers, ensuring operation of the digital code based systems, enter the phase in several cycles at the expense of a variable number of modulation significant moments. The signal structures, realized on the basis of the multipositional time signals, have a constant number of modulation moments giving no way of the receiver automatic phasing. The algorithm for estimating the receiver phase state in the first cycle and forced phasing in the second cycle is offered.

Tab. 3. Fig. 5. Ref.: 4 items.

**Группирование ошибок на интервале сигнальной конструкции разрядно-цифрового кода** / В.Н. Захарченко, В.В. Топалов, А.П. Улеев, А.И. Липчанский // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1998. Вып. 108. С. 199 — 205.

Экспериментально доказано, что на реальных каналах связи ошибки группируются на интервале 4 — 5 единичных элементов, следующих подряд. Этот факт позволяет за счет кодов, исправляющих или обнаруживающих локализованные ошибки, обеспечивать заданное количество при меньшей избыточности. Проведены расчеты эффективности применения кодов Файера.

Табл. 6. Ил. 2. Библиогр.: 3 назв.

**Групування помибок на інтервалі сигнальної конструкції розрядно-цифрового коду** / В.Н. Захарченко, В.В. Топалов, А.П. Улеев, А.І. Липчанський // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1998. Вип. 108. С. 199 — 205.

Експериментально доведено, що на реальних каналах зв'язку помилки групуються на інтервалі 4 — 5 одиничних елементів, які йдуть один за одним. Цей факт дозволяє за рахунок кодів, що виправляють або виявляють локалізовані помилки, забезпечити дану кількість при меншій надмірності. Проведено розрахунки ефективності застосування кодів Файера.

Табл. 6. Іл. 2. Бібліогр.: 3 назв.

**Error grouping on the digit code signal construction interval** / V.N. Zakharchenko, V.V. Topalov, A.P. Ulejev, A.I. Lipchansky // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1998. N 108. P. 199 — 205.

It has been proved experimentally, that in the real communication channels errors group on the interval of 4-5 unit elements following in succession. This allows to ensure preassigned amount with smaller redundancy at the expense of the codes correcting or detecting the localized errors. Frayer's codes application efficiency estimates were carried out.

Tab. 6. Fig. 2. Ref.: 3 items.