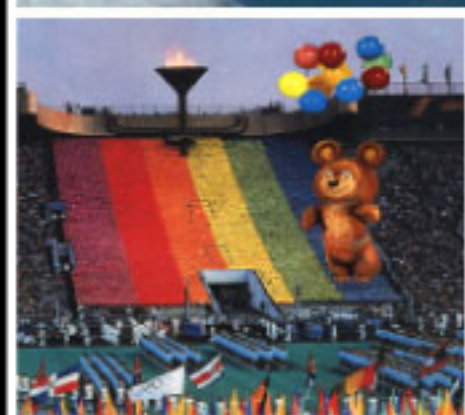


ТРА

**ТЕХНОЛОГИЯ И
КОНСТРУИРОВАНИЕ В
ЭЛЕКТРОННОЙ
АППАРАТУРЕ**

Одесский НИИТТ



*См. в номере:
от телепередач
с "Олимпиады-80"
до космического
зондирования Земли*

4 2003

ИЮЛЬ — АВГУСТ



СХЕМОТЕХНИКА—

научно–технический журнал,

в котором публикуются материалы по различным направлениям радиоэлектроники. В нем описываются практические конструкции электронных устройств, работе с системами автоматизированного проектирования, теоретические основы радиоэлектроники, излагаются новые идеи, приводятся справочные данные на новые и перспективные компоненты и особенности их применения. Основные разделы журнала – Автоматика, Автоэлектроника, Аудиотехника, Измерительная техника, Источники питания, КВ/УКВ, Основы схемотехники, Электроника в быту, Системы безопасности, Цифровая техника, Связь и сетевые технологии, Софт, Технологии, Справочный листок.

Журнал уделяет большое внимание вопросам разработки микропроцессорных устройств – приводит сведения по современным микропроцессорам, рассказывает о приемах разработки программ для них, о способах и приборах для их программирования, публикует конструкции с использованием микропроцессоров.

Каждый номер содержит общеобразовательные статьи и десятки описаний разнообразных электронных устройств различного уровня сложности.

Конструкции, описываемые в журнале, могут представлять интерес не только для индивидуального повторения, но и для серийного или мелкосерийного производства.

Журнал систематически публикует описания устройств, которые можно изготовить из наборов, разработанных специалистами фирмы MASTER KIT. Журнал рассчитан на широкую читательскую аудиторию – на специалистов и инженеров, студентов профильных ВУЗов и радиолюбителей. Участие в создании журнала высококвалифицированных авторов, тщательная подготовка материалов, оригинальные схемотехнические решения и идеи способствуют его растущей популярности.

Периодичность выпуска – 12 номеров в год, объем 56–64 стр.

Подписной индекс в каталоге агентства "Роспечать" – 80724,

в каталоге "Пресса России" – 41733,

на Украине в каталоге KSS – 10540.

E-mail: editor@den.ru, <http://www.den.ru>

тел./факс (095) 285-17-75.

121351, Москва, ул. Ивана Френко, д. 40, стр. 2.

НАУЧНО–ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

«ТЕХНОЛОГИЯ И КОНСТРУИРОВАНИЕ В ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ»



Журнал издаётся при поддержке
Министерства промышленной
политики Украины,

НПП «Сатурн» (г. Киев),

НПП «Карат» (г. Львов),

СКБ «Молиния»,

Политехнического университета

(г. Одесса),

ЦКБ «Ритм» (г. Черновцы)

и других предприятий и организаций

ПОДПИСКА НА ЖУРНАЛ

Отделения связи Украины. «Каталог видань України». Индекс 71141.

Отделения связи России. Каталог «Пресса России». Индекс 71141.

Подписное агентство «Идея», www.idea.com.ua,
тел./факс +038 (062)381-09-32. Индекс 11146.

Подписное агентство «KSS», www.kss.kiev.ua,
тел. +038 (044)464-02-20. Индекс 20363.

Редакция «ТКЭА», Украина, 65005, г. Одесса, ул. Прохоровская, 45.
E-mail <tkea@odessa.net>, тел. (048)733-72-83, тел./факс (048)733-67-91.

Редакция: А. А. Ефименко, Е. Н. Курдюкова, Л. М. Лейдерман,
А. Н. Овищенко, Е. А. Тихонова, М. С. Хлопова.

Компьютерное обеспечение: В. Ю. Ткаченко, П. В. Назаров.

Техническая редакция, дизайн: Е. И. Корсунья.

Подписано к печати 07.08 2003 г. Формат 60×84 1/8.

Печать офсетная. Печ. л. 8,0. Уч.-изд. л. 9,9. Тираж 700 экз. Заказ № 32.

Издательство «Нептун-Технология»

(65028, г. Одесса, ул. Б. Хмельницкого, 59).

Отпечатано в типографии издательства «ТЭС»

(65012, г. Одесса, ул. Канатная, 81/2).

ЗМІСТ

Одеський НДІТТ: тридцять років у телевізійній техніці. *В. І. Белявський* (3)
Технічна політика
 Техніка і технологія систем міліметрових хвиль. *В. М. Чміль, К. С. Сундучков, І. К. Сундучков* (6)
 Архітектура фіксованих систем широко-смугового радіодоступу. *С. О. Кравчук* (15)
Проектування. Конструювання
 Концептуальний алгоритм механіко-міцнісного проектування базових несучих конструкцій РЕЗ. *А. С. Кондрашов, В. І. Шелест* (19)
 Виділення у графі найбільшого повного підграфа в задачах автоматизації проектування. *С. Ю. Лузін, О. Б. Полубасов* (22)
 Високостабільні хвилевідні смуго-пропускаючі фільтри з розширеним діапазоном перестроювання. *Ф. Ф. Дубровка, П. Я. Степаненко, М. М. Бердар, А. А. Короцинський* (26)
 Гіраторний еквівалент індуктивності у вхідному колі радіоприймача. *О. М. Негоденко, Є. Б. Лук'яненко, С. І. Липко, О. О. Хвостенко* (31)
Сигналоперетворюючі системи
 Космічний радіолокатор середнього виокремлення з широкою смугою огляду. *О. С. Курекін, О. С. Гавриленко, В. Б. Єфімов, О. В. Ситнік, А. П. Євдокимов, В. В. Крижановський* (33)
 Сигма-дельта-модулятори та АЦП. *В. С. Голуб* (35)
 Використання гідроакустичної системи для дешифрування аерокосмічних знімків. *Т. І. Нізамов* (42)
Оптоелектроніка
 Підсилення току в інжекційних фотодіодах з польовим електродом. *І. М. Вікулін, Ш. Д. Курмашев, Р. Г. Сидорець, Ю. Г. Туманов* (46)
Датчики
 Перетворення низькочастотних флуктуацій електропровідності в датчиках з нелінійною вольт-амперною характеристикою. *А. Г. Головко* (50)
Електроніка та екологія
 Радіофізичний комплекс глобального моніторингу Землі. *В. Б. Єфімов, А. С. Курекін, О. С. Гавриленко, Д. М. Бичков, В. М. Цимбал, В. О. Комяк, С. А. Шило, А. П. Євдокимов, В. В. Крижановський, Ю. Д. Салтиков* (52)
 Проблеми створення багатокомпонентних газоаналізаторів індивідуального користування. *Г. О. Дев'ятко, С. А. Лацис, В. Я. Подольський* (53)
Технологія виробництва
 Підсумки та перспективи розвитку технології мікрохвильового нагріву діелектричних матеріалів. *Б. О. Дем'янюк, М. В. Оленев* (57)
Матеріали електроніки
 Деградаційні перетворення в твердих тілах, що топологічно розпорядковані: 1. Математичні моделі кінетики. *М. М. Ваків, В. О. Баліцька, О. Й. Шпотюк, Б. Буткевич* (61)

CONTENT

Odessa television technology scientific research institute: thirty years at television equipment. *Beljavsky V. I.* (3)
Technical polytic
 Engineering and technology of systems of a millimeter-wave. *Chmil V. M., Sunduchkov K. S., Sunduchkov I. K.* (6)
 Architecture of the fixed broadband radioaccess systems. *Kravchuk S. A.* (15)
Designing. Construction
 Conceptual algorithm for electronic equipment base cases designing from point of their mechanical toughness. *Kondrashov A. S., Shelest V. I.* (19)
 Maximal clique search in CAD tasks. *Luzin S. Yu., Polubasov O. B.* (22)
 High stability waveguide bandpass filters with wideband tuning. *Dubrovka F. F., Stepanenko P. Ya., Berdar M. M., Korotsynsky A. A.* (26)
 Girator's equivalent of inductance in the input circuit of the radioreceiver. *Negodenko O. N., Lukianenko E. B., Lipko S. I., Chvostenko A. A.* (31)
Signal-converting systems
 Spaceborne SAR middle resolution with wide swath width. *Kurekin A. S., Gavrilenko A. S., Yefimov V. B., Sytnik O. V., Yevdokimov A. P., Kryzhanovsky V. V.* (33)
 Sigma-delta modulators and ADCs. *Golub V. S.* (35)
 The use of hydroacoustic systems for decoding of aerospace images. *Nizamov T. I.* (42)
Optoelectronics
 The current amplification of injection photodiodes with field-effect contact. *Vikulin I. M., Kurmashev Sh. D., Sidorets R. G., Tumanov Yu. G.* (46)
Sensors
 Transformation of low-frequency conductivity fluctuations at gauges with nonlinear current-voltage characteristic. *Golovko A. G.* (50)
Electronic and ecology
 Radiophysical complex global monitoring of the Earth. *Yefimov V. B., Kurekin A. S., Gavrilenko A. S., Bychkov D. M., Tsybal V. N., Komyak V. A., Shilo S. A., Yevdokimov A. P., Kryzhanovsky V. V., Salytkov Yu. D.* (52)
 The problems of the individual use multi-component gas analyzers design. *Devyatko G. A., Lacs S. A., Podolskiy V. Ya.* (53)
Production technology
 Results and prospects of development of technology of microwave heating of dielectric materials. *Dem'yanchuk B. A., Olenev N. V.* (57)
Materials of electronics
 Degradation transformations in topological-disordered solids: 1. Mathematical models of kinetics. *Vakiv N. M., Balitskaya V. A., Shpotyuk O. I., Butkevich B.* (61)

1973 г., сентябрь. Приказ МРП СССР о создании Одесского филиала ВНИИ телевидения.

1978 г. Полиграфической промышленности поставлены первые 5 комплектов системы для настройки цветоделителей-цветокорректоров при получении полиграфических репродукций.

1980 г. Создан комплекс из 26 телекиноаппаратных Олимпийского телецентра в Останкино.

1980 г. Совместно с ЦКБК Госкино СССР создан телевизионный анализатор определения условий цветокоррекции цветных негативных киноматериалов при печати цветных фильмов для телевидения и кино.

1981 г. Разработана и внедрена в серийное производство система телевизионного вещания для морского флота.

1981 г. Создан телевизионный комплекс наружного наблюдения для подводных аппаратов.

1983 г. Для космической станции «Салют» разработан цифровой телевизионный комплекс «Борт—Земля» для передачи видеозображений высокой четкости.

1984 г. Создан и введен в эксплуатацию телевизионный центр морского флота.

1986 г. Разработаны бортовые самолетно-вертолетные и судовые ТВ-системы для поиска подводных объектов.

1988 г. Разработана помехоустойчивая система цветного телевидения «Земля—Земля» для передачи телевизионного сигнала через спутники «Молния».

1990 г. Разработана и доставлена на космическую станцию «Мир» помехоустойчивая система цветного телевидения для ведения репортажей с борта.

1991 г. Разработана аппаратура передачи телевизионных изображений подводного малокадрового телевидения.

1991 г., июль. Одесский филиал ВНИИ телевидения преобразован в Одесский НИИ телевизионной техники (ОНИИТТ).

1993 г. Разработаны комплекс аппаратных телецентра Второй программы Украинского телевидения на базе «Укртелефильма», аппаратура кабельной сети внутреннего телевидения для УГТРК.

1995—1996 гг. По заказу Европейского космического агентства и Немецкого космического агентства разработана научная аппаратура для космической станции «Мир».

1999 г. Разработана и внедрена в серийное производство бортовая информационно-развлекательная система для самолета АН-140.

2003 г. Изготовлена и готовится к запуску на микроспутнике «Микрон» малогабаритная телевизионная камера видимого диапазона для дистанционного зондирования Земли.

2003 г. 30 лет научно-производственной деятельности коллектива Одесского НИИ телевизионной техники.

ОДЕССКИЙ НИИТТ: ТРИДЦАТЬ ЛЕТ В ТЕЛЕВИЗИОННОЙ ТЕХНИКЕ

Телевидение как отрасль включает в себя широкий спектр прикладных направлений.

Бурно развивающиеся системы телевизионного вещания требуют освоения новых стандартов, повышения качества цветного изображения, эффективности каналов передачи, разрешающей способности и чувствительности ТВ-аппаратуры.

Необходимость внедрения телевизионных систем для повышения качества производимой продукции ощущается в кино- и полиграфической промышленности.

Получают интенсивное развитие телевизионные системы наблюдения в задачах освоения космоса, дистанционного зондирования Земли. Для исследования природных ресурсов морей и океанов, проведения поисково-спасательных работ незаменимыми становятся глубоководные аппараты, оснащенные телевизионной аппаратурой.

Качественно новые характеристики и возможности получает военная техника в различных родах войск, снабженная телевизионными системами.

К началу 1970-х годов трудно было найти область науки и техники, где бы не применялись телевизионные системы различного назначения, для создания которых необходим значительный научно-технический и производственный потенциал. Увеличивающийся с каждым годом спрос на телевизионную технику для народного хозяйства требовал создания новых предприятий для ее разработки и производства.

Основным законодателем и исполнителем в решении вышеперечисленных проблем в то время был Всесоюзный НИИ телевидения (ВНИИТ), созданный в 1946 г. в Ленинграде. Руководство этого института в лице его директора И. А. Росселевича в 1970 г. было заинтриговано дерзким предложением начальника небольшой телевизионной лаборатории одесского НИИ «Шторм» В. Л. Мазуренко создать на базе этой лаборатории филиал ВНИИТ. (Лаборатория в то время занималась исследованиями и разработкой телевизионной аппаратуры, моделирующей основные стадии получения цветных фильмокопий и позволявшей оперативно получать условия цветокоррекции при печати их с негативных киноматериалов.) Предложение было принято.

И вот 30 лет назад приказом по главному предприятию во исполнение приказа Министра радиотехнической промышленности в Одессе был создан филиал Всесоюзного НИИ телевидения (ОФ ВНИИТ). Директором был назначен И. И. Коноводченко, главным инженером — В. Л. Мазуренко.

За Одесским филиалом были закреплены следующие технические направления:

— создание студийного и внестудийного оборудования для цветного телевидения;

— разработка телевизионных систем для морского флота;

— разработка телевизионных устройств для кино- и полиграфической промышленности.

Для выполнения работ, возложенных на филиал, решением коллегии Министерства по согласованию с Совмином УССР было решено организовать опытный завод в Ильичевске.

Только за два последующих года коллектив филиала вырос с 25 до 450 человек. Так же быстро рос портфель заказов. Если в 1973 г. филиал вел работы по двум темам, то уже в 1975 г. его тематика насчитывала 14 тем, по семи из которых он являлся головным исполнителем.

В 1976 г. началась реализация программы по оснащению морского флота средствами телевизионной техники развлекательного характера для снижения психологической нагрузки экипажа, в рамках которой была создана, испытана на различных типах кораблей и внедрена в серийное производство кабельная система телевизионного вещания. За 10 лет серийного производства эти системы были введены в эксплуатацию на нескольких сотнях объектов. Дальнейшее развитие это направление получило в новых НИР и ОКР, в результате чего в 1991 г. начала выпускаться модернизированная корабельная система телевизионного вещания. Разработка защищена авторским свидетельством, аппаратура и сегодня серийно выпускается НИИ телевидения (г. Санкт-Петербург).

Успешно завершилась в 1978 г. опытно-конструкторская работа, в результате которой полиграфическая промышленность получила 5 комплектов аппаратуры, позволяющей моделировать процесс получения полиграфических репродукций и оперативно осуществлять настройку цветodelителей-цветокорректоров.

Филиал принял непосредственное участие в создании и введении в эксплуатацию большого радиотелевизионного Олимпийского комплекса в Москве. Было разработано, изготовлено и поставлено 26 телекиноаппаратных III поколения. Сотрудники института осуществили монтаж аппаратуры и принимали участие в трансляции игр «Олимпиада-80». Ряд ведущих специалистов за эту работу были отмечены государственными наградами.

В конце 1970-х — начале 1980-х годов совместно с ВНИИТ проводятся интенсивные научно-исследовательские работы по цифровому телевидению, использованию цифровых методов и средств вычислительной техники для обработки видеoinформации в прикладных телевизионных системах, ставшие основой для выдачи рекомендации МККР № 601 на цифровое кодирование ТВ-сигналов. Создаются системы и приборы обработки ТВ-сигналов IV поколения — многофункциональные синхронизаторы, транскодеры, цифровые микшиеры, цифровые приемники спутникового телевидения, системы уплотнения телевизионных сигналов и др. Были созданы опытные образцы цифровых телевизионных аппаратных, получившие высокую оценку на международных выставках по уровню применения цифровых технологий в телевизионном вещании. Аппаратура выпускалась серийно и была защищена одиннадцатью авторскими свидетельствами, кандидатской диссертацией.

Продолжается стремительный рост предприятия. Коллектив филиала пополняется выпускниками Одесского политехнического института и Одесского электротехнического института связи им. А. С. Попова. В филиале создаются новые тематические подразделения, к 1982 г. число сотрудников достигает 780 человек. К этому времени филиал размещался на шести удаленных друг от друга площадках города общей производственной площадью около 6 тыс. м². В развитие филиала было принято важное решение о строительстве инженерно-лабораторного корпуса производственной площадью 10 тыс. м², строительство которого начато в 1985 году и завершено в 1989 году. Слияние разрозненных подразделений на одной территории вместе с опытной производственной базой позволило вывести разработки филиала на более качественный уровень.

В это время создаются уникальные телевизионные комплексы. Создан подводный ТВ-комплекс наружного наблюдения для подводных аппаратов, позволяющий производить оценку окружающей обстановки, а также ТВ-комплекс, обеспечивающий защиту при наблюдении ярких вспышек.

Разработаны совместно с ВНИИТ и успешно прошли испытания в реальных условиях телевизионная система, размещаемая на буксируемом подводном аппарате и позволяющая обнаруживать подводные объекты на морском дне в условиях сложных маскирующих факторов, а также бортовой телевизионный комплекс, размещаемый на воздушных носителях (самолетах или вертолетах) и позволяющий обнаруживать подводные объекты на большой глубине. В этих системах широко использовались разработанные алгоритмы цифровой обработки видеоизображений. Разработки были защищены се-

мью авторскими свидетельствами, кандидатской диссертацией и рекомендованы к серийному производству.

Разработана и рекомендована для серийного производства аппаратура передачи телевизионных изображений и графической информации подводного малокадрового телевидения, позволяющего эффективно передавать помехоустойчивые видеоизображения. Разработка защищена пятью авторскими свидетельствами. Технические решения, реализованные в этой аппаратуре, могут сегодня успешно использоваться для передачи изображений при обследовании морского шельфа, подводных сооружений, затонувших объектов и др.

В эти годы выполняется большой объем работ по созданию телевизионных систем для космоса. Первой из них являлась разработка бортовой и наземной цифровой телевизионной аппаратуры для космической станции «Салют». В 1979—1983 гг. был проведен ряд научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ по созданию помехоустойчивых цифровых телевизионных систем для передачи сигналов цветного изображения по каналам связи спутников «Молния» в обеспечение наземной инфраструктуры космических исследований. Аппаратура, созданная в филиале, была размещена на станциях спутникового приема, в т. ч. на Байконуре, в Центре космической связи (Шаболовка), в Центре управления полетами. На космической станции «Салют» был установлен цифровой телевизионный комплекс «борт—Земля» для передачи видеоизображений сверхвысокой четкости.

В 1989 г. при подготовке полета японского журналиста коллектив на базе этой наземной аппаратуры выиграл конкурс в Ракетно-космической корпорации «Энергия» на создание бортовой помехоустойчивой цифровой системы цветного телевидения для космической станции «Мир» (стандартные системы цветного телевидения не могли быть использованы из-за специальных требований). Аппаратура, позволяющая космонавтам вести репортажи в полете, была в кратчайшие сроки разработана, изготовлена и в июле 1990 г. доставлена на станцию, где успешно проработала в течение всего срока эксплуатации до 2001 г.

В 1991 г. Одесский филиал ВНИИТ был преобразован в самостоятельное предприятие — Одесский НИИ телевизионной техники (ОНИИТТ).

После распада СССР институт, как и многие другие предприятия ВПК, переживал тяжелый период отсутствия заказов. За несколько лет резко сократилась численность — ушли многие специалисты. Однако оставшийся коллектив сумел переориентироваться на новые заказы и использовать потенциал своих наработок. В настоящее время ОНИИТТ аттестован и определен головным по вопросам научно-технического обеспечения в направлении «Разработка телевизионной аппаратуры промышленного и специального назначения наземного и воздушного базирования».

Сегодня основные разработки и поставку аппаратуры предприятие осуществляет для таких заказчиков как НКАУ (г. Киев), ГКБ «Южное» (г. Днепрпетровск), АНТК им. О. К. Антонова (г. Киев), ХГАПП (г. Харьков). Продолжаются работы с Ра-

кетно-космической корпорацией (РКК) «Энергия» (г. Москва).

Разработана и сертифицирована в составе нового украинского самолета АН-140 информационно-развлекательная система (ИРС) пассажирских самолетов местных воздушных авиалиний. Эта система обеспечивает каждого пассажира возможностью индивидуального выбора и прослушивания одной из четырех транслируемых музыкально-информационных стереопрограмм или звукового сопровождения видеопрограмм, а также приоритетного прослушивания служебных сообщений. Такие системы используются для украинских, российских и иранских авиалиний. В настоящее время эта аппаратура выпускается серийно и устанавливается на самолетах вместо предполагавшейся французской. Начата и близится к завершению доработка ИРС в части ее дополнения видеосистемой, позволяющей пассажирам просматривать также и видеофильмы.

Дальнейшая модернизация данной разработки до уровня мировых стандартов видится в создании бортовой мультимедийной информационно-развлекательной системы, позволяющей с помощью внешнего радиоспутникового канала связи приема-передачи предоставлять пассажирам дополнительные услуги (телефония, интернет, телевидение, игровые программы) и развлечения.

Разработан и внедрен комплекс аппаратных телецентра Второй программы украинского телевидения на базе "Укртелефильма". В продолжение работ по кабельному телевидению была разработана аппаратура сети внутреннего телевидения для Украинской государственной телерадиокомпании.

В начале 1990-х годов были начаты работы по созданию бортовых систем оптико-телевизионного наблюдения воздушного и космического базирования. В рамках нового направления создана бортовая спутниковая спектрорадиометрическая аппаратура дистанционного зондирования Земли, в 1996 г. завершена НИР по исследованию принципов и путей создания спутниковых систем оптико-телевизионного наблюдения.

В 1995 г. в рамках Национальной космической программы Украины начата ОКР по разработке и изготовлению малогабаритной бортовой телевизионной камеры видимого диапазона (МБТК-ВД) для дистанционного зондирования Земли из космоса, а также аппаратуры обработки видеoinформации. В конце этого года запланирован одновременный запуск ракетой-носителем «Зенит» украинских космических аппаратов «СИЧ 1М» и «Микрон» — на котором будет установлен летный образец МБТК-ВД. Для обработки снимков, полученных с помощью этой камеры, разработан программно-аппаратный комплекс обработки видеoinформации, размещаемый в наземном комплексе приема и обработки информации. Программное обеспечение для этого комплекса разработано в институте.

Опыт эксплуатации бортовой системы цветного телевидения для космической станции «Мир» привлек внимание специалистов РКК «Энергия» и других космических агентств. По их заказам был разработан и доставлен на эту станцию ряд специализированных устройств, объединяющих телевизи-

онные и компьютерные системы станции. В число заказчиков входили Европейское космическое агентство (программа "ЕвроМир-95"), Немецкое космическое агентство (программа "Мир-97"), компания "Боинг" (программа "Мир-Пэтфайндер"). Специалисты института выезжали в Европу для консультации западных изготовителей космической аппаратуры и приемки изготовленных приборов. При этом продолжались работы по созданию аппаратуры для Международной космической станции (МКС) по заказам Ракетно-космического завода им. М. В. Хруничева и РКК «Энергия». С 1997 г. на космических кораблях «Союз-ТМ» эксплуатируется система цветного телевидения, разработанная в институте и позволяющая вести передачу из спускаемого аппарата корабля на участке выведения на орбиту, а с 2000 г. она используется на кораблях-спасателях «Союз-ТМА». В 1998 г. был разработан и доставлен на станцию «Мир» бортовой компьютер, связавший по телевизионному стволу локальные вычислительные сети станции и Центра управления полетами.

Предприятие принимает активное участие в работах по созданию МКС «Альфа» в рамках международной космической программы. Проведен ряд перспективных работ по созданию нового поколения космической аппаратуры, объединяющей телевизионную и вычислительную технику, завершившихся испытаниями на комплексном стенде МКС. Эти работы получили высокую оценку отечественных и зарубежных специалистов, в т. ч. Европейского космического агентства и НАСА. В частности, был разработан эскизно-технический проект ОКР по созданию беспроводной командной шины командира МКС, позволяющей анализировать обстановку, принимать решения и осуществлять руководство экипажем в нештатных ситуациях.

Коллектив института работает и на перспективу. Выданы предложения на разработку телевизионных систем в рамках программы развития телеиндустрии Украины. В рамках программы развития авиационной промышленности Украины предусматривается разработка мультимедийных информационно-развлекательных видеосистем для пассажирских самолетов, разработка телевизионных систем наблюдения в салонах и грузовых отсеках транспортных и пассажирских самолетов с целью обеспечения безопасности полетов при возникновении пожаров или проникновении террористов.

Одесский НИИ телевизионной техники сегодня — это современное предприятие в области создания телевизионных систем различного прикладного назначения, коллектив которого всегда отмечала высокая творческая активность, стремление решать сложные инженерные задачи на уровне мировых достижений.

В сентябре этого года институт отмечает свое 30-летие. Можно сказать, что коллектив предприятия вправе достойно отметить этот юбилей.

В. И. Белявский,
директор Одесского НИИ телевизионной
техники

К. т. н. В. М. ЧМИЛЬ, д. т. н. К. С. СУНДУЧКОВ,
И. К. СУНДУЧКОВ

Украина, г. Киев, Научно-производственное предприятие
"Сатурн", ГП "Укркосмос"
E-mail: sunduchkov@ukrkosmos.kiev.ua

Дата поступления в редакцию
25.04 2003 г.

Оппонент д. т. н. В. В. КОНИН
(Нац. авиационный ун-т, г. Киев)

ТЕХНИКА И ТЕХНОЛОГИЯ СИСТЕМ МИЛЛИМЕТРОВЫХ ВОЛН

Приведены обзор и систематизация материалов по технике и технологиям производства систем миллиметрового диапазона.

В миллиметровом диапазоне находят свою реализацию системы, обеспечивающие услуги телевидения, телеконференцсвязи, высокоскоростного доступа в Интернет, мобильной радиосвязи, радиовидения и др. Популярность на рынке этих систем во многом зависит от их стоимости, массогабаритных характеристик, энергопотребления, надежности и других эксплуатационных параметров. Последние во многом определяются технологией производства таких систем.

Очевидно, что системы миллиметрового диапазона длин волн обладают целым рядом преимуществ по сравнению с аналогичными системами, работающими в более низкочастотных диапазонах. Прежде всего, это:

- широкие полосы рабочих частот, что позволяет телекоммуникационным системам обеспечивать скорости в каналах с цифровыми данными 250 Мбит/с и более;

- малые габариты частотно-зависимых элементов;

- высокая разрешающая способность, например, для радиовидения, и т. п.

К недостаткам систем миллиметрового диапазона можно отнести то, что электромагнитные волны крайне высоких частот не проникают через постройки, лесные массивы и другие препятствия и имеют большое затухание в атмосфере. На сегодняшний день к недостаткам можно отнести и то, что знания человечества в этой новой области ограничены. Предстоит большая работа по изучению физических явлений, имеющих место в этом диапазоне электромагнитных волн, и разработке технологий, которые обеспечат перечисленные выше достоинства систем.

В этой связи нам кажется полезным обзор и систематизация хотя бы части материалов по технике и технологиям систем миллиметрового диапазона длин волн.

Элементы техники СВЧ

Линии передачи, переходы и соединения представляют собой тот конструктивный материал, из которого делается монтаж схем. В миллиметровом диапазоне, помимо прямоугольных волноводов, широко применяются микрополосковые линии, щелевые и копланарные волноводы. Они имеют большие поте-

ри, чем прямоугольные металлические волноводы, а поэтому исследования снижения потерь в них продолжают и сегодня [1].

Копланарные линии передачи. Обычные копланарные волноводные линии обладают большими потерями (из-за экстремумов характеристического сопротивления z_0), которые обусловлены узким центральным проводником и широкими зазорами. Линии с низким z_0 практически невозможно реализовать, поскольку минимальные размеры зазора ограничены возможностями производства. Поэтому разработчики часто ограничены в выборе диапазона сопротивлений при разработке монолитных микроволновых интегральных схем на копланарных линиях.

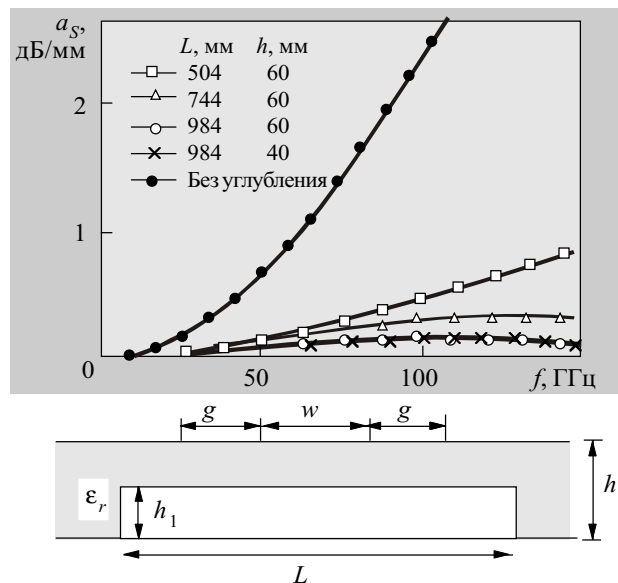


Рис. 1. Удельное ослабление в копланарном волноводе с углублением в диэлектрике:

g — ширина зазоров; w — ширина полоска; ϵ_r — диэлектрическая проницаемость; h — толщина подложки; h_1 — величина углубления в диэлектрике; L — длина углубления

Интересные результаты снижения потерь в копланарном волноводе с углублением в диэлектрике приведены в работе [1]. На рис. 1 показаны удельные потери (a_s) в диапазоне частот (f) от 10 до 100 ГГц для разных величин углубления в диэлектрике. Из рисунка видно, что на частоте 75 ГГц удельные потери в копланарном волноводе без углубления в диэлектрике равны 1,6 дБ/мм, а с углублением — менее 0,2 дБ/мм, т. е. меньше в 8 раз. Исследования

показали, что удельный коэффициент затухания в копланарном волноводе с углублением в диэлектрике уменьшается радикально с ростом глубины углубления и незначительно зависит от длины углубления.

Поскольку низкоомные линии представляют большой интерес для указанных целей, предложено использовать частичное перекрытие сигнальной линии и «земляной» плоскости с изоляцией тонким слоем диэлектрика. Последние решения предполагают приподнятость краев центрального проводника и частичное перекрытие «земляной» плоскости. Эти решения на кварцевой подложке имеют большой диапазон изменения сопротивления (25—80 Ом) и потери порядка 0,95 дБ/см на частоте 50 ГГц [2, 3].

Переходы. Преимущества рассматриваемого диапазона длин волн могут быть сведены на нет, если между линиями, элементами и приборами использовать плохие переходы и соединения. Исследования новых конфигураций переходов с более широкой полосой рабочих частот и низкими потерями были предметом многих работ. В работе [4] приведены результаты исследования переходов новой конструкции, выполненных по планарной технологии, в основе которых используются кольцевые резонаторы, которые менее подвержены трудностям учета концевых эффектов «открытых» либо «закороченных» отрезков линий.

По сравнению с классическими переходами, исследованные переходы имеют несколько преимуществ: дополнительные степени свободы при проектировании, пониженные потери на излучения, более широкие полосы рабочих частот, более высокую компактность. Экспериментальные и теоретические результаты хорошо согласуются в диапазоне до 50 ГГц.

Соединения. Оригинальным решением организации соединения вместо проводного соединения было использование пятизвенного фильтра нижних частот [5]. Схема и топология с размерами такого фильтра приведены на рис. 2. Фильтр был выполнен на 127 мкм кварцевой подложке со следующими параметрами:

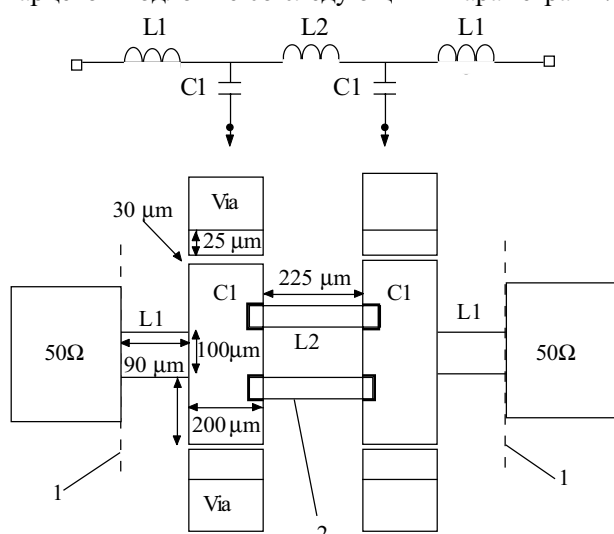


Рис. 2. Схема и топология соединения фильтра:
1 – плоскость стыковки с эталонной линией 50 Ом; 2 – соединительные провода длиной 432 мкм, диаметром 25 мкм; Via – сквозная перемычка

вносимые потери не более 0,3 дБ в диапазоне частот до 80 ГГц; коэффициент отражения 12 дБ. (Для сравнения приведем параметры проводного соединения: вносимые потери 1 дБ в диапазоне частот до 40 ГГц; коэффициент отражения 10 дБ. При этом параметры деградируют с ростом частоты.)

В отличие от множества исследований межслойных соединений на платах, в работе [6] предложена конструкция и технология организации соединения между двумя копланарными волноводами. Потери этого межслойного соединения измерены в диапазоне 75—110 ГГц и составляют приблизительно 0,1 дБ.

Одно из наиболее дешевых решений монтажа многокристальных модулей основано на перевернутых кристаллах («flip-chip»). Есть два основных фактора, которые определяют характеристики монолитной микроволновой интегральной схемы, смонтированной методом перевернутого кристалла: расстройка цепи на чипе из-за близости системной платы и отражения от контактного столбика. Корпус может вносить паразитные связи. В работе [7] показано, что в диапазоне до 82 ГГц потери могут составить 0,2 дБ на переход, а коэффициент отражения — менее 20 дБ.

Сборка монолитных микроволновых схем, как правило, представляет собой металлический пакет, который — из-за своей конструкции — передает радиочастотные сигналы только в горизонтальной плоскости. Для повышения плотности упаковки монолитных микроволновых интегральных схем и, в конечном итоге, снижения общих затрат на производство был изобретен керамический пакет, в котором сигналы могут передаваться и по вертикальной плоскости. Общие потери в пакете на частоте до 77 ГГц не более 1,0 дБ [8, 9].

Применение волноводных конструкций побуждает разработчиков изобретать новые волноводно-полосковые переходы [10], возбудители диэлектрических волноводов [11] и др. Безусловно, при их изготовлении имеют место технологические трудности, обусловленные малыми размерами сечения волновода.

MEMS-переключатели. Быстрый рост технологий микромагнитных схем вызвал широкие исследования их в области радиокommunikаций. Много внимания было уделено исследованиям миниатюризации и интеграции реле и переключателей в микроволновых устройствах. Были достигнуты определенные успехи в снижении потерь, улучшении изоляции («развязки»), в понижении стоимости производства. В работе [12] приведены результаты экспериментальных исследований в диапазоне частот 0—50 ГГц. Показано, что в диапазоне частот от 100 МГц до 50 ГГц прямые потери составляют 0,3 дБ, а изоляция — до 45 дБ.

В работе [13] представлено развитие микроэлектромеханических систем (MEMS—microelectromechanical systems) выключателей и коммутируемых цепей с высокой изоляцией. Силы, требуемые для механического движения, могут быть получены с использованием электростатического, магнитостатического, пьезоэлектрического или теплового эффектов.

До настоящего времени только выключатели, основанные на электростатическом эффекте, были продемонстрированы в работе в диапазоне частот до 100 ГГц. По этой причине в работе [13] сконцентрировано вни-

мание на электростатических выключателях. В работе отмечаются следующие преимущества MEMS-переключателей (по сравнению с переключателями на *pin*-диодах и на полевых транзисторах): почти нулевое потребление мощности, высокая изоляция в диапазоне частот от 0,1 до 40 ГГц, низкие вносимые потери (переключатели имеют уровень вносимых потерь $-0,1$ дБ до 40 ГГц), низкий уровень искажений (их характеристики на 30 дБ лучше, чем у выключателей FET или *pin*), низкая цена.

Однако ВЧ MEMS-выключатели также имеют ряд недостатков: низкая скорость (скорость переключения большинства MEMS — около 2—40 нс); большинство MEMS-выключателей не могут оперировать с мощностью более чем 20—50 мВт; электростатический MEMS использует высоковольтные управляющие сигналы (20—80 В). В то время как выключатели MEMS имеют потенциал очень дешевого производства, следует иметь в виду еще и стоимость герметизации и стоимость управляющего чипа с высоким напряжением.

Конструкция MEMS-выключателей приведена на рис. 3 (здесь W — ширина полоска; l — длина пла-

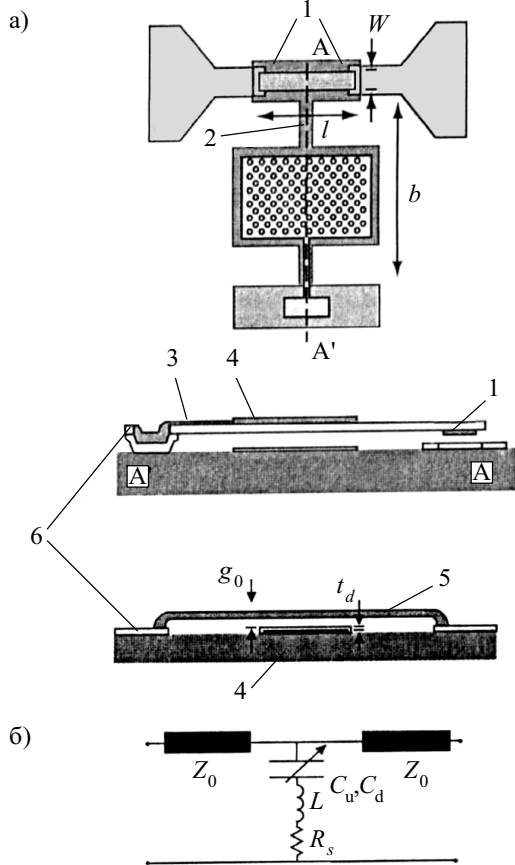


Рис. 3.

a — конструкция MEMS-выключателей:

1 — переключающие контакты; 2 — диэлектрическая подложка; 3 — консоль; 4 — разъединяющий электрод; 5 — Al-мембрана; 6 — анкерное крепление

б — эквивалентная схема микрополосковой линии:

Z_0 — характеристическое сопротивление линии; C_u, C_d — емкость при замкнутом и разомкнутом переключателе, соответственно; L, R_s — индуктивность и сопротивление контакта, соответственно

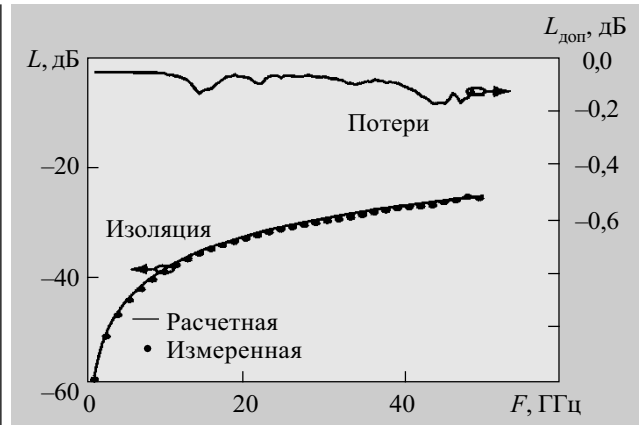


Рис. 4. Характеристики переключателей: L — изоляция; $L_{\text{доп}}$ — потери

стины мембраны; b — длина консоли; g_0 — зазор между пластинами мембраны; t_d — толщина пластины якоря).

MEMS-переключатели обеспечивают потери порядка 0,1 дБ на частотах до 40 ГГц. Такие параметры не достигнуты ни одним твердотельным прибором. Переключатели Роквелловского центра науки (Rockwell Science Center) [14] имеют параметры, показанные на рис. 4. Потери в диапазоне частот до 50 ГГц менее 0,2 дБ, а изоляция — порядка 30 дБ.

Фазовращатели. В фазовращателях, наряду с полувращателями распространение фазосдвигающими с перемещением диэлектрической вставки или на связанных линиях (рис. 5, *a, б*), привлекательно одно из известных, но редко применяемое решение, хотя и оригинальное по своему замыслу (рис. 5, *в*). Отрезок линии на определенном участке разделяется на два параллельных отрезка линии с удвоенным волновым сопротивлением. При этом не происходит ухудшения согласования, но эффективная диэлектрическая проницаемость на участке с двумя проводниками ниже, и вносимый фазовый сдвиг — меньше. Перекрывая металлической пластиной часть этого участка, можно увеличивать вносимый фазовый сдвиг. Диапазон регулировки невелик (что и ценно). На длине участка с двумя проводниками, равной одной длине волны, можно получать изменение фазового сдвига на $7\text{--}10^\circ$ [15].

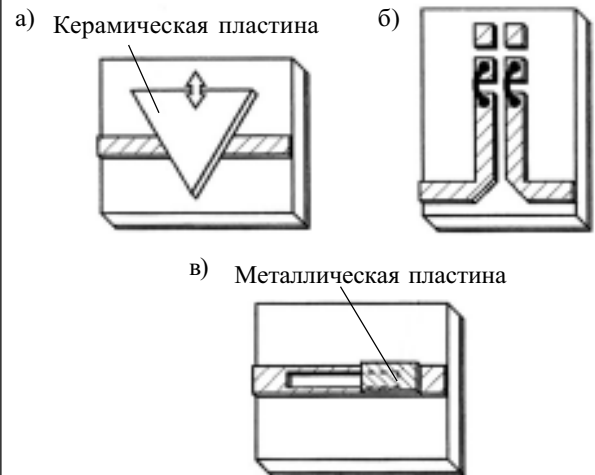


Рис. 5. Подстроечные микрополосковые фазовращатели

Конструкция и характеристики волноводного ферритового фазовращателя (ВФФВ) представлена в работе [16]. Разработка ВФФВ для фазированных антенных решеток коротковолновой части КВЧ-диапазона встречает определенные трудности, обусловленные малыми размерами деталей, их низкой механической прочностью, требуемой высокой точностью обработки деталей, трудностями формообразования элементов ферритовых вентилях из феррита, ситаллов и других диэлектриков, сложностью сборки и трудностями ее автоматизации. Этим объясняется мнение, что построение ВФФВ по традиционной схеме в КВЧ-диапазоне реализуемо до частот порядка 60 ГГц. Тем не менее проблема разработки ВФФВ на частоту 94 ГГц актуальна и в настоящее время.

Аттенюаторы. Часто выдвигается требование сохранения идентичности каналов не только по коэффициенту передачи, но и по вносимому фазовому сдвигу во всем диапазоне окружающих температур (обычно $-50 \text{ — } +70^\circ\text{C}$). Лучше всего обеспечить идентичность коэффициента передачи и вносимого фазового сдвига в канале приемного конвертера, создав фазово-независимые регуляторы амплитуды и амплитудно-независимые регуляторы фазы. Среди большого спектра известных решений наиболее привлекательны в этом случае узлы на пассивных элементах — отрезках длинных линий, на диодах или транзисторах, работающих в ключевом режиме.

Лучше других этому условию удовлетворяют плавные аттенюаторы на *pin*-диодах с постоянным фазовым сдвигом или подстраиваемые аттенюаторы на резисторах [17—20], включенных в линию параллельно, последовательно или по Т- или П-образной схеме. Они позволяют получить регулировку в пределах 5—10 дБ при изменении управляющего напряжения в пределах 5 В, при этом вносимый фазовый сдвиг изменяется не более чем на $0,5\text{—}1^\circ$.

Компоненты преобразовательных устройств

Генераторы. Из-за постоянно увеличивающегося спроса на все более широкую полосу рабочих частот системы следующего поколения будут работать со скоростями передачи данных порядка 100 Гбит/с и выше. Для такого типа применения, на высоких скоростях передачи данных, объединение на едином чипе цифровых демультиплексоров, делителей частоты и аналоговых источников тактовых генераторов, усилителей и др. не только полезно для снижения цены производства, но и является необходимым для обеспечения высоких параметров сборок в целом. Генератор — ключевой компонент для реализации этих схем.

Большинство интегральных схем, работающих на частотах порядка 60 ГГц и выше, основаны на транзисторах с высокой подвижностью электронов (НЕМТs), которые работоспособны в этом диапазоне благодаря высокому значению критической частоты [21]. Наивысшая генерируемая частота НЕМТ-генератора составляет 213 ГГц. Однако фазовые шумы НЕМТ-генератора велики из-за большого фликер-шума. Кроме того, характеристики НЕМТ-транзистора очень неустойчивы, и это создает проблемы их воспроизводства. Некоторые характеристики гене-

раторов на НЕМТ-транзисторах приведены в табл. 1 (f_c — сигнальная частота).

Таблица 1

f_c , ГГц	Фазовый шум	
	Величина подавления, дБ	Расстройка, кГц
23	102	100
28,65	92	100
30	102	100
38	68	100

Открытие НВТ-генераторов (Heterojunction Bipolar Transistor) было долгожданным [22]. Частота генерации таких генераторов достаточно высока, а собственный фликер-шум низкий [23]. В работе [24] описана интегральная схема генератора, работающего на частоте 62 ГГц с фазовым шумом, подавленным на 104 дБ при расстройке на 1 МГц. Самые высокочастотные НВТ-генераторы, описанные в литературе, работают на частотах 104, 134, 150 ГГц.

В работе [25] приведены результаты экспериментального исследования волноводно-коаксиальной конструкции широкополосного GaAs-генератора Ганна мм-диапазона. Получена полоса механической перестройки частоты генератора ~ 23 ГГц от 44 до 67 ГГц.

В последние годы интенсивно развивается технология и конструирование интегральных схем миллиметрового диапазона на основе кремния. Важным преимуществом выбора кремния в качестве подложки и активного элемента является то, что технология и свойства его хорошо изучены, а параметры в миллиметровом диапазоне длин волн полностью удовлетворяют практически всем требованиям разработчиков [26, 27].

Критическая частота биполярного кремния была равна около 40 ГГц, но после введения SiGe-технологии увеличилась до 100 ГГц. Аналогичное явление можно проследить и в динамике ряда других параметров кремниевых радиочастотных схем (эквивалентная шумовая температура, фазовый шум и др.). Достигнуто это за счет того, что кремниевая технология (CMOS-технология) позволила уменьшить длины каналов, толщины затворов; технология покрытия тонкими металлическими пленками электродов затвора, истока и стока уменьшила задержку сигнала и величину сопротивления утечки затвора, истока и стока. Ряд других решений позволил снизить напряжение питания, увеличить качество индуктивности и т. п.

Наиболее существенный принцип CMOS-технологии — правило масштабирования. Трудности в осуществлении низковольтных цифровых и аналоговых

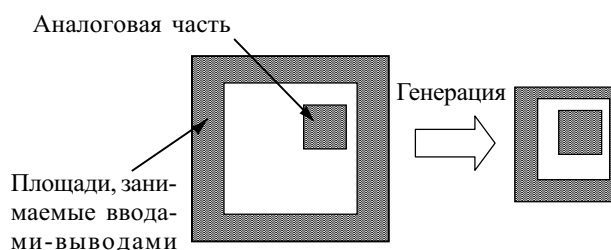


Рис. 6. Площади, занимаемые компонентами

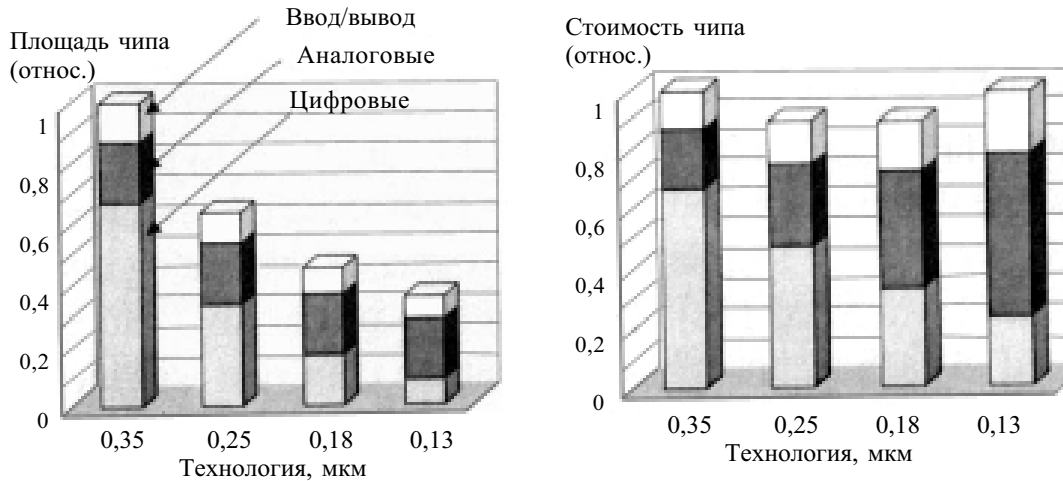


Рис. 7. Составляющие стоимости чипа и отношение площадей, занимаемых компонентами чипа

схем ограничивают использование сильно масштабируемых устройств с уменьшением занимаемой схемой площади. Это ограничение уменьшения площади приводит к увеличению стоимости чипа. Чипы могут изготавливаться по 0,25-, 0,18-, 0,13-, и 0,1-микронной технологии. Конечная стоимость пластины увеличится на 30% для каждого узла при изменении (масштабировании) технологии. Однако занимаемая площадь для аналоговой области и области вводов-выводов не может быть существенно уменьшена. Поскольку в среднем аналоговые схемы занимают 30% системы, схемы ввода-вывода 10%, а цифровые схемы только 60%, существенного уменьшения площади и стоимости системы не достигается, что и показано на рис. 6 и 7.

В работе [28] показано, что разработан, изготовлен и апробирован генераторный модуль в микрополосковом исполнении на кремниевом двухпролетном ИМРАТТ-диоде в 8-миллиметровом диапазоне длин волн. Получена выходная мощность генераторного модуля ~40—50 мВт.

Умножители. Один из путей создания источников электромагнитных волн на частотах порядка 100 ГГц и выше – умножение частот.

Умножители на два на диодах. В работе [29] продемонстрирован 4-диодный удвоитель с выходной мощностью 40 мВт с КПД равным 28% на частоте 150 ГГц. В работе [30] показан умножитель на двух диодных парах с выходной мощностью 55 мВт с КПД равным 25% на частоте 174 ГГц. Эту серию примеров удвоителей частоты на диодах венчает работа [31], в которой сообщается об удвоителе частоты, выполненном на двух парах диодов с барьером Шоттки, имеющем мощность 115 мВт, КПД 12,5% на частоте 74 ГГц.

Умножители на НЕМТ. Лучший результат умножения на два на транзисторах с повышенной подвижностью электронов продемонстрирован в работе [32]. НЕМТ-умножители чаще всего потребляют меньше энергии по постоянному току, меньше излучают тепла и имеют лучшее соотношение усиление/потери. В указанной работе приводятся данные такого умножителя на два: потери преобразования 2 дБ, выходная мощность 5 дБмВт, рабочая частота 164 ГГц.

Алгоритмы модуляции, используемые в цифровых радиосистемах, обеспечивающие высокие скорости передачи данных (до 155 Мбит/с) с заданной вероятностью битовой ошибки порядка 10^{-7} , предъявляют высокие требования к фазовому шуму источников сигналов (см. табл. 2 [33]).

Таблица 2

Вид модуляции	Фазовый шум
ФМ-2	-85 дБс/Гц на 100 кГц
ФМ-4	-90 дБс/Гц на 100 кГц
16 КАМ	-90 дБс/Гц на 10 кГц

В работе [34] приведены результаты разработки высокоэффективного умножителя на три на НЕМТ в диапазоне частот 38 ГГц с низким фазовым шумом. Потери преобразования указанного умножителя равны 3,4 дБ, выходная мощность 3,1 дБмВт. Измеренная зависимость уменьшения подавления фазовых шумов ($\Delta P_{\text{фш}}$) в зависимости от входной мощности ($P_{\text{вх}}$) при отстройках на 10 и 100 кГц приведена на рис. 8.

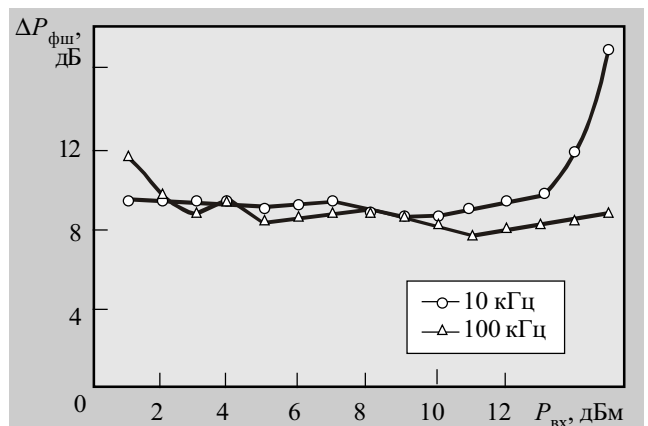


Рис. 8. Зависимость уменьшения подавления фазовых шумов от входной мощности

Смесители. Диапазон рабочих частот смесителей достигает 1 — 1000 ГГц, переходя в область терагерц.

Сегодняшние проекты смесителей, основанные на принципах 1970-х годов, используют все современные достижения развития технологий создания твердотельных элементов, включая и технологии изготов-

ления интегральных и монокристаллических интегральных схем. Ожидается, что промышленность внедрит RF-SoC-технологии для следующего поколения систем.

У термина «система на чипе» (SoC) есть несколько определений. Это может быть чип, который имеет вложенные многофункциональные схемы типа динамической оперативной памяти (DRAM), памяти с групповой перезаписью (флэш-памяти), аналоговых цепей и логических компонентов. Это может также означать чип, который интегрирует интеллектуальные свойства (IP) ядра и работает как специализированная система или подсистема. SoC уменьшает стоимость системы и повышает плотность упаковки. Из-за этого почти все цифровые устройства изготавливаются по SoC-технологии.

Основные требования к SoC-технологии: надежность системы и реализация без ошибок, короткий цикл обработки (TAT), легкость функционального изменения, непрерывно понижающаяся стоимость, высокая мобильность процесса.

SoC-технология для некоторых систем не может быть самым лучшим решением из-за большого размера чипа, высокой потребляемой мощности и высокой стоимости. Для этих систем решение «система в пакете» (SiP-технология) является самым лучшим на сегодняшний день. Эта технология позволяет подключить два или больше чипов (рис. 9). Используя эту технологию, можно реализовать наиболее подходя-

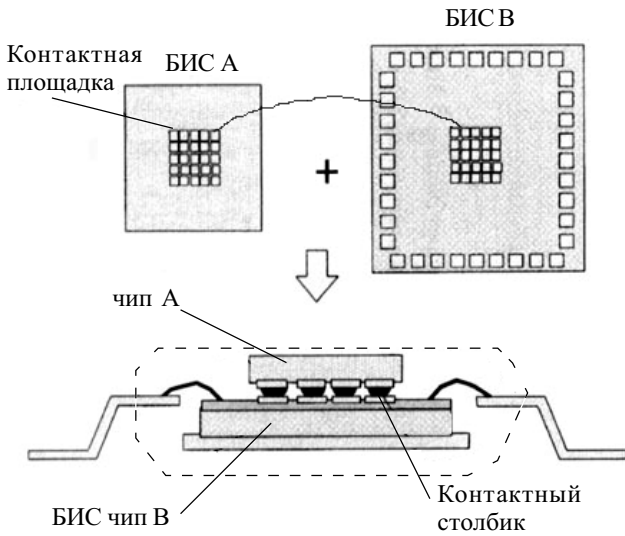


Рис. 9. Пример использования SiP-технологии

щую технологию и правила проектирования для каждого чипа отдельно. Это позволяет достичь высокой эффективности и низкой стоимости системы.

Технология SiP может использовать более глубокомасштабируемую технологию. Кроме того, SiP может интегрировать необходимые некремниевые компоненты типа индуктивностей, фильтров и больших емкостей. На рис. 10 показана оценка общей стоимости системы при использовании SiP- и SoC-технологий [35].

Будущие радиочастотные системы миллиметрового диапазона будут усложняться, а их выпуск будет увеличиваться. При этом ожидается, что технология

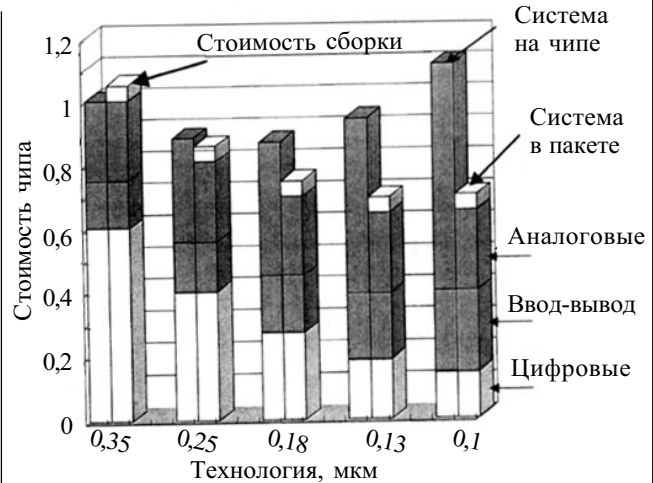


Рис. 10. Оценка общей стоимости системы при использовании различных технологий

с высокой интеграцией уменьшит размер чипа, число компонентов и общую стоимость системы.

На рис. 11 представлены общие шумовые характеристики различных смесителей и их потери преобразования как функция от частоты при приеме одной боковой полосы с эквивалентной шумовой температурой последующего УПЧ, равной 1,5 дБ. Здесь т./конт. — точно-контактные смесители; многоточ. — смесители на многоточечных диодах; б. Шоттки — смесители на диодах с барьером Шоттки; план. субг. — планарные субгармонические смесители; план. несим. — планарные несимметричные смесители; потери преобразования (L_c) — сплошная линия; полный коэффициент шума ($K_{ш}$) — пунктир.

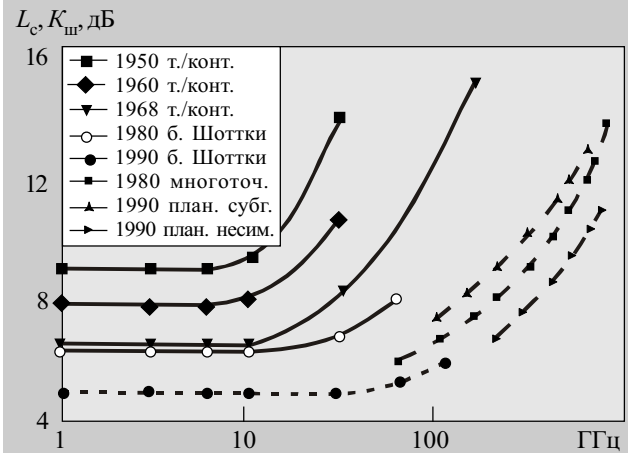


Рис. 11. Потери преобразования (L_c) и полный коэффициент шума ($K_{ш}$) как функция частоты (данные получены до указанного на рисунке года)

Прогресс в развитии НЕМТ-усилителей с низким уровнем шумов, работающих как на частотах, превышающих 100 ГГц, так и на более низких частотах, может сделать шумовую характеристику смесителя в миллиметровом диапазоне вторичным параметром. Вместе с тем характеристика динамического диапазона становится главной проблемой. Точка пересечения (Intercept point) как верхний предел динамического диапазона, например для широкополосного двойного балансного смесителя (в диапазоне 1—18 ГГц),

находится для транзисторной четверки в пределах 15—30 дБмВт (при мощности гетеродина 10—20 дБмВт), а для диодной четверки (при мощности гетеродина 10 дБмВт) приблизительно на уровне 15 дБмВт, причем потери преобразования примерно равны — (6,5—9,0) дБ [36].

Монолитная схема двойного балансного смесителя на 4 диодах с барьером Шоттки (ДБШ) с низким уровнем требуемой мощности гетеродина, работающая в Ka/Q-диапазонах, приведена в работе [37]. При мощности гетеродина 4 дБмВт в диапазоне частот 30÷45 ГГц потери преобразования составили 12±2 дБ. Изготовление указанного смесителя хорошо интегрируется с технологией производства НЕМТ и НВТ. На рис. 12 представлена топологическая схема субгармонического смесителя, соединенного в едином цикле планарной технологии с антенной. Схема имеет потери преобразования менее чем 15 дБ в диапазоне 60÷61,5 ГГц; рассеивание на частоте 60 ГГц равно -26 дБмВт и фазовый шум на промежуточной частоте -95 дБм/Гц при расстройке на 100 кГц.

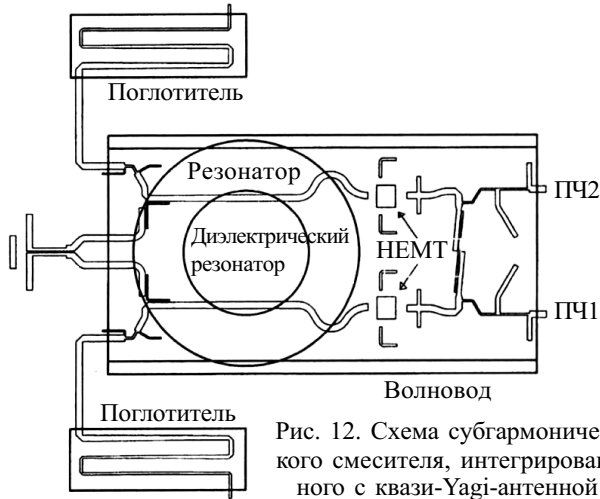


Рис. 12. Схема субгармонического смесителя, интегрированного с квази-Yagi-антенной

В работе [38] рассматривается способ решения поставленной проблемы путем использования в приемопередатчике радиорелейной станции миллиметрового диапазона субгармонических смесителей, для которых в качестве гетеродинов могут служить более дешевые и стабильные по частоте генераторы и синтезаторы сантиметрового диапазона волн. Субгармонический смеситель работает на второй гармонике гетеродина и построен на основе антипараллельной пары ДБШ (УЗА103-3 НПП «Сатурн»), включенной на стыке микрополосковой и копланарной интегральных линий передачи.

Микросхема смесителя была сформирована на подложке толщиной 0,2 мм из кварца. КСВН входа и его рабочую полосу, в основном, определил входной полосовой фильтр. Диапазон входных рабочих частот смесителя задавался в пределах 36,00...37,050 ГГц, а сетка частот сигнала гетеродина — в пределах 17,5075...17,6425 ГГц. При уровнях мощности гетеродина 16...18 мВт в заданном диапазоне частот потери преобразования смесителя составили 9...11 дБ.

Малощумящие усилители (МШУ) позволяют снизить эквивалентную шумовую температуру прием-

ника и, следовательно, улучшают ресурсные характеристики каналов связи. Улучшение энергоресурса (повышение энергетической эффективности канала) позволяет существенно снизить стоимость оборудования канала связи, повысить помехоустойчивость.

В НПП «Сатурн» проводятся исследования по созданию МШУ, построенного на транзисторе типа НЕМТ № 36077 фирмы HP.

Конструкция МШУ аналогична описанной в работах [39, 40]. Исследования проводились в диапазоне частот 32,5...38 ГГц. Измеренные значения характеристик МШУ приведены на рис. 13. Испытания проводились при комнатной температуре в следующем режиме: ток стока $I_c=100$ мА; ток затвора $I_3=12$ мА; напряжение питания $U = \pm 6$ В.

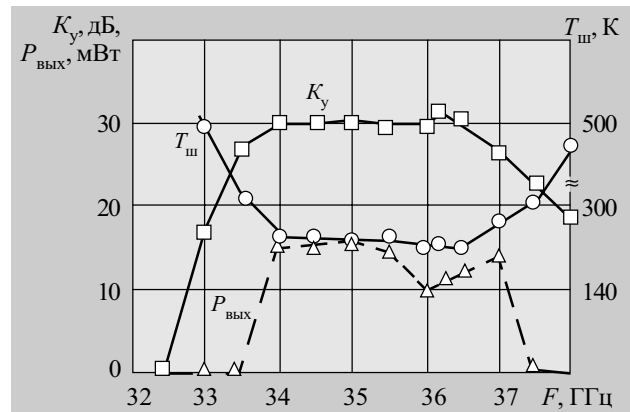


Рис. 13. Результаты измерений характеристик МШУ

Результаты проведенных исследований показали, что разработанный малощумящий усилитель имеет следующие параметры в диапазоне рабочих частот 34...37 ГГц: коэффициент усиления 27...30 дБ; эквивалентную шумовую температуру 220...264 К; уровень выходной мощности (при компрессии коэффициента усиления -1дБ) 10,1...15,7 мВт; КСВН_{вых} 1,23...1,71; КСВН_{вх} 2,4...4,1.

Случайная погрешность измерения параметров на одном и том же образце составила: для измерения КСВН меньше 1,5%; для измерения эквивалентной шумовой температуры входа усилителя порядка 1%; для измерения выходной мощности усилителя менее 2,35%; для измерения коэффициента усиления — не более 0,86%.

Исследования неидентичности значений параметров, измеренных на разных образцах партии из 10 экземпляров, показали следующие значения \bar{M} — среднееарифметического значения математических ожиданий значений параметров каждого образца и $\sigma(\bar{M})$, % — среднеквадратичного отклонения от среднееарифметического значения \bar{M} :

— для эквивалентной шумовой температуры входа $\bar{M} = 226...239$ К при $\sigma(\bar{M}) \leq 17\%$;

— для коэффициента усиления $M=32$ дБ при $\sigma(\bar{M}) \leq 5\%$;

— для уровня выходной мощности при компрессии коэффициента усиления на -1 дБ $M=14...16$ мВт при $\sigma(\bar{M}) \leq 49\%$.

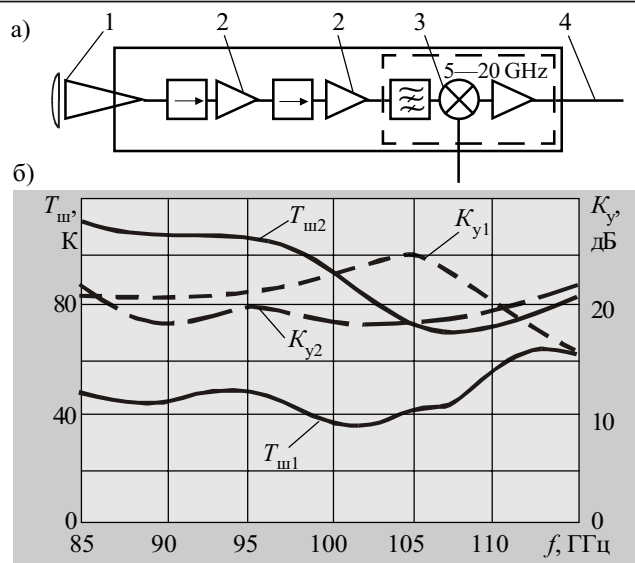


Рис. 14.

а — структурная схема охлаждаемой части приемника: 1 — окно вакуумной изоляции/линза; 2 — монолитный усилитель; 3 — смеситель второй гармоники; 4 — стальной коаксиальный кабель к усилителю при комнатной температуре

б — характеристики усилительных каскадов: $T_{ш1}$, K_{y1} , $T_{ш2}$, K_{y2} — эквивалентная шумовая температура и коэффициент усиления соответственно первого и второго каскадов усилителя

Сверхмалозумящие усилители. В диапазоне частот 85...115 ГГц разработана многоэлементная активная антенная решетка, радиотехнические блоки которой охлаждены до криогенных температур. Структурная схема первых двух каскадов усилителя приведена на рис. 14.

Эквивалентная шумовая температура первого каскада сверхмалозумящего усилителя на частоте 100 ГГц равна 40 К. Гетеродинный источник переключается на 40 и на 60 ГГц. Смеситель субгармонический, работает на второй гармонике сигнала гетеродина. Промежуточная частота 5...20 ГГц. Уровень охлаждения 20 К (все элементы, показанные на схеме, охлаждаются до 20 К).

Заключение

1. В системах радиосвязи и телевидения постоянного внимания требуют непреходящие задачи: продвижение в высокочастотную область спектра сигналов, обеспечение высокой избирательности трактов и линейности группового времени запаздывания, забота об энергетике систем, включая мощность передатчиков, чувствительность приемников, сочетание аналоговых и цифровых устройств. Кроме того, задача дешевого производства и тестирования является далеко не последней.

В настоящее время известны следующие пути решения этих задач: применение и развитие современных технологий, таких как спутниковые телекоммуникационные технологии, волоконно-оптические технологии, материало- и энергосберегающие технологии, технологии производства приборов на основе Si, GaAs и других полупроводниковых материалов группы A_3B_5 .

2. Развивается технология и конструирование интегральных схем миллиметрового диапазона на основе кремния. Важным преимуществом выбора кремния в качестве подложки и активного элемента явля-

ется то, что технология и свойства хорошо изучены, а параметры в миллиметровом диапазоне длин волн полностью удовлетворяют практически всем требованиям разработчиков. Критическая частота биполярного кремния была равна около 40 ГГц, но после введения SiGe технологии увеличилась до 100 ГГц. Аналогичное явление можно проследить и в динамике ряда других параметров кремниевых радиочастотных схем (эквивалентная шумовая температура, фазовый шум и др.).

SoC-технология для некоторых систем не может быть самым лучшим решением из-за большого размера чипа, высокой потребляемой мощности и высокой стоимости. Там, где эти показатели критичны, самым лучшим на сегодняшний день является решение «система в пакете» (SiP-технология). Эта технология позволяет подключить два или больше чипов, реализовать наиболее подходящую технологию и правила проектирования для каждого чипа отдельно и, как следствие, достичь высокой эффективности и низкой стоимости системы.

Технология SiP может использовать более глубокомасштабируемую технологию. Кроме того, SiP может интегрировать необходимые некремниевые компоненты типа индуктивностей, фильтров и больших емкостей.

3. Массовое распространение в последние годы получили терминалы наземной сотовой мобильной связи. Обусловлено это, в первую очередь, следующим:

- появившейся возможностью сделать терминалы малогабаритными;
- проявившей себя тенденцией обеспечивать потребителей высокоскоростной подвижной связью и все более широкополосными мультимедиа-услугами.

Интерактивные мультимедийные приложения будущего потребуют одновременной передачи и распространения данных и видео. Последние приложения требуют создания радиосетей большой емкости, а массовая потребность в терминалах ставит условие снижения их стоимости. Удовлетворение этих требований осуществляется реализацией следующих ставящих концепции построения архитектуры приемопередатчиков:

- освоение диапазонов более высоких частот (миллиметрового и оптического);
- отказ от схем с дорогими высокочастотными компонентами; уменьшение доли аналоговых компонентов в пользу дискретных; компактное размещение компонентов, уменьшающее потери сигнала;
- применение новых технологий, как снижающих стоимость активных приборов, так и уменьшающих расход дорогостоящих материалов;
- применение технологий экономичного использования частотно-временного ресурса систем.

4. Будущие распределительные системы широкополосного доступа могут использовать архитектуру, при которой сигналы, сгенерированные в центральном пункте, транспортируются к базовым станциям для дальнейшего беспроводного распространения. «Оптическое питание» базовой станции в этих системах — многообещающий подход.

Радиочастотные системы миллиметрового диапазона будут усложняться, а их выпуск будет увеличиваться. При этом ожидается, что технология с высокой интеграцией уменьшит размер чипа, число компонентов и общую стоимость системы.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Masashi Hotta, Yongxi Qian, Tatsuo Itoh. Efficient FDTD analysis of conductor-backed CPW's with reduced leakage loss // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— 1999.— Vol. 47, N 8.— P. 1585—1587.
2. Gillick M., Robertson I. D. Ultra low impedance CPW transmission lines for multilayer MMIC's // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.— June 1993.— P. 145—148.
3. Hong-Tenk Kim, Sanghwa Jung, Jae-Hyoung Park et al. A new micromachined overlay CPW structure with low attenuation over wide impedance ranges and its application to low-pass filters // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— 2001.— Vol. 49, N 9.— P. 1634—1639.
4. Khelifa Hettak, Nihad Dib, Senior Member et al. New miniature broad-band CPW to slotline transitions // Ibid.—2000.— Vol. 48, N 1.— P. 138—145.
5. Sugawara S., Maita Y., Adachi K. et al. A mm-wave tapered slot antenna with improved radiation pattern // IEEE MTT-S Symp. Dig.—1997.— P. 959—962.
6. Tiensuu A. L., Bexell M., Schweitz J. A. et al. Assembling three dimensional microstructures using gold-silicon eutectic bonding // Sens. Actuators A, Phys.—1994.— Vol. 45.— P. 227—236.
7. Heinrich W., Jentsch A., Baumann G. Millimeterwave characteristics of flip-chip interconnects for multichip modules // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.—1998.— Vol. 2.— P. 1083-1086.
8. Strauss G., Menel W. Millimeter-wave monolithic integrated circuit interconnects using electromagnetic field coupling // IEEE Trails. Compon., Packaging, Manuf. Technol. B.— May 1996.— Vol. 19.— P. 278—282.
9. Koriyama S., Kitazawa K., Fujii M. Development of a package utilizing an electromagnetic coupling structure // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.— 1998.— P. 1087—1090.
10. Rhodes J. D., Levy R. Design of general manifold multiplexer // IEEE Trans. Microwave Theory Tech.— Feb. 1979.— Vol. MTT-27.— P. 111—123.
11. Kirilenko A. A., Senkevich S. L., Tkachenko V. I., Tysik B. G. Waveguide diplexer and multiplexer design // Ibid.— July 1994.— Vol. 42.— P. 1393—1394.
12. Muldavin J. B., Rebeiz G. M. 30 GHz tuned MEMS switches // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.—1999.— Vol. 4.— P. 1511—1514.
13. Suzuki K., Chen S., Marumoto T. et al. A micro-machined RF microswitch applicable to phased-array antennas // Ibid.— P. 1923—1926.
14. Harsh K. F., Zhang W., Bright V. M., Lee Y. C. Flip-chip assembly for Si-based RF MEMS // Proc. 12th IEEE Int. Conf. Microelectromechanical Systems (MEMS'99).— Orlando, FL, Jan. 1999.— P. 273—278.
15. Алыбин В. Г. Проблемы СВЧ-техники в современной радиолокации / Тр. 8-й Междунар. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии».— Севастополь, Крым, Украина, 14—17 сент. 1998.— С. 336—337.
16. Крехтунов В. М., Богатырев Н. А., Голубцов М. Е., Комиссарова Е. В. Волноводный ферритовый фазовращатель миллиметрового диапазона длин волн / Там же.— 10—14 сент. 2001.— С. 336—337.
17. Parris W. Y. P-I-N variable attenuator with low phase shift // IEEE Trans, MTT-20.— 1972.— N 9.— P. 618—619.
18. Пат. 53-20767 Японии. МКИ4 H01P1/00, H01P 1/20, НКИ 98(3) В3. P-I-N variable attenuator / W. I. Parris.— 1978.
19. Усталов В. В., Федорович О. А. Плазмохимический реактор с коаксиальным магнитным полем для прецизионного травления элементов с субмикронными размерами / Тр. Междунар. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Т. 1.— Севастополь, Крым, Украина, 15—18 сент. 1997.— С. 275—277.
20. Костин Е. Г., Миц Ю. П., Усталов В. В. и др. Технология изготовления фильтров миллиметрового диапазона с шириной полосы пропускания менее 1,0%/ Там же.— 14—17 сент. 1998.— В 3, 4.
21. Mizutani H., Funabashi M., Kuzuhara M., Takayama Y. Compact DC-60 GHz HJFET MMIC switches using ohmic electrode sharing technology // IEEE Trans. Microwave Theory Tech.— 1998.— Vol. 46.— P. 1597—1603.
22. Andrew R. Brown, Gabriel M. Rebeiz. A Ka-band micromachined low-phase-noise oscillator // IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.— 1999.— Vol. 47, N 8.— P. 1504—1508.
23. Wang H., Tran L., Cowles J. et al. Monolithic 77- and 94-GHz InP-based HBT MMIC VCOs // IEEE Radio Freq. Integrated Circuits Symp. Dig.— June 1997.— P. 91.
24. Aoki I., Tezuka K., Matsuura H. et al. 80 GHz AlGaAs HBT oscillator // Proc. IEEE GaAs IC Symp.— Nov. 1996.— P. 281—284.
25. Wang H., Chang K. W., Tran L. T. et al. Low phase noise millimeter-wave frequency sources using InP-based HBT MMIC technology // IEEE J. Solid-State Circuits.— 1996.— Vol. 31, N 10.— P. 1419—1425.
26. Uchida K., Aoki I., Matsuura H. et al. 104 and 134 GHz InGaP/InGaAs HBT oscillators // Proc. GaAs IC Symp.— Monterey, CA, 1999.— P. 237—240.
27. Baeyens Y., Dorschky C., Weimann N. et al. Compact InP-based HBT VCOs with a wide tuning range at W- and D-band // IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.—2000.— Vol. 48, N 12.— P. 2403—2408.
28. Дядченко А. В., Мишнёв А. А., Прохоров Э. Д. Широкополосный GaAs генератор мм-диапазона / Тр. Междунар. конф. «Техника СВЧ и телекоммуникационные технологии».— Севастополь, Крым, Украина.— 10—14 сент. 2001.— С. 164—165.
29. Erickson N. Wideband high efficiency planar diode doublers / 9th Int. Symp. Space Terahertz Technol.— Pasadena, CA.— Mar. 1998.— P. 473—480.
30. Rizzi B., Crowe T., Erickson N. A high power millimeter wave frequency doubler using a planar diode array // IEEE Microwave and Guided Wave Lett.— 1993.— Vol. 3.— P. 188—190.
31. Papapolymerou J., East J., Katchi L. P. B. A high-power W-band monolithic FGC doubler // Ibid.—2000.— Vol. 10, N 5.— P. 195—197.
32. Radisic V., Micovic M., Hu M. et al. 164-GHz MMIC HEMT doubler // IEEE Microwave and Wireless Component Letters.— 2001.— Vol. 11, N 6.— P. 241—243.
33. Camargo E. Design of FET frequency multipliers and harmonic oscillators // Reading MA: Artech House, 1998.
34. Bondiaf A., Bachelet D., Rumelhard Ch. A high-efficiency and low-phase-noise 38-GHz pHEMT MMIC tripler // IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.— 2000.— Vol. 48, N 12.— P. 2546—2553.
35. Matsuzava A. RF-SoC—expectation and required conditions // Ibid.—2002.— Vol. 50, N 1.— P. 245—253.
36. Oxley T. H. 50 years development of the microwave mixer for heterodyne receptions // Ibid.— 2002.— Vol. 50, N 3.— P. 867—876.
37. Yu M., Walden R. H., Schmitz A. E., Lui M. Ka/Q-band doubly balanced MMIC mixers with low LO power // IEEE Microwave and Guided Wave Letters.— 2000.— Vol. 10, N 10.— P. 424—426.
38. Потенко В. П., Кравчук С. А. Субгармонический смеситель для радиорелейного оборудования миллиметрового диапазона волн / Тр. Междунар. конф. «Техника СВЧ и телекоммуникационные технологии».— Севастополь, Крым, Украина.— 10—14 сент. 2001.— С. 141—142.
39. Чмиль В. М., Сундучков И. К. Малошумящий усилитель диапазона рабочих частот 35...37 ГГц // Радиотехника (Харьков).— 2002.— Вып. 128.— С. 216—218.
40. Чмиль В. М., Сундучков И. К., Сундучков К. С. Малошумящий усилитель с выходной мощностью 10 мВт в диапазоне рабочих частот 35...37 ГГц / Тр. Междунар. конф. «Техника СВЧ и телекоммуникационные технологии».— Севастополь, Крым, Украина.— 9—13 сент. 2001.— С. 141—142.
41. Erickson N. R., Grosslein R. M., Erickson R. B., Weinreb S. A cryogenic focal plane array for 85...115 GHz using MMIC preamplifiers // IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.— 1999.— Vol. 47, N 12.— P. 2212—2219.

К. т. н. С. А. КРАВЧУК

Украина, НТУУ "Киевский политехнический институт"
E-mail: sonar@gu.kiev.ua

Дата поступления в редакцию
18.04 2003 г.

Оппонент д. т. н. С. Г. БУНИН
(НТУУ "КПИ", г. Киев)

АРХИТЕКТУРА ФИКСИРОВАННЫХ СИСТЕМ ШИРОКОПОЛОСНОГО РАДИОДОСТУПА

Впервые представлены основные элементы сетевой архитектуры фиксированных систем широкополосного радиодоступа как самостоятельного вида телекоммуникаций.

Фиксированные системы широкополосного радиодоступа (ФСШР) являются основной составной частью систем широкополосного беспроводного доступа, отличительной особенностью которых служит стремление к предоставлению в пределах своей рабочей зоны полного набора мультимедийных услуг, а также к освобождению пользователей от проводной зависимости как на персональном уровне, так и на уровне дома, района и города [1, 2].

К ФСШР можно отнести хорошо известные радиосистемы MMDS (Multichannel Multipoint Distribution Service), LMDS (Local Multipoint Distribution Service), MVDS (Multipoint Video Distribution Service), МИТРИС (микроволновая интегрированная телерадиоинформационная система) и новые системы т. н. третьего поколения WAND (Wireless ATM Network Demonstrator), CRABS (Cellular Radio Access for Broadband Services), МТРС (микроволновая телекоммуникационная распределительная система разработки НИИ телекоммуникаций НТУУ "КПИ") и др.

Дальнейшее развитие ФСШР как самостоятельного вида телекоммуникаций связывается с разработкой единых концептуальных положений по структурно-функциональному построению таких систем. В этой связи становится актуальной выработка обобщенной архитектуры ФСШР, особенно в части микроволнового транспортного уровня.

Уровни ФСШР

В архитектуре ФСШР выделяются два основных системных уровня — транспортный и уровень доступа [3]. На транспортном уровне организуются каналы связи для обеспечения обращения оборудования абонентских терминалов (АТ) через шлюзовую станцию доступа (базовую станцию — БС) к сетям передачи данных, телефонной сети общего пользования (ТСОП) и источникам мультимедийной информации. Транспортный уровень формируется на базе микроволновых приемопередатчиков с антенным оборудованием и каналобразующей аппаратуры (модемы и мультиплексоры).

На уровне доступа организуется доступ оконечного абонентского оборудования к общему каналному ресурсу с последующим выходом на соответствующие сети. В качестве оборудования уровня доступа АТ, в зависимости от типа услуг, которые предоставляются абонентам системы, могут быть использованы кроссмultipлексоры, цифровые автоматические телефонные станции небольшой емкости, цифровые абонентские концентраторы, маршрутизаторы, системы мультимедиа. Оборудование доступа БС должно поддерживать все типы протоколов, которые используются аппаратурой АТ. Наибольшую гибкость система имеет при использовании кроссмultipлексоров, которые разрешают поддерживать все службы сети с интеграцией услуг.

Для ряда ФСШР, располагаемых в рамках одной территории, кроме системных различают еще зональные уровни, основанные на принципе многоуровневого сотового построения: макросота, сота или микросота. Макросота (или сота) представляет собой первый уровень системы, который формируется радиолиниями между БС и локальными ретрансляторами (ЛР). Сота (или микросота) формирует второй уровень "последней мили", предназначенный для обеспечения связи ЛР с оконечными АТ. Развязка между уровнями осуществляется посредством частотного разнесения диапазонов их рабочих частот.

Топологии ФСШР

Основным элементом архитектуры любой радиосистемы является ее топология, определяемая топологией используемых каналов связи. На рис. 1 представлены базовые варианты сетевых топологий ФСШР. Рассмотрим их подробнее.

Полносвязная топология (рис. 1, а) берет свое начало от первых пакетных наземных и спутниковых радиосистем, в которых станции системы непосредственно связываются между собой самостоятельными, независимыми дуплексными линиями связи. Однако сеть на основе полносвязной топологии не является оптимальной, т. к. наличие большого числа самостоятельных радиолиний ведет к снижению коэффициента использования этих линий. Поэтому данный вид топологии используется только в некоторых компьютерных радиосетях дециметрового диапазона волн.

Наибольшее распространение получила звездообразная топология (рис. 1, б — д) [4], содержащая

центральный узел, в качестве которого может выступать БС, располагаемая в центре зоны действия системы, и ряд АТ, способных принимать информационный поток от центрального узла. Последний отвечает за маршрутизацию трафика через себя к АТ; он также отвечает за локализацию неисправностей. Локализация неисправностей является относительно простой в звездообразной системе, поскольку решение проблемы обусловлено возможностью локализации линии связи. Однако система с такой топологией подвержена потенциальным проблемам "узкого горла" и отказов, связанных с центральным узлом, что вызывает потребность в 100%-ном резервировании его оборудования.

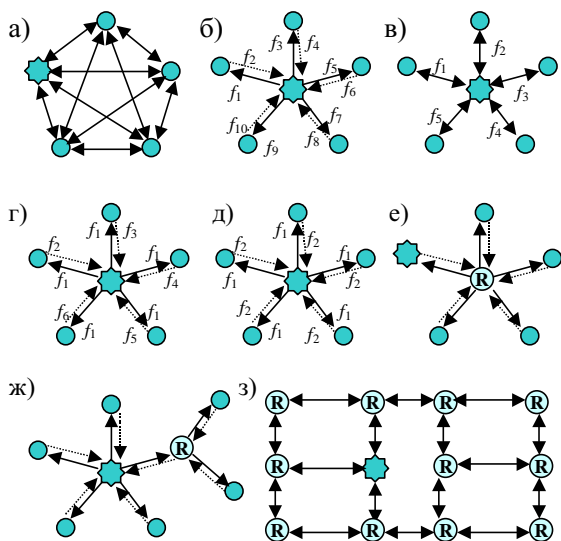


Рис. 1. Топологии ФСШР:

a — полностью связанная; *б* — звездообразная типа "точка — точка" с дуплексными радиоканалами; *в* — то же с полудуплексными радиоканалами; *г* — звездообразная типа "точка — много точек" многостанционного доступа с частотным разделением каналов; *д* — то же с временным разделением каналов; *е* — звездообразная с ретранслятором в качестве центрального узла системы; *ж* — звездообразная с ретранслятором как мостом для расширения зоны действия системы; *з* — ячеистая (сетчатая)
 ● — БС; (R) — ретранслятор; ● — АТ

Системы со звездообразной топологией, показанной на рис. 1, *б*, представляют собой объединение отдельных дуплексных радиорелейных линий (РРЛ) вокруг одного центрального узла. Примером такой системы может послужить радиальная система распределительных РРЛ, связывающих одну БС подвижной сотовой связи с другими БС и центральным узлом коммутации сети. Главным достоинством данной системы является возможность смены топологии сети путем изменения направленности антенн радиорелейных станций (РРС) или переноса БС в другое место.

Однако увеличение количества РРС в одном месте создает сложную электромагнитную обстановку и ведет к неэффективному использованию радиорелейного оборудования. Действительно, например, из точки БС расходятся k РРЛ, что влечет за собой необходимость задействования для их дуплексной работы $2k$ частотных литер и $2k$ приемопередатчиков с соответствующим модемным оборудованием. Одним из решений данной проблемы стало создание звездообразной радиосистемы с полудуплексными радиоканалами

с временным разделением "передача — прием" (рис. 1, *в*), что позволило уменьшить количество частотных литер до k , но, одновременно, снизило интегральную пропускную способность системы из-за использования одного канала на прием и передачу.

Другое решение данной проблемы заключается в переходе от систем типа "точка — точка" к системам типа "точка — много точек" с задействованием современных многостанционных методов разделения каналов. На рис. 1, *г* представлена такая звездообразная топология, где используется широкополосный симплексный радиоканал от БС к АТ и ряд обратных запросных каналов от АТ к БС. Здесь вместо $2k$ РРС потребуется только один центральный приемопередатчик на БС с широкополосным каналом передачи на одной частоте и k приемопередатчиков АТ на концах лучей звезды. При этом будет задействовано только $k+1$ частотных литер.

В данной системе, в границах одного высокочастотного канала f_1 , может использоваться комбинированный метод многостанционного доступа: в направлении от БС к АТ — временное разделение каналов, в направлении от абонентской станции к базовой — частотно-временное разделение. Такой метод доступа возможен, например, за счет организации каналов плезиохронной цифровой иерархии E1 (2048 кбит/с), E2 (8448 кбит/с), E3 (34368 кбит/с) согласно G.703, G.704, что разрешает осуществлять мультиплексирование разносторонних потоков. При этом мультиплексоры БС предназначены для объединения потоков E1 и E2 в поток E3, а мультиплексоры АТ — для выделения соответствующих потоков. Подобное построение усложняет контроль ошибок в канале связи при применении плезиохронной цифровой иерархии, поэтому применяется прямая коррекция ошибок, которая разрешает дополнительно повысить достоверность передачи информации и улучшить энергетические показатели канала.

В настоящее время использование такой топологии для ФСШР, построенных с применением технологии DVB (Digital Video Broadcasting), регламентировано рядом Рекомендаций ETSI [5, 6]. В результате стало возможным появление новых широкополосных услуг: мультимедийное и веб-вещание, асимметричный доступ к Интернет, сбор и распространение различной служебной информации коммунальных служб, подразделений министерств внутренних дел и чрезвычайных ситуаций.

Кроме этого, использование современных методов многостанционного доступа позволяет существенно повысить пропускную способность радиоканалов без расширения отведенного под систему частотного диапазона. Так, на рис. 1, *д* представлена звездообразная топология типа "точка — много точек" многостанционного доступа с временным разделением каналов. Вид топологии с кодовым разделением будет таким же, как и с временным.

Развитием принципов, положенных в основу звездообразной топологии, явилась трансформация центрального узла в ретранслятор и вынос БС как точки входа в систему на периферию лучей звезды (рис. 1, *е*) [7]. Здесь ретранслятор принимает сигналы в по-

лосе множественного доступа и ретранслирует их в широкополосной полосе. Ретранслятор в этой системе не выполняет никаких логических операций (логически пассивный ретранслятор). Он решает следующие задачи: 1) обеспечивает полносвязность сети; 2) обеспечивает прослушивание в процессе передачи собственных сигналов абонентами, что позволяет повысить эффективность использования полосы частот; 3) улучшает энергетику сети и таким образом повышает достоверность передачи.

Основным недостатком топологии с центральным ретранслятором является уменьшение пропускной способности по сравнению с сетью, не имеющей ретранслятора и полностью использующей выделенную полосу для непосредственной передачи информации между АТ.

Ретрансляцию можно осуществить двумя способами: на уровне элементарных сигналов путем разнесения каналов приема и передачи по частоте; на уровне пакетов за счет разнесения во времени процессов передачи и приема в общей полосе частот.

Наконец, на рис. 1, ж представлена звездообразная топология с ретранслятором в качестве моста для расширения зоны действия системы.

Рост емкости трафика в густонаселенных центрах, сложность обеспечения прямой видимости между БС и АТ в системах со звездообразной топологией привели к появлению ФСШР типа "точка — точка" с ячеистой (сетчатой) топологией (рис. 1, з) [8]. Привлекательность ячеистой топологии заключается в относительной устойчивости к перегрузкам и отказам. Благодаря множественности путей между АТ, которые являются также и ретрансляторами, трафик может быть направлен в обход отказавших или занятых узлов. Несмотря на то, что ячеистые сети отмечаются сложностью и дороговизной, они могут обеспечить наиболее высокую надежность.

Протоколы доступа

Радиоканал как физическая среда передачи информации обладает специфическими свойствами: разнообразны количественный состав и местоположение абонентов, значительна флюктуация параметров, условия распространения сигналов зависимы от места функционирования сети, наличествуют административно-правовые ограничения на передачу данных по радиоканалу, достаточно широк диапазон возможных скоростей передачи, сравнительно низка стоимость канала связи. Вследствие всего этого невозможно механически перенести принципы, средства и технологии, разработанные для сетей с проводной связью, на радиосети.

Определение протоколов управления доступом к радиоканалу является одной из основных задач при разработке любой радиосети, т. к. от их характеристик в конечном итоге зависит эффективность функционирования сети в целом. Причем в каждой сетевой системе необходимо иметь несколько вариантов таких протоколов. Это обусловлено тем, что параметры радиосети, такие как уровень и характер трафика, количество и типы абонентов, качество радиосвязи, топология, размеры сети в реальных условиях эксплуатации, могут изменяться в широких пределах. Для адаптации к текущему состоянию параметров

требуется периодическая смена протоколов. Критерием выбора того или иного типа протокола управления доступом служит обменное соотношение между скоростью и задержкой передачи в пределах установленного либо прогнозируемого диапазона изменения системных параметров сети.

Протоколы доступа системы полностью зависят от выбранной технологии уровня доступа — плездиохронной или синхронной цифровой иерархий, АТМ (Asynchronous Transfer Mode), IP (Internet Protocol), Ethernet и пр. Ранее, при анализе топологии, изображенной на рис. 1, з, уже было рассмотрено применение плездиохронной иерархии для ФСШР.

Для поддержания разнородного по своей природе трафика (голос, данные, видео) большой интерес в качестве базовой технологии вызывает АТМ. С одной стороны, ФСШД можно строить как сугубо беспроводную АТМ-систему, как показано на рис. 2, а с другой стороны — как систему, в которой АТМ выполняет роль транспортной среды.

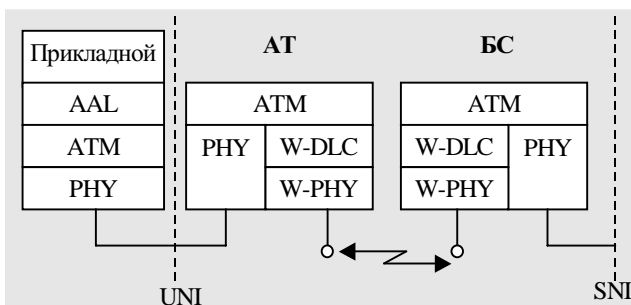


Рис. 2. Уровни протоколов беспроводной АТМ-системы: ААL — уровень адаптации АТМ (ATM Adaptation Level); PHY — физический уровень; UNI (User-to-Network Interface) и SNI (Server-Network Interface) — интерфейсы АТМ; W-DLC (Wireless Data Link Control) — беспроводный уровень контроля передачи данных; W-PHY — физический уровень беспроводного доступа

В последнем случае требуется задействование специального протокольного уровня системы, предназначенного для прозрачного поддержания соединений между АТ разных стандартов через специальный интерфейс. Действие протоколов доступа такой отдельной ФСШР ограничивается шлюзовой аппаратурой на БС и не распространяется на внешние сети. Тогда нет потребности производить никаких модификаций к внешним протоколам. Такой подход наиболее привлекателен в сетях, где АТМ не является доминирующим транспортным механизмом.

На рис. 3 представлены уровни протоколов асимметричной ФСШР, предназначенной для поддержания доступа к IP-сети. В такой системе прямой широкополосный радиоканал (рис. 3, а) от БС к АТ строится на базе технологии DVB, а обратные запросные каналы (рис. 3, б) от АТ к БС — на многостанционном доступе с временным разделением. При этом на АТ в качестве сетевой технологии применяется Ethernet.

Следует отметить, что в радиосистемах использование IP-трафика имеет ряд ограничений по скорости передачи. Кроме ограничения на физическом уровне (широкополосность среды распространения), суще-

ТЕХНИЧЕСКАЯ ПОЛИТИКА

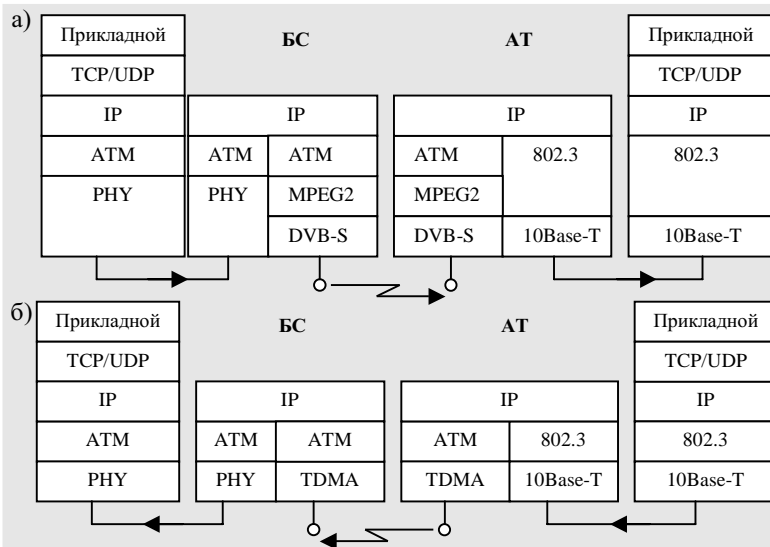


Рис. 3. Уровни протоколов ФСШР на основе технологии DVB для прямого (а) и обратного (б) каналов:

TDMA (Time-Division Multiple Access) — многостанционный доступ с временным разделением; 10 Base-T — интерфейс Ethernet для неэкранированной витой пары; 802.3 — спецификация Ethernet IEEE 802.3

То есть маршрутизируются первые несколько дейтаграмм, последующие коммутируются. Протокол ARIS (Aggregate Route-Base IP Switching), например, выполняет маршрутизацию меток.

3. На канальном уровне сказывается недостаточная производительность сетевого оборудования. Эта проблема может быть снижена за счет оптимального управления потоками в сети. При этом

стывают ограничения, связанные с особенностями самого стека протоколов TCP/IP, а именно:

1. Транспортный уровень в процессе функционирования может привести к снижению средней скорости передачи TCP-сессии из-за временных задержек при распространении сигнала в физической среде, при обработке портами сетевых узлов. Снижение средней скорости происходит из-за простоя канала связи при квинтировании (аналог — сеть X.25, в которой подобные процедуры вписаны в канальный уровень).

Методы снижения такого влияния — протокольное разрешение передавать данные без получения квитанции. Например, в сети X.25 подобная задача решается использованием службы расширенной нумерации пакетов, относящейся к необязательным — дополнительным.

2. На сетевом уровне на скорость оказывают влияние: производительность портов маршрутизаторов, эффективность протоколов маршрутизации.

Эффективность протоколов маршрутизации определяется рядом параметров, например, потенциальной способностью образовывать "петли" в нештатных ситуациях и др. Применение более эффективных протоколов маршрутизации позволяет решить задачу более эффективного использования канального ресурса за счет уменьшения объема передаваемой непроизводительной информации. Так, протокол OSPF (Open Shortest Path First Protocol) позволяет достаточно эффективно осуществлять внутрисистемную маршрутизацию даже при больших значениях числа пересылок. При этом вероятность образования "петель" сводится к пренебрежимо малой величине. Протокол бесклассовой маршрутизации CIDR (Classless Inter-Domain Routing) позволяет более экономно расходовать адресное пространство, в какой-то мере снизить нагрузку на порты маршрутизаторов и тем самым уменьшить задержки при обработке.

Рост интенсивности IP-трафика приводит к увеличению накладных расходов и, следовательно, к снижению скорости передачи информационного трафика. Эта проблема в значительной мере снимается средствами коммутации третьего уровня. Такими протоколами являются протоколы маршрутизации потоков.

уменьшаются очереди в буферах коммутаторов и маршрутизаторов, тем самым снижаются задержки в канале.

Таким образом, в настоящей работе впервые с единых позиций представлены основные элементы сетевой архитектуры фиксированных систем широкополосного радиодоступа как самостоятельного вида телекоммуникаций, что дает возможность определить основные концептуальные положения по структурно-функциональному построению таких систем, а также выработать требования как к микроволновому, так и к цифровому оборудованию системы.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Кравчук С. А., Ильченко М. Е. Системы широкополосного беспроводного доступа. Термины и определения / Мат-лы 12-й Междунар. конф. КрыМиКо'2002 "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", 9—13 сентября 2002 г., Севастополь, Крым, Украина.— С. 52—55.
2. Ильченко М. Е., Кравчук С. А. Перспективы развития телекоммуникаций / Там же.— Мат-лы 11-й конф. КрыМиКо'2001, 10—14 сентября 2001 г.— С. 237—240.
3. Ильченко М. Ю., Кайдено М. М., Кравчук С. О. Цифрові мережі з інтеграцією послуг на основі мікрохвильової телекомунікаційної розподільчої системи / Мат-ли 2-го міжнар. конгресу "Розвиток інформаційного суспільства в Україні", 4—6 грудня 2001 р., Київ, Україна.— С. 87—95.
4. Кравчук С. А., Потієнко В. П., Петухов І. М. Реалізація технології передачі Internet-інформації путем створення зонавої цифрової мікрохвильової мережі / Мат-лы 8-й Междунар. конф. КрыМиКо'98 "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", 14—17 сентября 1998 г., Севастополь, Крым, Украина. Т. 2.— С. 808—811.
5. Digital Video Broadcasting (DVB); Multipoint Video Distribution Systems (MVDS) at 10 GHz and above.— European Standard ETSI EN 300 748 V1.1.2 (Telecommunications series).— 1997.
6. Digital Video Broadcasting (DVB); Microwave Multipoint Distribution Systems (MMDS) below 10 GHz.— European Standard ETSI EN 300 749 V1.1.2 (Telecommunications series).— 1997.
7. Бунин С. Г., Войтер А. П. Вычислительные сети с пакетной радиосвязью.— К.: Техніка, 1989.
8. Webb W. Broadband fixed wireless access as a key component of the future integrated communications environment // IEEE Communications Magazine.— 2001.— Vol. 39, N 9.— P. 115—121.

К. т. н. А. С. КОНДРАШОВ, к. т. н. В. И. ШЕЛЕСТ

Россия, г. С.-Петербург, Центр прикладной математики и механики СПбО РАН
E-mail: ask_mail@kengu.ru

Дата поступления в редакцию
10.12 2002 г.

Оппонент д. т. н. В. Д. ЧЕРНЕНКО
(ГТУ, г. С.-Петербург)

КОНЦЕПТУАЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ МЕХАНИКО-ПРОЧНОСТНОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ БАЗОВЫХ НЕСУЩИХ КОНСТРУКЦИЙ РЭС

Предлагается общесистемный концептуальный алгоритм механико-прочностного проектирования унифицированной системы БНК радиоэлектронных средств различного назначения.

Внешние механические воздействия на радиоэлектронные средства (РЭС) специального, профессионального и бытового назначения определяются областью применения и условиями эксплуатации РЭС. За последние 10—15 лет параметры механических воздействий существенно повысились практически для всех классов и групп эксплуатации РЭС, что нашло свое отражение в переиздании и коррекции государственных стандартов ГОСТ РВ 20.39.304—98 и ГОСТ 11478—88.

Механические воздействия, наиболее опасными из которых являются линейные перегрузки, вибрации и удары, ухудшают надежность и стабильность работы РЭС, которые в настоящее время, как правило, komponуются на основе базовых несущих конструкций (БНК) (см. рис. 1). Однако для многих отраслей промышленности была и остается актуальной научно-техническая проблема создания унифицированной сис-

темы БНК, которая позволяла бы на основе единого комплекса базовых несущих элементов и модулей проектировать и внедрять качественные и надежные конструкции РЭС различного схмотехнического, технологического и эксплуатационного назначения.

Следует отметить, что эффективной унифицированной системы многоуровневых БНК, обладающих оптимальными параметрами и структурой, а также пригодных для создания перспективных РЭС различного назначения, практически пока не создано [1, 2]. При этом в работах известных отечественных и зарубежных специалистов в области механико-прочностного проектирования подчеркиваются следующие характерные для рассматриваемой проблемы факты [3—9]:

— первые публикации результатов общих исследований вопросов синтеза несущих конструкций по динамическим нагрузкам появились только в 1977 году;

— алгоритмы и машинные программы структурного и параметрического синтеза несущих конструкций (в основном, строительных) по критериям качества, характеризующим площадь сечения элементов конструкции, и при ограничениях по прочности и устойчивости появились в начале 1980-х годов;

— механико-прочностное оптимальное проектирование БНК РЭС как сложных иерархических систем

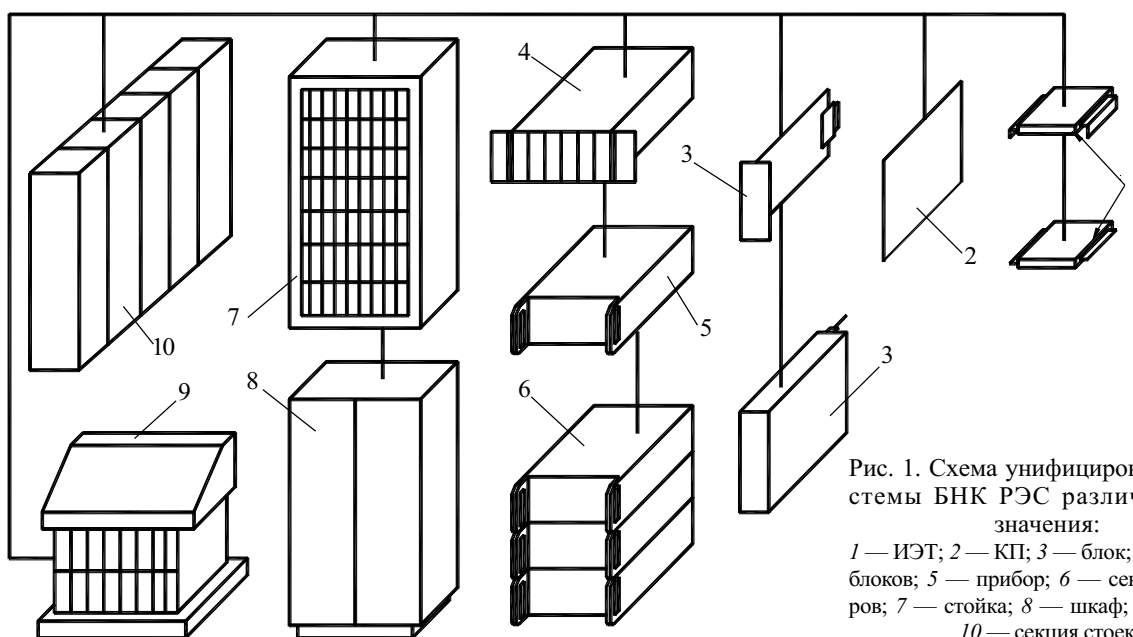


Рис. 1. Схема унифицированной системы БНК РЭС различного назначения:

1 — ИЭТ; 2 — КП; 3 — блок; 4 — секция блоков; 5 — прибор; 6 — секция приборов; 7 — стойка; 8 — шкаф; 9 — пульт; 10 — секция стоек

обладает чрезвычайной сложностью по сравнению с аналогичным проектированием технических объектов, отличающихся квазиоднородными структурами и параметрами.

Актуальность и необходимость решения проблемы механико-прочностного проектирования при создании перспективной унифицированной системы БНК для РЭС различного назначения подтверждается проведением ряда целевых научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ в рамках «Межотраслевой программы унификации, стандартизации и развития БНК РЭС на 2000—2005 годы» и программы Межгосударственного технического комитета (МТК 20) «Базовые несущие конструкции, печатные платы, сборка и монтаж электронных модулей».

В настоящей статье предлагается общесистемный концептуальный алгоритм механико-прочностного проектирования унифицированной системы БНК различного назначения (см. **рис. 2**).

В блоке 1 осуществляется формирование исходной информации, которая содержит следующие основные данные:

— типы ИЭТ (изделий электронной техники) —

$\Omega = \{\omega_j, j \in [1, J]\}$ и их массогабаритные и прочностные параметры, которые, как правило, определяются техническими условиями для ИЭТ j -го типа, размещаемых на коммутационных платах (КП) БНК;

— геометрические размеры, прочностные параметры механических соединений, материалов, массу несущих элементов и структурных модулей БНК, которые устанавливаются отечественными и международными стандартами, синтезированной конструктивной структурной схемой построения БНК, а также рассчитываются на этапе структурно-параметрического синтеза конструктивных элементов и модулей перспективных БНК как сложных систем;

— законы изменения и параметры внешних механических воздействий в виде *линейных ускорений* (закон изменения линейного ускорения во времени, как правило, ступенчатый; такие параметры как действия ускорения или перегрузка), *вибраций* (закон изменения вибраций, как правило, гармонический, который сравнительно редко встречается в реальных условиях, но широко используется при механико-прочностных расчетах и при лабораторных испытаниях; такие параметры как амплитуда колебаний, их частота и величина ускорения) и *ударов* (закон изменения ударного импульса может быть прямоугольным, треугольным или полусинусоидальным; такие параметры как амплитуда, длительность и число ударных импульсов);

— крепежные и несущие элементы конструктивных модулей проектируемых БНК, через которые от модуля к модулю передаются механические воздействия, а также координаты точек приложения этих воздействий.

В блоке 2 производится выбор определенного вида внешнего механического воздействия из общего числа видов, устанавливаемых техническим заданием (ТЗ) на проектирование БНК РЭС.

Блок 3 предназначен для выбора способа или подсистемы защиты от механических воздействий для

каждого ИЭТ j -го типа и модуля структурной иерархии БНК из общего числа практически целесообразных способов и элементов упрочнения конструкции, которые определяются разработчиком в зависимости от конкретных условий эксплуатации РЭС, компонентов на основе БНК. При этом сначала выбирается способ защиты, который не влияет на изменение типоразмеров КП и модулей БНК различного уровня конструктивной иерархии. Затем, если не обеспечивается защита от внешних механических воздействий, происходит выбор способа, применение которого влечет за собой изменение типоразмеров КП и структурных модулей БНК. Следует подчеркнуть, что в результате механико-прочностного проектирования в зависимости от заданной совокупности внешних механических воздействий выбираются наиболее эффективные способы (подсистемы) защиты ИЭТ, КП и модулей всех уровней структурной иерархии унифицированной системы БНК.

В блоке 4 осуществляется формирование алгоритмов механико-прочностного моделирования и выбор комплекса программ, которые необходимы для расчета на прочность и (или) устойчивость модулей и системы БНК в целом при заданной совокупности внешних механических воздействий.

Блоки 5, 6 предназначены для проведения прочностных расчетов с учетом процедур, реализуемых в блоке 4, и анализа результатов расчетов с оценкой их соответствия заданным механико-прочностным критериям. При этом, как правило, на основе анализа всей совокупности внешних механических воздействий разработчиком задается множество критериев по оценке прочности и (или) устойчивости ИЭТ j -го типа, конструктивных модулей и системы БНК. Например, задаются допустимые значения прогиба подложки (корпуса) ИЭТ; допустимые значения несочленения электросоединителей, устанавливаемых на КП и в структурных модулях БНК; допустимые значения перемещений, механических напряжений и запасов прочности для несущих элементов и структурных модулей различного уровня иерархии БНК.

В блоках 7, 8 производится проверка возможности применения другого способа (набора элементов подсистемы обеспечения механической прочности) защиты от внешних механических воздействий без изменения и с изменением типоразмеров КП и модулей различных структурных уровней иерархии БНК.

В блоке 9 реализуются процедуры проверки соответствия проведенных механико-прочностных расчетов всем видам механических воздействий из заданной совокупности.

Блок 10 предназначен для вывода результатов механико-прочностных расчетов, а также результатов анализа выполнения заданных критериев прочности (устойчивости).

В заключение необходимо отметить, что автоматизация процессов механико-прочностного проектирования унифицированной системы БНК перспективных РЭС различного назначения осуществляется с применением диалогового и пакетного режимов работы, а также с использованием существующих и специально разработанных математических

ПРОЕКТИРОВАНИЕ. КОНСТРУИРОВАНИЕ

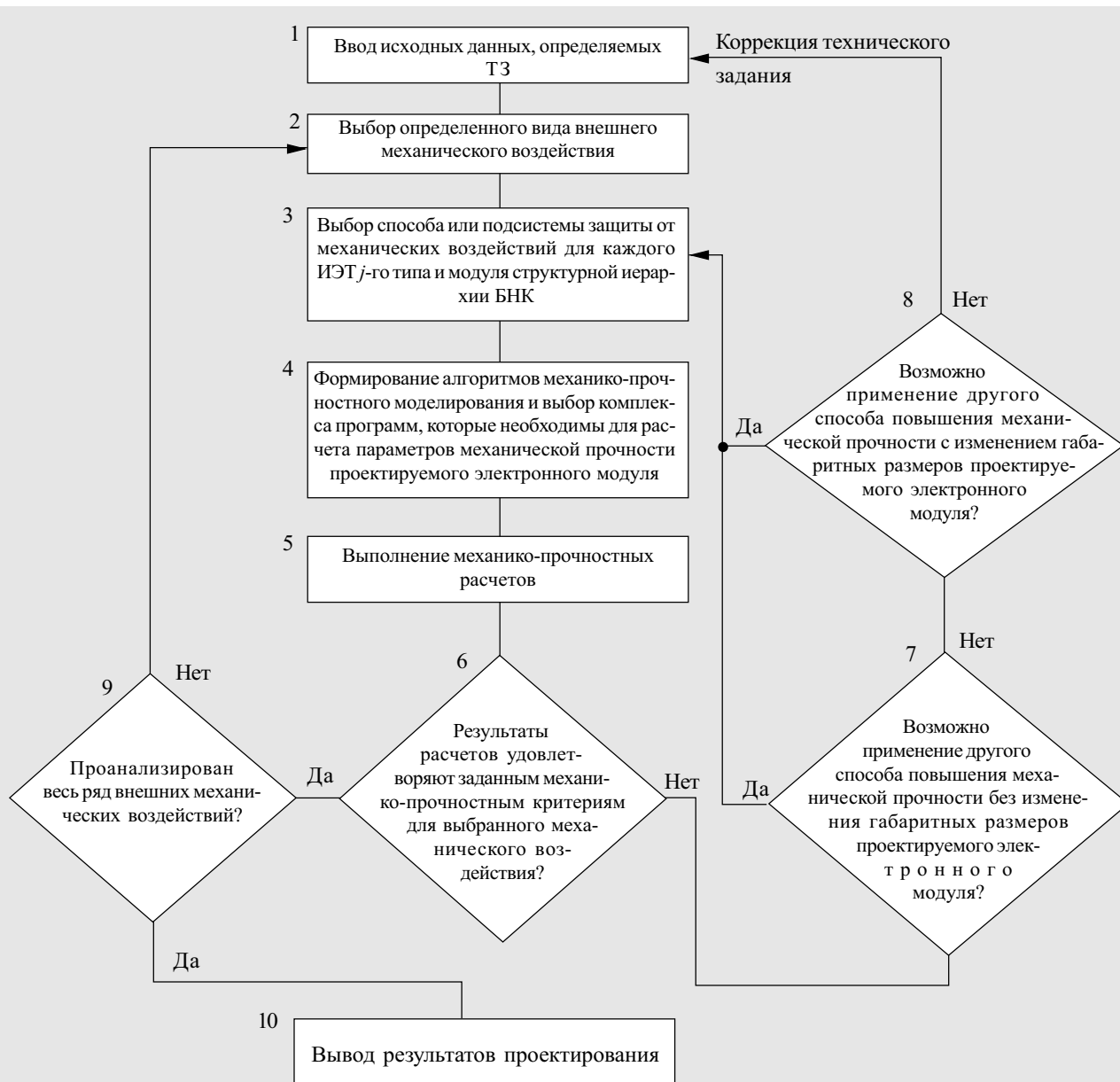


Рис. 2. Общесистемный алгоритм механико-прочностного проектирования перспективных БНК

моделей, алгоритмов и программных средств, обеспечивающих формирование необходимых баз данных и структур для всех функциональных подсистем проектирования.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Максимов А. В. Системный подход к проектированию базовых несущих конструкций радиоэлектронных средств.— СПб.: ГУТ им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, 1999.
2. Голубев А. В. Параметрический синтез многоуровневых конструкций радиоэлектронных средств.— Там же, 1998.
3. Маквцов Е. Н. Цифровое моделирование вибраций в радиоконструкциях.— М.: Сов. радио, 1976.
4. Карпушин В. Б. Виброшумы радиоаппаратуры.— М.: Сов. радио, 1977.
5. Токарев М. В., Талицкий Е. Н., Фролов В. А. Механические воздействия и защита радиоэлектронной аппаратуры.— М.: Наука, 1984.
6. Свердлин М. Я. Расчет сейсмостойкости АПОИ при испытаниях одиночным ударом // Средства связи.— 1985.— Вып. 2.— С. 62—64.
7. Баничук Н. В. Введение в оптимизацию конструкций.— М.: Наука, 1986.
8. Хог Э., Чой К., Комков В. Анализ чувствительности при проектировании конструкций.— М.: Мир, 1988.
9. Лутченков Л. С. Автоматизированное проектирование несущих конструкций радиоэлектронных средств.— М.: Радио и связь, 1991.

Д. т. н. С. Ю. ЛУЗИН, к. т. н. О. Б. ПОЛУБАСОВ

Россия, г. Санкт-Петербург, АО "Авангард"
E-mail: luzin1@rol.ru, pbas@rol.ru

Дата поступления в редакцию
18.03 2003 г.

Оппонент к. т. н. В. С. СИТНИКОВ
(ОНПУ, г. Одесса)

ВЫДЕЛЕНИЕ В ГРАФЕ НАИБОЛЬШЕГО ПОЛНОГО ПОДГРАФА В ЗАДАЧАХ АВТОМАТИЗАЦИИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Показана целесообразность сочетания переборного алгоритма и методов редукции графа, не приводящих к потере наибольшего полного подграфа.

Задача нахождения в графе наибольшего полного подграфа, или максимальной клики [1, с. 46], является математической моделью ряда задач, возникающих при автоматизации монтажно-коммутационного проектирования. К этой задаче может быть сведена задача плотной упаковки разногабаритных объектов [2, с. 89] и компоновки узлов радиоэлектронной аппаратуры [3, с. 17]. Кроме того, к этой задаче сводится задача о минимальной раскраске графа [1, с. 75], которая используется для минимизации числа коммутационных слоев при проектировании топологии печатных плат и СБИС.

Большинство известных алгоритмов выделения наибольших полных подграфов (или максимальных клик) основано на полном или частичном переборе полных подграфов. В подобной постановке данная задача имеет экспоненциальную сложность уже потому, что требует в общем случае просмотра экспоненциального количества полных подграфов [4]. Поэтому структурные преобразования графов, не приводящие к потере информации о кликах графа и, в то же время, уменьшающие сложность исходного графа, представляют интерес как с теоретической, так и с практической точек зрения.

В работе [2, с. 79] описан алгоритм, использующий процедуру разборки графа, основанную на последовательном удалении вершин, имеющих минимальную степень. В результате однократной разборки получают один из полных подграфов (не обязательно наибольший), который запоминается в качестве предварительного решения. Затем аналогичным образом разбираются подграфы, построенные на множестве вершин, являющихся окрестностями каждой из удаленных вершин. Подобная процедура также не дает существенного сокращения перебора при наличии в графе экспоненциального числа клик.

В настоящей работе рассмотрены способы сокращения перебора, позволяющие построить алгоритм нахождения максимума клик, имеющий полиномиальную оценку сложности для широкого класса графов.

Нахождение максимума клик методом редукции графа

Как уже отмечалось выше, процедура разборки графа, описанная в [2], неэффективна при экспоненциальном количестве клик. Так, например, графы Муна—Мозера [5] с $3n$ вершинами содержат 3^n клик, каждая из которых содержит только n вершин, в то время как степень каждой из вершин равна $3n-2$. При наличии в графе подобных подграфов могут иметь место случаи, когда вершина графа, имеющая минимальную степень и подлежащая, по [2], удалению, входит в максимальную клику графа. В подобных случаях алгоритм [2] не исключает практически полного перебора клик графа. Очевидно, удалять можно лишь вершины, отсутствие которых не влияет на наличие максимума клик в оставшейся части графа.

Отличительной особенностью NP-трудных многоэкстремальных задач (таких, например, как нахождение максимума клик или задача о покрытии множествами) является то, что в тех случаях, когда число экстремумов велико, большинство из них имеет одинаковое значение. То есть сложность состоит не столько в том, чтобы найти экстремум, сколько в том, чтобы убедиться в экстремальности найденного значения. В частности, в [5] показано, что если в графе все клики различаются по числу входящих в них вершин, то количество клик $P(n) \approx n - \lceil \log_2 n \rceil$. Напротив, если все клики содержат одинаковое число вершин, то $P(n)$ достигает максимального значения.

Приведем обозначения, которые будут использоваться в дальнейшем:

X_i — множество вершин, смежных с вершиной x_i ;
 \bar{X}_i — множество вершин, не смежных с вершиной x_i ;
 $|X|$ — мощность множества X ;
 $mcl(X_k)$ — максимальное множество попарно смежных вершин в подграфе, порожденном множеством вершин X_k .

Опишем методы редукции графа, не приводящие к утрате максимума клик.

1. Пусть дан граф $G(X, V)$, где X — множество вершин, V — множество ребер. Выделим некоторую вершину $x_i \in X$. Пусть также $\bar{X}_i = X_i \cup X_i''$, где X_i — множество вершин из \bar{X}_i , смежных хотя бы с одной вершиной из X_i' , а $X_i'' = \bar{X}_i \setminus X_i'$.

Если $X_i' \neq \emptyset$, то все клики, содержащие вершины из X_i' входят в подграф, порожденный \bar{X}_i , и задача поиска максимума клик разбивается на две:

поиск максимума клик в подграфе, порожденном $X \setminus X_i^m$,

поиск максимума клик в подграфе, порожденном X_i .

Пример

Граф, изображенный на рис. 1, имеет диаметр, равный 4. Выделим вершину x_1 и ее окрестность X_1 . В подграфе, порожденном $\bar{X}_1 = \{x_5, x_6, x_7, x_8, x_9\}$, множество вершин $X_1^1 = \{x_5, x_6\}$ имеет связи с вершинами из X_1 , а множество $X_1^2 = \{x_7, x_8, x_9\}$ не связано ни с одной вершиной из X_1 .

При изложении последующих методов редукции считаем, что декомпозиция в соответствии с п. 1 осуществлена и $X_i = X_i^r$, т. е. X_i содержит только вершины, смежные с вершинами из X_i .

2. Пусть подграф, порожденный \bar{X}_i , содержит изолированные вершины, тогда удаление этих вершин не повлияет на наличие максимума клик в оставшейся части графа (рис. 2).

Действительно, наличие в подграфе, порожденном X_p , некоторой изолированной вершины x_m означает, что $X_m \subseteq X_i$ и, следовательно, подграф, порожденный $x_m \cup X_m^r$, не может содержать большей клики, чем подграф, порожденный $x_i \cup X_i$.

3. Пусть в графе G имеется $k+1$ вершин, для которых

$$x_i \cup X_i = x_j \cup X_j, \quad (i, j \in \bar{1}, k; i \neq j). \quad (1)$$

Тогда если в подграфе, порожденном X_m^r , есть вершины, степень которых не превосходит k , то удаление этих вершин не повлияет на наличие максимума клик в оставшейся части графа.

Пусть X^k — множество вершин, для которых выполняется (1). Обозначим через $A(X^k)$ (от adjacent — смежный) множество вершин, смежных с каждой вершиной из X^k ; соответственно $\bar{A}(X^k)$ — множество вершин, не смежных ни с одной вершиной из X^k ; $A'(X^k)$ — множество вершин, смежных хотя бы с одной вершиной из $A(X^k)$.

Пусть $x_i \in X^k$ и $x_j \in X_i^r$, причем вершина x_p в подграфе, порожденном X_i^r , имеет степень, не превосходящую k . Пусть также $X^p \subseteq X_i^r$ — наибольшее множе-

ство попарно смежных вершин в подграфе, порожденном X_i^r , такое, что $x_j \in X^p$. Тогда $|X^p| \leq k$.

Пусть $A(X^p)$ — множество вершин, смежных с каждой вершиной из X^p . Очевидно, что $A(X^p) \subseteq X_i^r$. Поскольку $|X^p| \leq |X^k|$, то вершину x_p можно удалить.

4. Пусть подграф, порожденный множеством вершин $X_q \cap X_i$ ($x_q \in X_i$), содержит изолированные вершины, тогда можно удалить ребра, соединяющие x_q с этими вершинами.

5. Пусть подграф, порожденный X_i^r , является полным и для любой вершины из X_i^r выполняется

$$x_i \cup X_i = x_s \cup X_s \quad (x_i, x_s \in X_i; t \neq s),$$

тогда

$$mcl(X \setminus \{x_i\}) = mcl(X_i^r) \cup mcl(X_i \cap X_i),$$

т. е. задача сводится к нахождению максимума клик в подграфе, порожденном $X_i \cap X_i$.

6. Пусть $k_i = |X_i \cap X_i|$ (k_i — число вершин из X_i , смежных с вершиной $x_m \in X_i^r$),

$$l_m = |X_j \cap X_i| \quad (l_m \text{ — число вершин из } X_j \text{ смежных с вершиной } x_m \in X_i^r),$$

$$Q = |mcl(x_i \cup X_i)|,$$

$$P = |mcl(X_i^r)|.$$

Пусть также $Q > P$ (в противном случае количество клик в графе невелико, тогда если $k_j \leq Q - P$, то вершину $x_k \in X_i^r$ можно удалить вместе с инцидентными ей ребрами).

7. Пусть $x_i \in X_m$, $x_j \in X_i$, тогда если $l_m + k_j \leq Q$, то можно удалить ребро, соединяющее x_m с x_j , а k_j и l_m уменьшить на единицу.

8. Пусть вершина $x_k \in X_i^r$ имеет максимальное значение $|X_k \cap X_i^r|$, тогда если в подграфе, порожденном $X_k \cap X_i^r$, имеются вершины, степень которых меньше $Q - P$, то можно удалить ребра, соединяющие эти вершины с вершинами из X_i^r .

9. Пусть граф представляет собой соединение [6, с. 37] k графов, т. е. в графе G множество вершин X разбито на k непересекающихся классов:

$$X = \bigcup_{j=1}^k X^j \quad (\forall i, j \in \bar{1}, k \exists X^i \cap X^j = \emptyset),$$

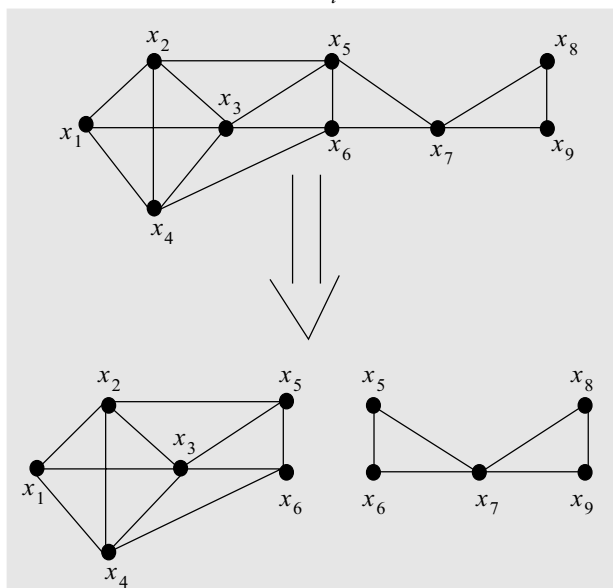


Рис. 1. Декомпозиция графа с диаметром, большим двух

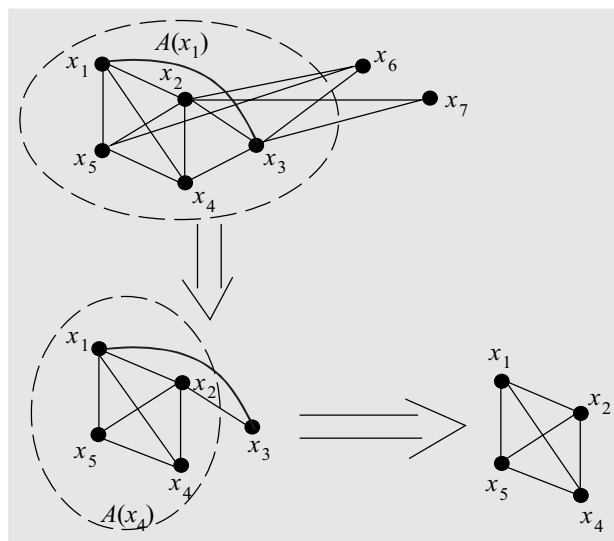


Рис. 2. Удаление вершин (x_6, x_7 , а затем x_3), окрестности которых принадлежат несмежной с ними вершине (x_1 , а затем x_4)

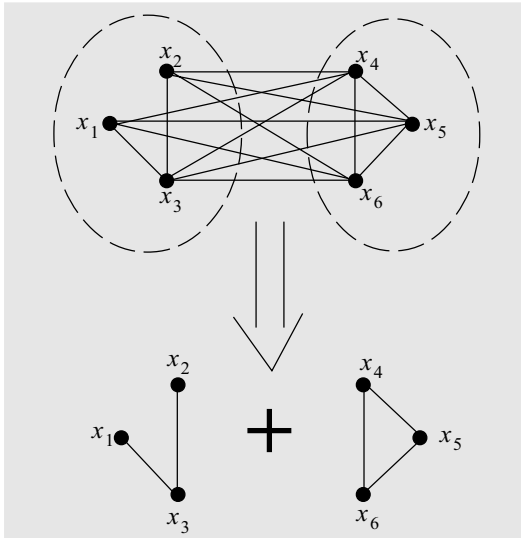


Рис. 3. Соединение графов

и при этом вершины, принадлежащие различным классам, попарно смежны (рис. 3). Тогда

$$mcl(X) = \sum_{j=1}^k mcl(X^j).$$

Отметим, что число клик в таком графе равно произведению числа клик каждого из подграфов, образованных вершинами разных классов, однако приведенное разбиение позволяет при переборе заменить произведение суммой.

Если при этом вершины в каждом из классов попарно несмежны, то максимальная клика может быть получена выбором по одной вершине из каждого класса.

Вероятность того, что произвольный граф будет обладать подобным свойством, весьма мала, к тому же рекурсивное применение к такому графу второго правила редукции за линейное время редуцирует граф до максимальной клики. Однако в графе G можно выделить подграф G' подобного вида, в подграфе $G \setminus G'$ — подграф G'' подобного вида и т. д. Подобное выделение полезно тем, что дает представление о размере максимальной клики в подграфе без выбора конкретной клики и без перебора всех клик данного подграфа. Выбор конкретных клик из, возможно, экспоненциального относительно числа вершин подграфа их количества осуществляется уже на основе анализа подматриц, связывающих подграфы $G', G'' \dots$, и соответствующих их разбиений.

Дополнительная польза от подобного представления графа — возможность получения оценки максимального числа клик в графе (произведение числа вершин в классах разбиения).

Пример

Рассмотрим граф G , изображенный на рис. 4. В нем 12 клик, из них девять содержат по четыре вершины и три клики содержат по три вершины. Первые восемь из n приведенных выше методов редукции не позволяют упростить данный граф.

На рис. 5 представлена матрица смежности графа, преобразованная в соответствии с описанным алгоритмом.

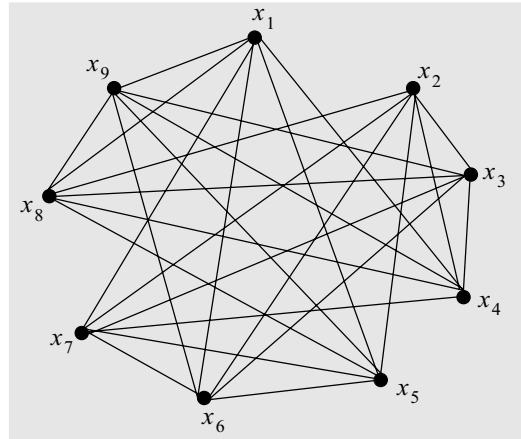


Рис. 4. Регулярный граф степени 6

	1	2	7	8	4	5	6	3	9
1	0	0	1	1	1	1	1	0	1
2	0	0	1	1	1	1	1	1	0
7	1	1	0	0	1	1	1	1	0
8	1	1	0	0	1	1	0	1	1
4	1	1	1	1	0	0	0	1	1
5	1	1	1	1	0	0	1	0	1
6	1	1	1	0	0	1	0	1	1
3	0	1	1	1	1	0	1	0	1
9	1	0	0	1	1	1	1	1	0

Рис. 5. Преобразованная матрица смежности графа

Подграф G' , порожденный множеством вершин $\{x_1, x_2, x_4, x_5, x_7, x_8\}$, разбит на три пустых подграфа ($\{x_1, x_2\}$, $\{x_4, x_5\}$, $\{x_7, x_8\}$) с попарно смежными вершинами. Подграф $G \setminus G'$, порожденный множеством вершин $\{x_3, x_6, x_9\}$, — полный. Он также является кликой, поскольку в подматрице связи между подграфами G' и $G \setminus G'$ нет ни одной строки, содержащей только единицы.

Любая совокупность вершин, взятых по одной из множеств $\{x_1, x_2\}$, $\{x_4, x_5\}$, $\{x_7, x_8\}$, дает полный подграф с тремя вершинами. Увеличить размер полного подграфа до четырех вершин можно, если на множестве $\{x_3, x_6, x_9\}$ есть вершина, смежная хотя бы с одной вершиной каждого из подмножеств $\{x_1, x_2\}$, $\{x_4, x_5\}$, $\{x_7, x_8\}$. Этим свойством обладают все вершины подмножества $\{x_3, x_6, x_9\}$. Пятивершинный полный подграф может быть получен, если подматрица, связывающая подграфы $\{x_1, x_2\}$, $\{x_4, x_5\}$, $\{x_7, x_8\}$ и $\{x_3, x_6, x_9\}$, содержит три одинаковых строки, взятых по одной для каждого из подмножеств $\{x_1, x_2\}$, $\{x_4, x_5\}$, $\{x_7, x_8\}$ (или пару столбцов, пересечение которых содержит хотя бы по одной единице в каждой паре строк). Поскольку эти условия не выполняются, то максимум клик графа содержит четыре вершины, например, $\{x_1, x_5, x_6, x_7\}$.

Заметим, что максимум клик найден без выделения всех (и даже части) клик.

Обсуждение комбинаторной сложности алгоритма

Первый из приведенных выше методов редукции графа позволяет осуществить декомпозицию для всех графов с диаметром, большим двух. Очевидно, что

если некоторый граф содержит полиномиальное количество клик, то даже алгоритм, основанный на перечислении клик, выделит максимальную из них за полиномиальное время. Поэтому наибольший интерес представляет эффективность применения описанных методов на графах, количество клик в которых является показательной функцией количества вершин.

Пусть G — полный k -дольный граф. В нем множество вершин разбито на k классов. Любая из вершин смежна со всеми вершинами, кроме вершин, принадлежащих классу, в который она входит. В таком графе любой подграф, порожденный произвольной совокупностью из k вершин, взятых по одной из каждого класса, представляет собой клику.

Пусть a_i — количество вершин в группе i . Тогда количество клик в графе

$$P = \prod_{i=1}^k a_i.$$

Заметим, что $\sum_{i=1}^k a_i = n$.

Можно показать, что максимальное значение P при заданном k достигается, когда $a_1 = a_2 = \dots = a_k = n/k$, т. е.

$$\max P = (n/k)^k.$$

Кроме того, максимум $P(k)$ достигается при $k = n/e$ ($e = 2,718 \dots$).

В [5] показано, что максимальное количество клик в графе с n вершинами равно

$$P_{\max}(n) = \begin{cases} 3^{n/3} & n \equiv 0 \pmod{3} \\ 4 \cdot 3^{(n-4)/3} & n \equiv 1 \pmod{3} \\ 2 \cdot 3^{(n-2)/3} & n \equiv 2 \pmod{3} \end{cases}$$

В этой же работе содержится доказательство того, что граф, достигающий этих границ, единственный. Применение метода 2 дает возможность найти максимум клик в подобных графах за время, равное времени выделения одной из клик графа.

Действительно, выбирая некоторую вершину x_i , получаем, что подграф, порожденный множеством вершин X_i , содержит только изолированные вершины, следовательно, их можно удалить. Аналогичную ситуацию получаем при выборе следующей вершины в подграфе, порожденном X_i , и т. д. В результате будет получена клика, совпадающая с редуцированным графом, т. е. максимум клик.

Пример

На **рис. 6** изображен граф Муна—Мозера M_3 [5]. В нем 27 клик, содержащих по три вершины. Матрица смежности графа представлена на **рис. 7**. Множество вершин разбито на три класса: $\{x_1, x_2, x_3\}$, $\{x_4, x_5, x_6\}$ и $\{x_7, x_8, x_9\}$. Любая совокупность вершин, взятых по одной из каждого множества, образует клику, например $\{x_1, x_4, x_7\}$.

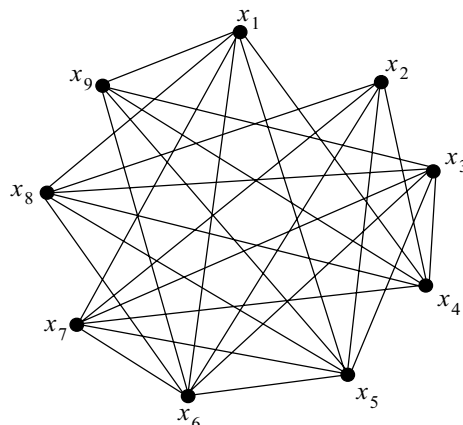


Рис. 6. Граф Муна—Мозера M_3

	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	0	0	0	1	1	1	1	1	1
2	0	0	0	1	1	1	1	1	1
3	0	0	0	1	1	1	1	1	1
4	1	1	1	0	0	0	1	1	1
5	1	1	1	0	0	0	1	1	1
6	1	1	1	0	0	0	1	1	1
7	1	1	1	1	1	1	0	0	0
8	1	1	1	1	1	1	0	0	0
9	1	1	1	1	1	1	0	0	0

Рис. 7. Матрица смежности графа Муна—Мозера M_3

Заметим, что графы, изображенные на рис. 4 и 6, имеют одинаковое количество вершин и ребер. Граф на рис. 6 содержит больше клик, однако максимум клик в нем выделяется быстрее.

Целесообразный подход к эффективному решению задачи о клике заключается в сочетании некоторого переборного алгоритма и приведенных выше методов редукции, применяемых как к графу в целом, так и к его подграфам.

Если граф содержит подграфы с числом клик, экспоненциальным относительно числа вершин в этих подграфах, то приведенные выше методы редукции графа позволяют оборвать большинство ветвей дерева поиска. В тех же случаях, когда число клик в графе мало, задача может решаться переборным путем.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Кристофидес Н. Теория графов. — М.: Мир, 1978.
2. Бершадский А. М. Применение графов и гиперграфов для автоматизации проектирования РЭА и ЭВА. — Изд-во Саратовского ун-та, 1983.
3. Методы разбиения схем на конструктивно законченные части / Под ред. К. К. Морозова. — М.: Радио и связь, 1978.
4. Рейнгольд Э., Нивергельт Ю., Део Н. Комбинаторные алгоритмы. — М.: Мир, 1980.
5. Moon J. W., Moser L. On cliques in graphs // Israel J. Math. — 1965. — Vol. 3. — P. 23—28.
6. Харари Ф. Теория графов. — М.: Мир, 1973.

Д. т. н. Ф. Ф. ДУБРОВКА, к. т. н. П. Я. СТЕПАНЕНКО,
Н. Н. БЕРДАР, А. А. КОРОЦИНСКИЙ

Украина, г. Киев, НТУУ "Киевский политехнический институт",
ДП "Элисаг", ДП "Сатмаш"
E-mail: dubrovka@yahoo.com, chmil@jssaturn.kiev.ua

Дата поступления в редакцию
18.04 2003 г.

Оппонент к. т. н. А. М. КУПРИЙ
(НТУУ "КПИ", г. Киев)

ВЫСОКОСТАБИЛЬНЫЕ ВОЛНОВОДНЫЕ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ С РАСШИРЕННЫМ ДИАПАЗОНОМ ПЕРЕСТРОЙКИ

Предложен новый подход и представлены результаты исследования, проектирования, изготовления, настройки и испытания действующих образцов фильтра СВЧ.

Наряду с передачей информации по спутниковым каналам для целей сверхдальней связи используются тропосферные станции, работающие в диапазоне сверхвысоких частот. Необходимость обеспечения устойчивой связи между объектами, находящимися на больших расстояниях друг от друга, выдвигает в число актуальных задач создание станций тропосферной связи с перестройкой частоты. Особенностью такой тропосферной станции является наличие в ее передающем блоке нескольких полосно-пропускающих фильтров с аналоговой перестройкой, рассчитанных на передачу значительных уровней мощности (более 500 Вт). В связи с этим основными требованиями, предъявляемыми к фильтру, являются высокий уровень пропускаемой мощности, минимальные вносимые потери, высокая стабильность параметров фильтра при перестройке частоты и изменении температуры окружающей среды.

Создание высокостабильного полосно-пропускающего фильтра, удовлетворяющего указанным требованиям, предусматривает тщательный анализ и выбор технического решения, проведение с высокой точностью численного моделирования отдельных элементов и структуры в целом, разработку технологии изготовления и наладки действующего образца, а также его испытание на воздействие механических и климатических факторов.

Известны механически перестраиваемые полосно-пропускающие фильтры в коаксиальном исполнении, широко представленные в литературе и рекламных проспектах, а также отдельные образцы волноводных перестраиваемых фильтров, способных работать в дискретных частотных точках. Из проведенного анализа известных вариантов фильтров, например [1], следует, что вышеизложенные требования могут быть выполнены при использовании волноводных конструкций на высокодобротных объемных резонаторах с механической перестройкой частоты металлическими стержнями.

Главным недостатком известных механически перестраиваемых волноводных фильтров является зна-

чительное изменение ширины полосы пропускания при перестройке. К тому же они имеют сложную систему механической перестройки вследствие необходимости получения градуировочных характеристик резонаторов с одинаковым наклоном. Последнее достигается путем кропотливой настройки и лишь в отдельных частотных точках диапазона перестройки. Вследствие указанных недостатков такие фильтры не могут использоваться в современных тропосферных станциях, где требуется сохранение постоянства абсолютного значения ширины полосы пропускания и высокой крутизны частотной характеристики при перестройке центральной рабочей частоты в значительном диапазоне.

В [1] высказана идея достижения почти постоянной ширины полосы пропускания волноводного фильтра при перестройке, состоящая в получении таких параметров неоднородностей, которые обеспечивали бы постоянство нагруженных добротностей резонаторов в требуемом диапазоне частот. На практике, однако, это условие достигается лишь приближенно — вследствие разной крутизны частотных характеристик емкостных и индуктивных неоднородностей, образующих резонаторы с разными величинами нагруженных добротностей. К тому же, поскольку геометрические длины отрезков волноводов, соединяющих резонаторы, не изменяются, то выполнение упомянутого условия может лишь уменьшить скорость изменения ширины полосы пропускания фильтра при перестройке. Необходим был поиск дополнительных условий, выполнение которых позволило бы получить на практике характеристики фильтра, обеспечивающие работоспособность тропосферной станции с перестройкой частоты.

Проведенные теоретические исследования позволили выработать такие условия. Прежде всего, необходимо обеспечить точное равенство геометрических длин резонаторов, в которых движутся перестраиваемые центральную частоту металлические стержни. В этом случае все перестраиваемые стержни могут быть выполнены одинаковыми. Это кардинально упрощает систему механического управления движением стержней и позволяет повысить надежность работы не только самого фильтра, но и станции в целом. Синхронное перемещение одинаковых стержней позволяет достичь высокой точности аналоговой перестройки фильтра и способствует созданию эф-

фективных программ управления перестройкой частоты станции с помощью ЭВМ. Еще одним, не менее важным, условием является обеспечение фазовой коррекции четвертьволновых отрезков волноводов между перестраиваемыми резонаторами. Оба найденных условия позволяют создавать механически перестраиваемые полосно-пропускающие фильтры, пригодные для применения в передающих устройствах тропосферных станций с высокими тактико-техническими показателями.

Выбор конструкции и разработка математической модели механически перестраиваемого волноводного фильтра

Все три упомянутых выше условия построения высококачественного механически перестраиваемого полосно-пропускающего фильтра можно выполнить с достаточно высокой степенью точности с помощью соответствующих комбинаций емкостных и индуктивных неоднородностей в прямоугольном волноводе, если их размеры и расстояния между ними найти путем численной оптимизации с использованием строгих математических моделей. При этом первое приближенное условие и методика синтеза фильтра с четвертьволновыми связями, например [1, 2], используются для определения размеров фильтра, подлежащих уточнению.

В результате рассмотрения нескольких вариантов построения фильтра сделан вывод о том, что одна из наиболее технологичных конструкций может быть получена, если неоднородности, образующие резонаторы, расположить на одной металлической пластине, помещенной в разрез стандартного прямоугольного волновода. Тогда элементарная ячейка, составляющая основу конструкции фильтра, принимает вид, показанный на рис. 1. Здесь емкостная неоднородность образована двумя прямоугольными металлическими штырями, расположенными симметрично относительно обеих плоскостей симметрии прямоугольного волновода. Ее физической моделью является отрезок Н-волновода с конечной толщиной гребней. В качестве индуктивной неоднородности используется короткая металлическая пластина конечной толщины, соединяющая верхнюю и нижнюю стенки прямоугольного волновода. Толщины емкостных штырей и индуктивных пластин выбраны равными, с тем чтобы изготовить их из одной длинной пластины электроискровым способом.

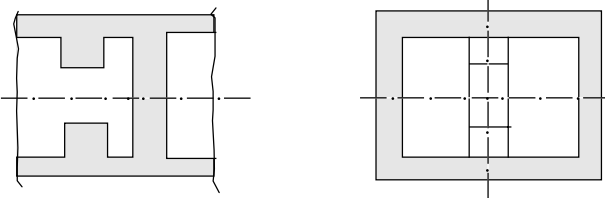


Рис. 1. Элементарная ячейка, составляющая основу конструкции фильтра

Для электродинамического моделирования целесообразно использовать симметрию фильтра относительно плоскостей, проходящих через середины широкой и узкой стенок прямоугольного волновода параллельно его продольной оси, а также симметрию каждого резонатора и фильтра в целом относительно

поперечных плоскостей. Сложность задачи математического моделирования фильтра из комбинации показанных на рис. 1 структур обуславливается достаточно близким расположением неоднородностей и необходимостью учета в каждой из них спектров их собственных волн магнитного и электрического типов. Для вычисления собственных волн волноводов сложных сечений необходимо применение численных методов. Расчет критических волновых чисел и собственных функций П-волновода проведен методом частичных областей с учетом особенности поля на ребре [3].

Решение электродинамической задачи распространения волн в структуре фильтра проведено методом обобщенных матриц рассеяния. Для вычисления обобщенных матриц рассеяния емкостной и индуктивной неоднородностей конечной длины предложен эффективный алгоритм на основе метода интегральных уравнений [4] с учетом симметрии относительно плоскости, проходящей через середину неоднородности перпендикулярно продольной оси волновода. Учет симметрии неоднородности относительно поперечной плоскости позволяет существенно упростить вычисление ее обобщенной матрицы рассеяния.

Каждая одиночная неоднородность образуется тремя частичными областями и имеет две границы раздела. Поэтому обе неоднородности описываются одинаковыми системами интегральных уравнений, которую получаем в соответствии с [4]. Учитывая идентичность структур полей по обе стороны от неоднородности, для каждой падающей на неоднородность волны трансформируем полученную систему интегральных уравнений в две независимые системы относительно сумм и разностей тангенциальных электрических полей в отверстиях связи.

Чтобы решить эти независимые системы интегральных уравнений, применим метод Галеркина, представляя суммы и разности тангенциальных электрических полей для каждой падающей на неоднородность волны разложениями в ряды по собственным векторным функциям волновода связи. В результате приходим к двум системам линейных алгебраических уравнений со многими правыми частями по числу волн, падающих на неоднородность слева и справа. Решая данные системы, находим распределения тангенциальных электрических полей в отверстиях связи и по ним рассчитываем элементы обобщенной матрицы рассеяния соответствующей неоднородности.

Таким образом, расчет параметров емкостной неоднородности включает нахождение критических волновых чисел и собственных функций П-волновода, вычисление коэффициентов связи П-волновода и прямоугольного волновода, решение систем линейных алгебраических уравнений для случаев расположения в плоскости симметрии неоднородности магнитной и электрической стенок и определение обобщенной матрицы рассеяния.

Наличие вблизи индуктивной неоднородности отрезка П-волновода приводит к появлению в спектрах образующих ее волноводов высших типов волн магнитного и электрического типов, имеющих вариации поля по узкой стенке. Поэтому для вычисления обоб-

щенной матрицы рассеяния индуктивной пластины в прямоугольном волноводе необходимо решение ряда задач дифракции на разветвлении с разными индексами, определяющими вариации полей по обеим поперечным координатам. Обобщенная матрица рассеяния индуктивной неоднородности затем находится путем выбора из общего числа полученных решений тех из них, которые определяются падающими волнами со стороны отрезка П-волновода.

Следующим шагом в решении задачи проектирования фильтра является моделирование резонаторов со стержнями перестройки резонансной частоты. Для упрощения электродинамической задачи круглые перестраиваемые фильтр стержни заменены эквивалентными квадратными. Таким образом, физическая модель перестраиваемого металлическим стержнем резонатора представляет собой две одинаковые, но включенные навстречу, группы из двух неоднородностей с расположенным между ними в плоскости симметрии отрезком П-волновода, причем индуктивные пластины расположены ближе к середине резонатора, чем емкостные штыри.

Обобщенная матрица рассеяния каждого резонатора фильтра находится следующим образом. Вначале находится и запоминается обобщенная матрица рассеяния отрезка П-волновода, затем находится обобщенная матрица рассеяния индуктивной пластины, и обе матрицы объединяются через отрезок линии передачи, равный расстоянию между емкостной и индуктивной неоднородностями. Перестановкой элементов находится обобщенная матрица рассеяния соединения индуктивной и емкостной неоднородностей на выходе резонатора. Затем вычисляется обобщенная матрица рассеяния перестраиваемого стержня. Последовательным объединением обобщенных матриц рассеяния входной составной неоднородности, перестраиваемого стержня и выходной составной неоднородности вычисляем результирующую обобщенную матрицу рассеяния резонатора.

По аналогии с методикой получения обобщенной матрицы рассеяния резонатора составляется математическая модель всего фильтра.

Численные результаты, конструктивное исполнение, технология сборки и данные экспериментальных исследований

По полученным формулам разработаны алгоритмы и программы расчета частотных характеристик отдельных резонаторов и всего фильтра. С помощью разработанной программы методика расчета рассматриваемого перестраиваемого фильтра состоит в следующем.

В соответствии с техническим заданием на разработку перестраиваемого фильтра по формулам синтеза его эквивалентных параметров [1, 2] вычисляем требуемые нагруженные добротности резонаторов на верхней частоте диапазона перестройки. Путем численных расчетов определяем размеры резонаторов, обеспечивающие найденные требуемые нагруженные добротности. Для этого проводим электродинамический расчет частотных характеристик всех резонаторов при разных параметрах образующих их неоднородностей и расстояний между ними. Из всех вари-

антов размеров неоднородностей и длин отрезков прямоугольного волновода, образующих резонаторы, выбираем те, которые обеспечивают примерное постоянство нагруженных добротностей и почти одинаковые значения резонансных частот резонаторов при перестройке фильтра. Найденные таким образом размеры фильтра используем в процедуре многопараметрической оптимизации. В результате получаем уточненные размеры, обеспечивающие соответствие характеристик перестраиваемого фильтра требованиям технического задания.



Рис. 2. Опытный образец узкополосного пятирезонаторного полосно-пропускающего фильтра

Для экспериментального подтверждения правильности изложенной теории разработаны, изготовлены и испытаны один макетный и десять опытных образцов узкополосного пятирезонаторного полосно-пропускающего фильтра с максимально плоской частотной характеристикой вносимого ослабления (рис. 2).

Конструктивно фильтр выполнен на отрезке стандартного прямоугольного волновода, ширина и высота которого составляют соответственно 48 и 24 мм. Резонаторы и корректирующие неоднородности расположены на сплошной пластине толщиной 8 мм. Пластина впаивается в продольный разрез прямоугольного волновода. (Для снятия напряжения металла волновод перед разрезанием подвергался отжигу.)

Перестройка фильтра осуществляется с помощью круглых стержней, вводимых в каждый резонатор со стороны узкой стенки. Для предотвращения смещения стержней в радиальном направлении используются специально разработанные втулки. Стержни жестко крепятся к прямоугольной подвижной рамке, которая может перемещаться благодаря зубчатой насечке. Тем самым обеспечивается синхронность движения всех стержней внутри резонаторов. Прямоугольная рамка приводится в движение двумя шестернями, жестко закрепленными на валу, который, в свою очередь, управляется шаговым электродвигателем посредством зубчатого редуктора. Для уменьшения механических усилий на вал он выполнен в виде трубки достаточно большого диаметра, установленной с обеих сторон в подшипники качения. Этим значительно уменьшается разброс в поступательном ходе стержней за счет скручивания вала.

С целью сохранения формы частотной характеристики фильтра при многократной перестройке и стабильности установки необходимой частоты все зубчатые передачи выполнены с высокой точностью и соединены с помощью разработанной системы уменьшения люфтов. Для обеспечения высокой точности настройки фильтра в большом числе частотных точек (около 600) передача вращения от шагового электродвигателя к валу привода стержней осуществляется с помощью понижающего редуктора. Шаговый электродвигатель управляется с помощью микропроцессора. Фиксация положения стержней внутри резонаторов при обесточенном шаговом электродвигателе достигается с помощью оригинальной системы торможения, состоящей из миниатюрного электромагнита и устройства управления.

Для уменьшения влияния изменения температуры окружающей среды (от -30 до $+50^{\circ}\text{C}$) на электродинамические характеристики фильтра перестраивающие стержни выполнены из ковара, а втулки, в которых они перемещаются при перестройке фильтра, тщательно подобраны и отрегулированы на величину оптимального зазора.

Характерной особенностью узкополосных фильтров являются значительные потери в полосе пропускания. Поскольку рассматриваемый фильтр рассчитан на применение в передающем блоке тропосферной станции, большие потери в полосе пропускания недопустимы. С целью уменьшения вносимого фильтром ослабления в полосе пропускания волновод, пластина с резонаторами и перестраивающие стержни выполнены с высокой степенью чистоты и покрыты серебром. Для предотвращения излучения мощности через зазоры перестраивающие стержни перемещаются в бесконтактных ловушках, впаиваемых в отверстия в боковой стенке волновода с наружной стороны. Для уменьшения нагрева фильтра за счет потерь мощности в металлических стенках резонаторов и стержнях перестройки используется радиатор, установленный снизу корпуса. Вся конструкция фильтра вместе с механизмом перемещения стержней помещена в герметичный кожух, защищающий ее от попадания внутрь пыли, воды, морского тумана.

Одной из самых сложных технологических операций при сборке фильтра является установка начального положения перестраивающих стержней на верхней частоте диапазона. С этой целью разработана специальная оснастка, позволяющая совместить начала стержней в одной плоскости с точностью до двадцати микрометров.

Экспериментальные исследования фильтров показали, что точность их промышленного изготовления недостаточна для неискаженного перемещения частотной характеристики при перестройке. Это привело к необходимости подстройки резонансных частот резонаторов по разработанной методике. Все изготовленные и настроенные по этой методике фильтры показали высокую стабильность параметров в диапазоне рабочих температур.

После испытаний на воздействие механических и климатических факторов все фильтры были экспериментально проверены на соответствие электродинамических параметров требованиям технического за-

дания. На **рис. 3** показаны частотные характеристики вносимого ослабления фильтра на трех рабочих частотах диапазона перестройки. Сплошной линией показана амплитудно-частотная характеристика фильтра, настроенного на верхнюю рабочую частоту. Штриховая и штрих-пунктирная линии соответствуют настройке фильтра на среднюю и нижнюю частоты диапазона, соответственно. Крестиками нанесены измеренные значения вносимого ослабления.

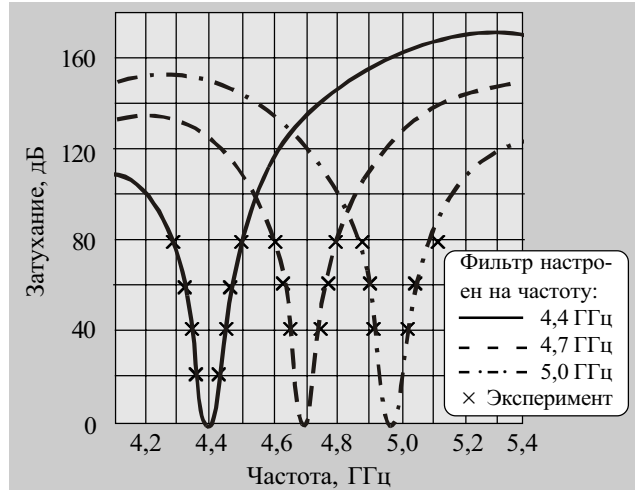


Рис. 3. Частотные характеристики вносимого ослабления фильтра

На **рис. 4** представлены измеренная и расчетная частотные характеристики вносимого ослабления фильтра вблизи его полосы пропускания на верхней частоте диапазона перестройки.

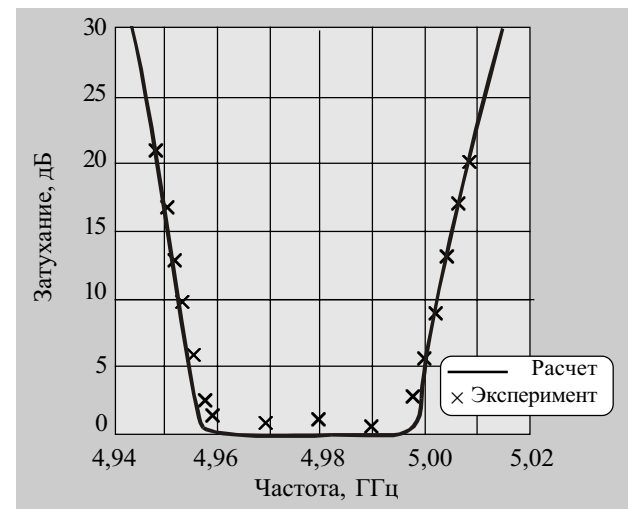


Рис. 4. Измеренная и расчетная частотные характеристики вносимого ослабления фильтра

Из рис. 3 и 4 видно, что теоретические и экспериментальные частотные характеристики фильтра хорошо согласуются во всем диапазоне перестройки. Измеренная полоса пропускания фильтра по уровню 0,5 дБ от уровня вносимого ослабления на центральной частоте равна 26 МГц в диапазоне перестройки 13%. Потери в полосе пропускания во всем диапазоне перестройки не превышают 0,9 дБ. Измеренное значение коэффициента стоячей волны фильтра в полосе про-

пускания максимально на краях диапазона перестройки и не превышает 1,4. Фильтр обеспечивает подавление не менее 50 дБ (85 дБ) при расстройке от центральной частоты на К 60 МГц (К 130 МГц).

Заключение

Предложен новый подход к построению волноводных программируемых механически перестраиваемых полосно-пропускающих фильтров, отличающихся стабильностью характеристик и постоянством полосы пропускания при перестройке в широком диапазоне частот. Его суть в комбинации индуктивных и емкостных неоднородностей и соответствующем сочетании значений их электродинамических параметров. Дескриптором фильтра служит обобщенная матрица рассеяния, полученная с использованием метода интегральных уравнений для решения задач дифракции электромагнитных волн на отдельных неоднородностях, образующих резонаторы, с учетом их симметрии.

Разработанная математическая модель пригодна для проектирования широкого класса волноводных механически перестраиваемых полосно-пропускаю-

щих фильтров на повышенный уровень мощности. Экспериментальные исследования опытных образцов подтвердили высокую адекватность математической модели, что может полностью исключить необходимость какой-либо подстройки фильтра при обеспечении высокой точности его изготовления.

Отличные характеристики разработанного волноводного программируемого механически перестраиваемого фильтра с почти постоянной шириной полосы пропускания в широком диапазоне перестройки открывают возможности создания принципиально новых передающих станций систем связи.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Андреев Д. П., Гак И. И., Цимблер И. И. Механически перестраиваемые приборы СВЧ и разделительные фильтры.— М.: Связь, 1973.
2. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П. Справочник по элементам волноводной техники.— М.: Сов. радио, 1967.
3. Волноводы сложных сечений / Г. Ф. Заргано, В. П. Ляпин, В. С. Михалевский и др.— М.: Радио и связь, 1986.
4. Вычислительные методы в электродинамике / Под ред. Р. Миттры.— М.: Мир, 1977.

в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции

в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции

в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции

- Основные принципы построения информационно-аналитической системы Национального космического агентства Украины. *В. И. Колесник, В. В. Смаглюк, Д. В. Смаглюк, К. Ф. Волох, А. Д. Куцарь (Украина, г. Киев)*
- Радиометрия СВЧ-диапазона: медицинские аспекты использования. *М. В. Колисниченко, В. П. Куценко, Ю. О. Скрипник, О. П. Яненко (Украина, г. Киев)*
- Моделирование транзисторов с высокой подвижностью электронов. *П. А. Емцев (Украина, г. Киев)*
- Малогабаритный полосовой электромеханический фильтр. *Паэранд Ю. Э. (Украина, г. Алчевск)*
- Экономичный метод приближенной минимизации ДНФ булевых функций. *С. Ю. Лузин, О. Б. Полубасов (Россия, г. С.-Петербург)*
- Высокоэффективный алгоритм управления термостатом. *А. М. Ахиезер, В. И. Мещеряков (Украина, г. Одесса)*
- Камера тепла и холода. *А. Х. Дунаенко, В. Д. Фотий, А. А. Ащеулов (Украина, г. Черновцы)*
- Возможности критериального подхода при выборе режима работы термоэлектрического устройства. *В. П. Зайков, Л. А. Киншова, В. В. Быкадоров (Украина, г. Одесса)*
- Экспериментальное исследование эффективности проволочного радиатора новой конструкции. *Л. М. Хольвинская, Т. Ю. Николаенко, Ю. Е. Николаенко (Украина, г. Киев)*
- Тепловой режим изотермической печатной платы с регулируемой температурой. *В. М. Батуркин (Украина, г. Киев)*
- Исследование температурного поля накопителя на жестких магнитных дисках. *Ю. Е. Николаенко, В. Ю. Кравец, В. С. Грабовский (Украина, г. Киев)*
- Распределение температуры анизотропной пластины в случае ее оптической прозрачности. *А. А. Ащеулов, И. В. Гуцул (Украина, г. Черновцы)*
- Исследование свойств поликремния на изоляторе при криогенных температурах для создания сенсоров. *А. А. Дружинин, И. И. Марьямова, С. Н. Матвиенко, Ю. Н. Ховерко (Украина, г. Львов)*
- Моделирование электрофизических свойств полупроводниковых материалов для детекторов ионизирующих излучений. *А. И. Кондрик, Г. П. Ковтун (Украина, г. Харьков)*

в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции

К. т. н. О. Н. НЕГОДЕНКО, к. т. н. Е. Б. ЛУКЪЯНЕНКО,
С. И. ЛИПКО, А. А. ХВОСТЕНКО

Россия, Таганрогский гос. радиотехнический университет
E-mail: metbis@fep.tsure.ru

Дата поступления в редакцию
11.03 2003 г.

Оппонент к. т. н. А. М. ИВАНИЦКИЙ
(ОНАС им. А. С. Попова, г. Одесса)

ГИРАТОРНЫЙ ЭКВИВАЛЕНТ ИНДУКТИВНОСТИ ВО ВХОДНОЙ ЦЕПИ РАДИОПРИЕМНИКА

Входная цепь радиоприемника на основе гиратора может перестраиваться резистором в широком диапазоне частот.

Транзисторные эквиваленты индуктивности можно реализовать на конверторах отрицательного сопротивления и инверторах положительного сопротивления (гираторах). Если конверторные эквиваленты индуктивности уже применены во входных цепях радиоприемников [1], то гираторные эквиваленты индуктивности применялись пока только в низкочастотных фильтрах [2, 3]. Выявлено [1], что контуры с конверторным эквивалентом индуктивности, обладающие высокими рабочими частотами и высокой добротностью, из-за самовозбуждения не могут перестраиваться в широком диапазоне частот без применения специальных мер. Поэтому представляет интерес определение величин максимальных рабочих частот, добротностей гираторных эквивалентов индуктивности, изучение поведения их при перестройке.

Предлагаемая схема входной цепи радиоприемника (гираторного фильтра) со сравнительно высокими рабочими частотами показана на рис. 1. Эквивалентная индуктивность обнаруживается между клеммами *a* и *б*. Параллельно ей включен контурный конденсатор *C2*. Собственно гиратор образован транзисторами VT1—VT5. На транзисторах VT1 и VT5 по-

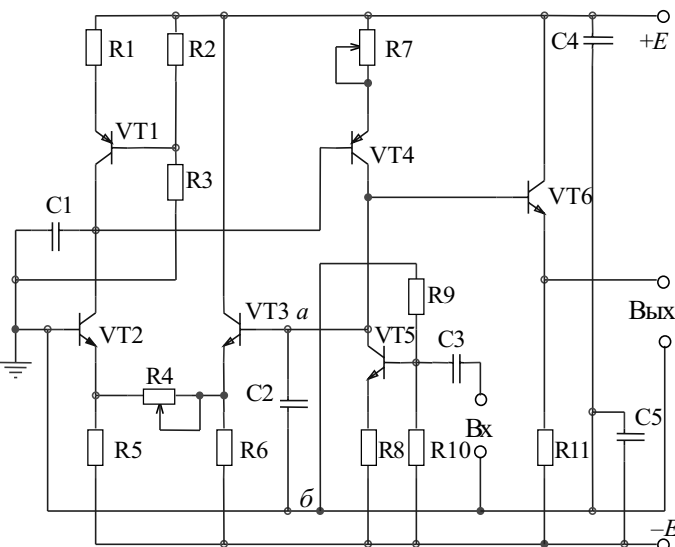


Рис. 1. Схема входной цепи радиоприемника с гираторным эквивалентом индуктивности

строены динамические нагрузки. Транзистор VT5 одновременно создает усилительный каскад с колебательным контуром в нагрузке, поэтому приведенная схема обладает усилительными свойствами. На транзисторе VT6 построен эмиттерный повторитель. Его сопротивление нагрузки выбрано большим, чтобы входное сопротивление эмиттерного повторителя не влияло на добротность контура, образованного эквивалентной индуктивностью и конденсатором *C2*.

Малосигнальный анализ схемы проведен в предположении, что базовыми токами и сопротивлением "эмиттер—база" транзисторов можно пренебречь, коэффициенты передачи всех транзисторов по току в схеме с общей базой (α) одинаковы, $R_5 \gg R_4$, $R_6 \gg R_4$.

Уравнения Кирхгофа записываются в следующем виде:

$$\Delta U_{ab} = (\Delta I_{33} - \Delta I_{32}) R_4; \quad (1)$$

$$\Delta I_{32} = -\Delta I_{C1} / \alpha; \quad (2)$$

$$\Delta I_{C1} = \alpha \Delta I_{33} + \Delta I_{34} + \Delta I_{ab}; \quad (3)$$

$$\Delta I_{34} = -\Delta I_{ab} / \alpha; \quad (4)$$

$$\Delta I_{C1} / (j\omega C_1) = -\Delta I_{34} = R_7. \quad (5)$$

Здесь использованы приращения токов (ΔI) эмиттеров транзисторов, тока через конденсатор *C1*, напряжения (ΔU) и тока между клеммами *a—б*; ω — круговая частота.

Находя из (2) — (5) приращения эмиттерных токов ΔI_{32} и ΔI_{33} через ΔI_{ab} и подставляя их в (1), можно найти импеданс между клеммами *a—б* как $Z = \Delta U_{ab} / \Delta I_{ab}$. Отсюда выводятся следующие выражения для эквивалентной индуктивности L_3 и активного сопротивления в последовательной схеме замещения:

$$L_3 = 2R_4 R_7 C_1 / \alpha^2, \quad R_3 = R_4 (1 - \alpha) / \alpha^2.$$

Добротность эквивалентной индуктивности

$$Q_L = \omega L_3 / R_3 = 2\omega R_7 C_1 / (1 - \alpha).$$

Средняя частота контура $L_3 C_2$

$$f_0 = 1 / (2\pi \sqrt{L_3 C_2}) = 0,114\alpha / \sqrt{R_4 R_7 C_1 C_2}, \quad (6)$$

а его добротность

$$Q_k \approx Q_L = 1,41\beta \sqrt{\frac{R_7 C_1}{R_4 C_2}}. \quad (7)$$

Здесь β — коэффициент передачи транзистора по току в схеме с общим эмиттером.

Макет входной цепи радиоприемника был построен на транзисторах КТ315 и КТ361. Номиналы элементов следующие: $R_1=470$ Ом, $R_2=820$ Ом, $R_3=6,8$ кОм, $R_5=R_6=5,6$ кОм, $R_8=1$ кОм, $R_9=12$ кОм, $R_{10}=3,9$ кОм, $R_{11}=22$ кОм, $C_3=0,1$ мкФ, $C_4=C_5=100$ мкФ. Номиналы резисторов R_4 и R_7 и конденсаторов C_1 и C_2 изменялись.

На рис. 2—4 представлены экспериментальные графики.

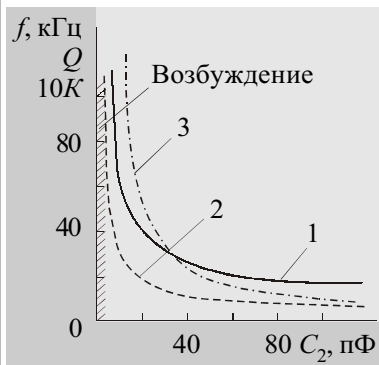


Рис. 2. Графики зависимости частоты (1), добротности (2), коэффициента передачи K (3) от емкости конденсатора C_2 при $R_4=R_7=1$ кОм, $C_1=1$ нФ, $U_{\text{вх}}=50$ мВ, $E=\pm 15$ В

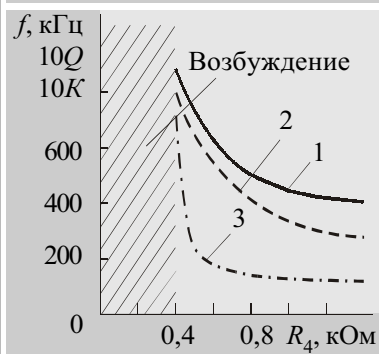


Рис. 3. Графики зависимости средней частоты (1), добротности (2), коэффициента передачи (3) от сопротивления резистора R_4 при $U_{\text{вх}}=10$ мВ, $E=\pm 15$ В, $C_1=100$ пФ, $C_2=750$ пФ, $R_7=1$ кОм

Из рис. 2 видно, что с уменьшением емкости C_2 средняя частота f_0 и добротность Q_k увеличиваются. Это согласуется с формулами (6) и (7). Растет также и коэффициент передачи $K=U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ вследствие роста добротности. При $C_2 < 10C_1$ коэффициент передачи составляет несколько десятков. При $C_2 < 3C_1$ возникает самовозбуждение.

Амплитудно-частотные характеристики имели вид, характерный для параллельного контура. При перестройке контура конденсатором C_2 избирательные свойства цепи практически не изменялись, хотя коэффициент передачи с уменьшением емкости C_2 возрастал с 5 до 33. Рис. 3 и рис. 4 показывают, что перестройку входной цепи по частоте почти в 2 раза можно осуществлять резистором R_4 или R_7 (при использовании конверторного эквивалента индуктивности перестройки можно осуществить в пределах $\pm 20\%$). При этом с уменьшением сопротивления R_4 добротность Q_k и коэффициент передачи K возрастают, а с уменьшением сопротивления резистора R_7 они уменьшаются. Это следует также из выражения (7).

Измеренные режимные коэффициенты составляют: средней частоты — $K_f = -7 \cdot 10^{-3}$ 1/В, добротности — $K_Q = -0,25$ 1/В, коэффициента передачи — $K_K = -0,13$ 1/В. Схема работоспособна при понижении напряжения питания до ± 5 В. При $C_1=3$ пФ, $C_2=15$ пФ средняя частота $f_0=4,5$ МГц, $Q_k=32$ и $K=50$. При использовании более высокочастотных транзисторных

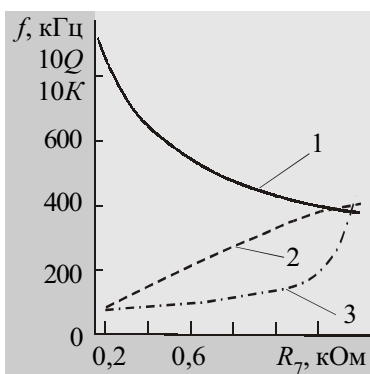


Рис. 4. График зависимости средней частоты (1), добротности (2), коэффициента передачи (3) от сопротивления резистора R_7 при $U_{\text{вх}}=10$ мВ, $E=\pm 15$ В, $C_1=100$ пФ, $C_2=750$ пФ, $R_4=1$ кОм

сборок К1НТ591В и КТС3103 и уменьшении номиналов резисторов ($R_1=120$ Ом; $R_2=540$ Ом; $R_2=R_5=R_6=1,2$ кОм; $R_4=R_7=R_8=240$ Ом; $R_9=2,4$ кОм; $R_{10}=0,82$ кОм; $R_{11}=3,6$ кОм), при $C_1=3$ пФ, $C_2=5,1$ пФ, $E=\pm 2$ В средняя частота $f_0=17,4$ МГц, $Q=7$.

Согласно (6) и (7), температурные коэффициенты средней частоты составляют

$$\alpha_f = \alpha_\alpha - 0,5(\alpha_{R_4} + \alpha_{R_7} + \alpha_{C_1} + \alpha_{C_2}),$$

добротности —

$$\alpha_Q = \alpha_\beta + 0,5(\alpha_{R_7} + \alpha_{C_1} - \alpha_{R_4} - \alpha_{C_2}).$$

В формулы входят температурные коэффициенты α и β , сопротивлений и конденсаторов.

Видно, что возможна термокомпенсация соответствующим выбором знака и величины температурных коэффициентов пассивных элементов.

При слабых сигналах ($U_{\text{вх}} < 50$ мВ) не замечено зависимости средней частоты f_0 , добротности Q_k от уровня сигнала, при больших $U_{\text{вх}}$ с ростом уровня сигнала f_0 и Q_k уменьшаются.

Перестраиваемый резистором R_4 радиоприемник был построен добавлением к приведенной схеме антенны в виде микрокаатушки, усилителя высокой частоты, амплитудного детектора, усилителя низкой частоты и громкоговорителя. Он удовлетворительно принимал радиостанции СВ- и КВ-диапазонов. Его достоинство — перестройка резистором без применения варикапов.

Таким образом, входная цепь с гираторным эквивалентом индуктивности при высоких добротностях, как и с конверторным эквивалентом индуктивности, склонна к самовозбуждению. Перестройку входной цепи можно осуществлять в более широких пределах, но при этом добротность не всегда высока.

Приведенная информация может быть полезной при реализации радиоприемников методами микроэлектроники.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Негоденко О. Н., Генте М. Ю., Тимирбулатов Э. Э. Эквиваленты катушек индуктивности на конверторах отрицательного сопротивления во входных цепях радиоприемников // Известия ТРТУ. Вып. 2. Избирательные цепи с обратной связью.— Таганрог: ТРТУ.— 1995.— С. 50—52.
2. Малышев И. В., Берендеева Г. С. Монолитные гираторы // Техника средств связи. Сер. Микроэлектронная аппаратура.— 1981.— Вып. 1.— С. 13—18.
3. Власов В. П., Стыцько В. П., Папернов В. Н. Прецизионные видеочастотные гираторные лестничные фильтры // Известия ТРТИ. Вып. 6. Избирательные системы с обратной связью.— Таганрог: ТРТИ.— 1987.— С. 76—79.

К. т. н. А. С. КУРЕКИН, А. С. ГАВРИЛЕНКО,
к. ф.-м. н. В. Б. ЕФИМОВ, к. т. н. О. В. СЫТНИК,
к. ф.-м. н. А. П. ЕВДОКИМОВ, к. ф.-м. н. В. В. КРЫЖАНОВСКИЙ

Дата поступления в редакцию
21.04 2003 г.

Украина, г. Харьков, Центр радиофизического зондирования Земли
им. А. И. Калмыкова, Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова
E-mail: dmb@ire.kharkov.ua

Оппонент к. ф.-м. н. В. Г. ГУТНИК
(Радиоастрономический ин-т,
г. Харьков)

КОСМИЧЕСКИЙ РАДИОЛОКАТОР СРЕДНЕГО РАЗРЕШЕНИЯ С ШИРОКОЙ ПОЛОСОЙ ОБЗОРА

Предложена структура космического радиолокатора бокового обзора с широкой полосой обзора и синтезированной апертуры антенны с разрешением 100—300 м.

Основная тенденция развития средств дистанционного зондирования Земли с аэрокосмических носителей состоит в построении многофункциональных систем, объединяющих в единый информационный комплекс технические устройства различных диапазонов и принципов действия. Информационная эффективность такой системы будет тем выше, чем более широкий круг радиофизических и хозяйственных задач может быть решен при ее эксплуатации. Опыт эксплуатации радиолокаторов зондирования Земли различных типов показал [1], что замена радиолокатора бокового обзора (РБО), например такого как «Космос-1500» — «Океан» — «Січ» [2], на радиолокатор с синтезированием апертуры антенны (РСА) не всегда приводит к повышению информативности системы дистанционного зондирования, несмотря на существенно более высокую разрешающую способность РСА по отношению к РБО. Последнее обстоятельство, в первую очередь, относится к глобальным оперативным наблюдениям.

В настоящее время особое внимание уделяется системам среднего разрешения (100—300 м) с широкой полосой обзора и обработкой информации на борту, которые могут решать (кроме перечисленных для РБО) дополнительные оперативные задачи — детальной ледовой разведки, наблюдения суши (контроль сельскохозяйственных угодий, лесов, границ снежного покрова и др.).

Классическим устройством, обладающим таким разрешением, является радиолокатор бокового обзора с нефокусированным синтезированием апертуры антенны. Существенным недостатком такого РСА (как и других — с синтезированием фокусированной апертуры антенны) является ограниченная полоса обзора — не более 100 км. Поэтому перспективной представляется разработка радиолокатора, который совмещал бы в себе преимущества РСА среднего разрешения и РБО с широкой полосой обзора.

Основное ограничение на полосу обзора РСА состоит в том, что частоту повторения зондирующих импульсов необходимо повышать для адекватного

описания доплеровского спектра эхосигналов. А для обеспечения более широкой полосы обзора частоту зондирующих импульсов необходимо снижать. Другими словами, частота повторения зондирующих импульсов f_3 для РСА должна находиться в пределах [3]

$$2v_n/D \leq f_3 \leq c/(2R_{\max}), \quad (1)$$

где v_n — скорость платформы;

D — азимутальный размер апертуры антенны;

c — скорость распространения зондирующего колебания;

R_{\max} — максимальная наклонная дальность, на которую рассчитан РСА.

Фундаментальное ограничение (1) в работающих и разрабатываемых системах (RADARSAT, ENVISAT, RADARSAT-2) преодолевается путем перенацеливания диаграммы направленности антенны в угломестной плоскости, что крайне усложняет антенную систему и процедуру обработки сигналов.

Вместе с тем ограничение (1) можно существенно «смягчить» путем ухудшения потенциального разрешения РСА. Для этого достаточно сигнал импульсного некогерентного локатора бокового обзора, работающего на частоте зондирующего сигнала ω_0 , промодулировать по амплитуде в пределах каждого зондирующего импульса когерентным ЛЧМ-колебанием с центральной частотой спектра $\Omega_0 = \frac{\omega_0}{n}$, где n , например, ≈ 10 .

Режим ЛЧМ для модулирующего колебания Ω_0 необходим для снижения пиковой мощности излучения в импульсе и реализации заданного разрешения по наклонной дальности. Усиленные в приемном тракте эхосигналы на частоте ω_0 детектируются амплитудным детектором. Полученный после детектирования сигнал на центральной частоте Ω_0 сжимается по дальности и используется для синтезирования антенны классическим методом на этой же частоте Ω_0 .

В простейшем случае может выполняться нефокусированное синтезирование изображения подстилающей поверхности с целью получения оперативной информации.

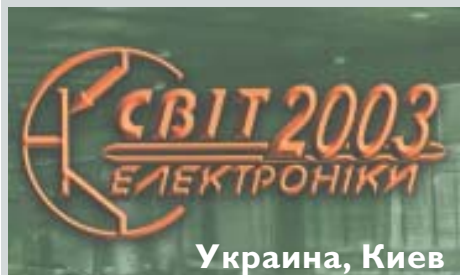
Таким образом, предложенная структура локатора позволит пропорционально расширить полосу обзора локатора и одновременно получить азимутальную разрешающую способность $\delta_{\text{РСА}} \ll \delta_{\text{РБО}}$, где $\delta_{\text{РСА}}$ — потенциальное разрешение РСА с несущей частотой ω_0 ; $\delta_{\text{РБО}}$ — потенциальное разрешение РБО.

Следует отметить, что, отключив режим амплитудной модуляции, этот же локаатор можно использовать в режиме РБО. При этом в режиме РБО, как и в режиме РСА, такой локаатор обеспечивает формирование радиолокационных изображений подстилающей поверхности, которые соответствуют радиофизической модели рассеяния сигнала частоты ω_0 . Разрешающая способность в азимутальной плоскости $\delta_{РБО}$ определится азимутальным размером апертуры D и наклонной дальностью R_{\max} .

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Калмыков А. И., Сеницын Ю. А., Сытник О. В. и др. Информативность радиолокационных систем зондирования Земли из космоса // Изв. вузов. Радиофизика.— 1989.— Т. 32, № 9.— С. 1055—1062.
2. Калмыков А. И., Ефимов В. Б., Курекин А. С. и др. Радиолокационная система ИСЗ "Космос-1500" // Исследование Земли из космоса.— 1984.— № 5.— С. 84—94.
3. Антипов В. Н., Горяинов В. Т., Кулин А. Н. и др. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны.— М.: Радио и связь, 1988.

ВЫСТАВКИ. КОНФЕРЕНЦИИ



Украина, Киев

15–18 октября 2003 г.

6-я международная специализированная выставка электронных компонентов и комплектующих «Мир электроники 2003»

Выставочный центр "АССО International"

(г. Киев, пр-т Победы, 40–Б, парк им. А. С. Пушкина)

Оргкомитет выставки: "PrestoEXPO"

тел.: +38 (044) 449–94–76, 443–73–50

E-mail: presto@optima.com.ua

www.presto.kiev.ua

НОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

В СОВРЕМЕННОЙ ЭЛЕКТРОНИКЕ

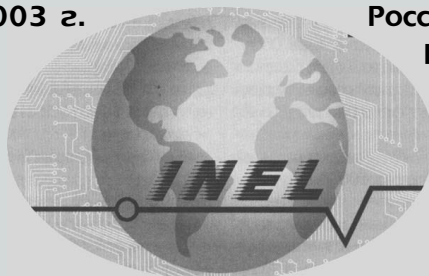
6-я международная специализированная выставка электроники
25–29 ноября 2003 г.

Россия, Санкт-Петербург,
ВК "Ленэкспо" в Гавани

Тел.: (812) 320-96-88,

(812) 235-73-91

Факс: (812) 320-80-90



E-mail: inftech@restec.ru

www.restec.ru/inel

III промышленная специализированная выставка
Электронные компоненты и комплектующие, печатные
платы, материалы, конструктивы, технологии,
оборудование, приборы

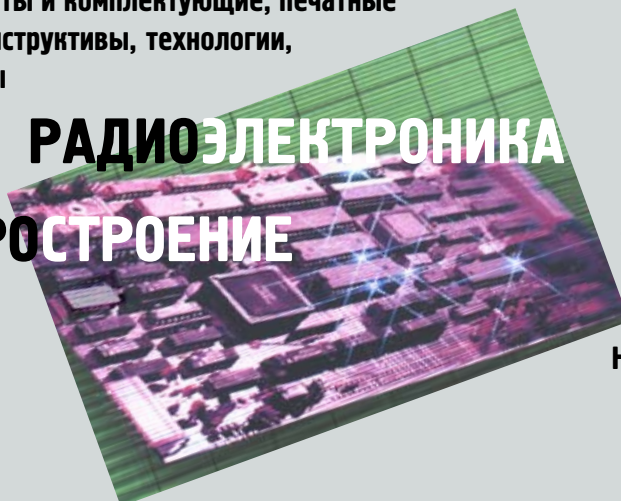
**РАДИОЭЛЕКТРОНИКА
И ПРИБОРОСТРОЕНИЕ**

2003 г.

18–21 ноября

Россия

г. Санкт-Петербург



Пр. Гагарина, 8

Петербургский СКК

Т/ф. (812) 1183537, 2303116

E-mail: radel@orticon.com,

it@mailbox.alkor.ru

[Http://www.farexpo.ru/radel](http://www.farexpo.ru/radel)

[//www.alkor.ru/~00071800](http://www.alkor.ru/~00071800)

К. т. н. В. С. ГОЛУБ

Украина, г. Киев, Научно-производственная фирма VD MAIS
E-mail: info@vdmairs.kiev.ua

Дата поступления в редакцию
17.06 2003 г.

Оппонент д. т. н. В. А. РОМАНОВ
(Ин-т кибернетики им. В. М. Глушкова, г. Киев)

СИГМА-ДЕЛЬТА-МОДУЛЯТОРЫ И АЦП

Некоторые из рассмотренных в статье вопросов имеют трактовку, отличающуюся от принятой в известных публикациях.

Для точной обработки электрических сигналов используются цифровые методы, однако измеряемые физические величины, всевозможные процессы в природе, человеческая речь и др. являются аналоговыми. Поэтому соответствующие им электрические сигналы, получаемые в результате измерений (считывания), должны преобразовываться в цифровые. Преобразование осуществляют аналого-цифровыми преобразователями (АЦП), в числе которых — сигма-дельта-АЦП, обладающие повышенной точностью. АЦП являются сложными схемотехническими устройствами, строятся на базе микроэлектроники и выпускаются в виде интегральных микросхем (ИМС).

Описания сигма-дельта-АЦП публикуются, в основном, фирмами-производителями. Наиболее полными являются публикации [1—3] фирмы Analog Devices, являющейся ведущей в этой области. Большую роль в популяризации сигма-дельта-АЦП сыграли работы [4, 5].

В работах [6, 7], выполненных автором, сделана попытка обобщить результаты публикаций и, кроме того, дать объяснение некоторым нерассмотренным вопросам. В частности, описан «механизм» работы сигма-дельта-модулятора, дан анализ частотных свойств модуляторов высоких порядков, шумовых свойств АЦП и др. В настоящей статье, являющейся развитием [6, 7], дается более углубленное рассмотрение особенностей АЦП. Рассмотрение производится на примере реальных микросхем, выпускаемых фирмой Analog Devices, причем с учетом ее последних разработок [3].

Высокая точность аналого-цифрового преобразования, осуществляемого в сигма-дельта-АЦП, обусловлена, прежде всего, возможностью получения высокой разрядности и линейности преобразования без применения многоуровневых пороговых устройств и, кроме того, эффективной фильтрацией преобразуемого сигнала. Современный сигма-дельта-АЦП состоит из сигма-дельта-модулятора и цифрового преобразователя — дедимирующего цифрового фильтра. Особенностью сигма-дельта-АЦП, отличающей его от АЦП других видов, является то, что преобразуемый сигнал сначала квантуется (в моду-

ляторе), а затем дискретизируется (в преобразователе). Квантование осуществляется во времени при помощи последовательности тактовых импульсов. Обычно в АЦП (других видов) отсчеты преобразуемого аналогового сигнала берутся в точках дискретизации и являются его мгновенными значениями в этих точках. В отличие от этого, в сигма-дельта-АЦП отсчеты берутся на интервалах дискретизации и являются, соответственно, средними значениями преобразуемого сигнала на этих интервалах.

Выходным сигналом обычного (одноразрядного) сигма-дельта-модулятора является синхронизированная последовательность нулевых и единичных посылок, общая частота следования которых равна тактовой частоте f_T . Под нулевыми и единичными посылками в данном случае будем понимать посылки со значениями «0» и «1» и длительностью

$$\tau = 1/f_T \quad (1)$$

Выходным сигналом преобразующего (децимирующего) фильтра и, соответственно, АЦП в целом является многоразрядный цифровой сигнал, частота отсчетов (дискретизации) которого равна f_d . Тактовая частота, синхронизирующая работу модулятора и являющаяся по отношению к f_d частотой передискретизации, обычно выбирается равной

$$f_T = K_{\text{пер}} f_d \quad (2)$$

где $K_{\text{пер}} = 2^N$ — коэффициент передискретизации, а N — разрядность выходного сигнала АЦП. «Механизм» преобразования сигнала сигма-дельта-модулятора в многоразрядный сигнал АЦП описан в [8], но применительно к более раннему его варианту — со счетным преобразователем вместо фильтра.

В других АЦП (например, с устройством выборки и хранения), в соответствии с теоремой Котельникова, частотный спектр преобразуемого сигнала вместе с сопутствующим его шумом должен быть в пределах от 0 до $f_d/2$. Поэтому на входе АЦП применяют аналоговый ФНЧ с соответствующей полосой пропускания. Для сигма-дельта-АЦП условие существенно «прослаблено»: при той же ширине спектра входного сигнала (от 0 до $f_d/2$) его входная фильтрация может быть с пологим спадом в пределах от $f_d/2$ до $f_T/2$ и, соответственно, без существенных частотных и фазовых искажений в полосе пропускания. И лишь затем в преобразующем (или дополнительном) фильтре осуществляется эффективная цифровая фильтрация с полосой пропускания от 0 до $f_d/2$ и подавлением шума

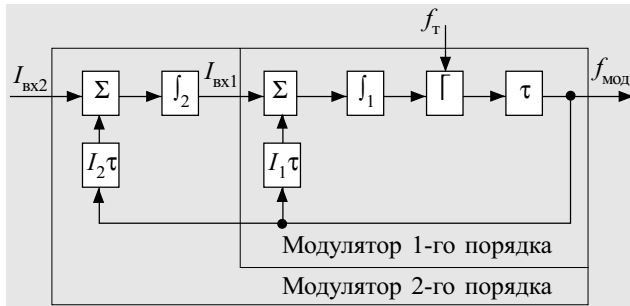


Рис. 1. Структурная схема сигма-дельта-модуляторов 1-го и 2-го порядков:

$I_{вх1}, I_{вх2}$ — входные токи модуляторов; Σ — сумматоры преобразуемого сигнала и отрицательной обратной связи; I_1 и I_2 — интеграторы; Γ — компаратор; τ — формирователь прямоугольных импульсов с нормированной длительностью; $I_1\tau$ и $I_2\tau$ — формирователи прямоугольных импульсов тока с нормированной площадью; $f_{мод}$ — частота следования единичных посылок

за ее пределами. Кроме того, частота отсчетов в фильтре снижается (децимируется) с f_T до f_d .

Сигма-дельта-модулятор. Схема одноразрядного модулятора приведена на рис. 1 в двух вариантах — 1-го и 2-го порядков. Модулятор представляет собой преобразователь «напряжение—частота» с непрерывным интегрированием и уравниванием заряда, который, в отличие от обычного ЧИМ-модулятора [9], синхронизирован, как уже сказано, тактовыми импульсами с частотой f_T . Сигма-дельта-модулятор может быть и более высоких порядков и, соответственно, отличаться наращиванием цепей, подобно показанному на рис. 1. В ЧИМ-модуляторе (без цепи с f_T) компаратор срабатывает при достижении напряжением интегратора уровня порога компаратора, а в сигма-дельта-модуляторе срабатывание происходит не сразу, а после поступления очередного тактового импульса.

На рис. 2 показаны фрагменты импульсных последовательностей ЧИМ-модулятора и сигма-дельта-модулятора с теми же частотами следования, приведенными на рисунке слева.

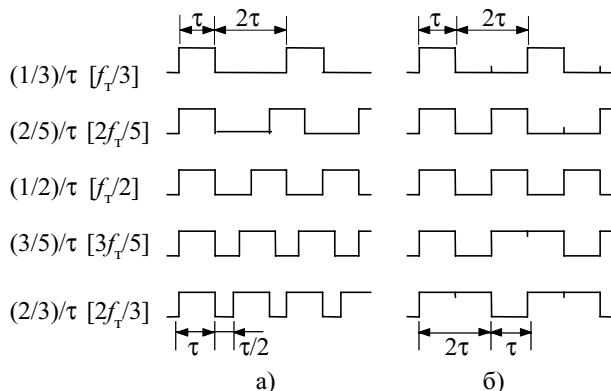


Рис. 2. Эпюры напряжений ЧИМ (а) и сигма-дельта (б) модуляторов

Импульсы ЧИМ-модулятора имеют постоянную длительность, а длительность переменного интервала между ними может быть любой, теоретически — от нуля до бесконечности. Мгновенные значения частоты следования импульсов ЧИМ-модулятора пропорциональны входному аналоговому сигналу, его

мгновенным значениям в дискретных (во времени) точках отсчета [9].

Импульсы сигма-дельта-модулятора, в отличие от ЧИМ-импульсов, состоят из одной или нескольких единичных посылок, а интервалы между ними — из одной или нескольких нулевых посылок, и имеют, соответственно, квантованные значения длительностей согласно (1). Выходная частота модулятора определяется частотой следования единичных посылок:

$$f_{мод} = f_T n_1 / (n_0 + n_1), \quad (3)$$

где n_0 и n_1 — количество нулевых и единичных посылок на интервалах дискретизации, равных

$$\Delta t = 1/f_d, \quad (4)$$

где f_d — согласно (2).

В соответствии с (3), частота $f_{мод}$, определяемая количеством единичных посылок n_1 , является средней частотой на интервале дискретизации. Диапазон частот сигма-дельта-модулятора — в пределах $0 \leq f_{мод} < f_T$. В поддиапазоне $0 < f_{мод} < f_T/2$ длительность импульсов сигма-дельта-модулятора равна τ (каждый импульс содержит одну единичную посылку), а изменение $f_{мод}$ происходит, как и в ЧИМ-модуляторе, в результате изменения длительностей интервалов (рис. 2, б). В этом смысле сигма-дельта-модулятор, используемый в указанном поддиапазоне частот, можно считать синхронизированным ЧИМ-модулятором.

В другом поддиапазоне частот, в пределах $f_T/2 < f_{мод} < f_T$, изменение $f_{мод}$ осуществляется уже не за счет интервалов, которые будут равны τ , а путем изменения длительности импульсов. Их чередующиеся значения, равные, например, τ и 2τ при $f_{мод} = 3f_T/5$, показаны на рис. 2, б. Посередине диапазона частот, при $f_{мод} = f_T/2$, длительности импульсов и интервалов равны τ (меандр). При $f_{мод} = 0$ импульсы на выходе модулятора отсутствуют (непрерывная последовательность нулевых посылок). Значение частоты $f_{мод} = f_T$, которому соответствует «сплошной» импульс (непрерывная последовательность единичных посылок), в модуляторе не используется. Общее количество дискретных (квантованных) значений $f_{мод}$ равно 2^N при $f_{мод} = 0 \dots (2^N - 1)f_d$.

На рис. 3 показаны эпюры напряжений в цепях модулятора 1-го порядка: а — тактовые импульсы (условно показаны с нулевой длительностью); б, в — напряжение на выходе интегратора и выходная последовательность импульсов модулятора с частотой $f_{мод} = (3/14)/\tau = 3f_T/14 < f_T/2$; г, д — напряжение интегратора и выходная последовательность импульсов с $f_{мод} = (11/14)/\tau = 11f_T/14 > f_T/2$. На рис. 3, б, г показан также уровень порога компаратора. Напряжение интегратора — пилообразной формы, состоящее из отрезков прямых при постоянном напряжении на входе модулятора.

Интегратор обычно является инвертирующим, но эпюры его выходного напряжения на рис. 3, б, г показаны без инвертирования. Такими они могут быть, если на входе включен инвертор, а положительные импульсы отрицательной обратной связи $I_1\tau$ поступают непосредственно на вход интегратора.

Отрезки прямых на рис. 3, б, г с положительным наклоном — результат интегрирования входного тока $I_{вх1}$ (напряжения, приложенного к сопротивлению, включенному последовательно на входе интегратора

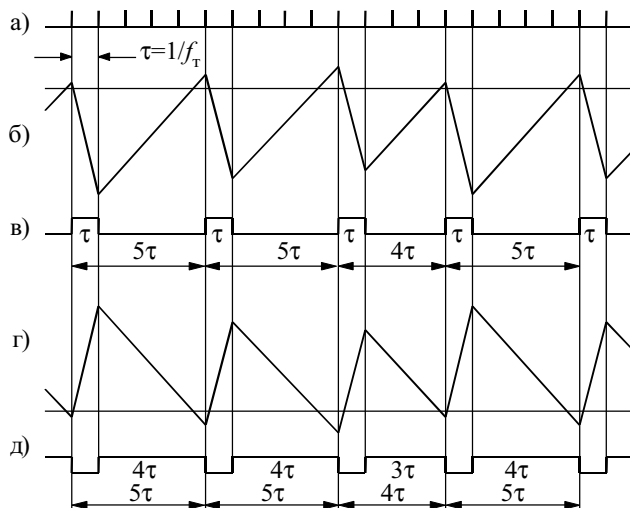


Рис. 3. Эпоры напряжений в цепях сигма-дельта-модулятора ра), а с отрицательным — результат дополнительного воздействия импульсов обратной связи $I_1 \tau$, ток которых превышает входной ток. Для рис. 3, б $I_{вх1} < 0,5I_1$. При $I_{вх1} = 0,5I_1$ наклоны обоих видов отрезков становятся одинаковыми, а длительности импульсов и интервалов — равными τ . При $I_{вх1} > 0,5I_1$ крутизна отрезков с положительным наклоном (рис. 3, в) возрастает, а с отрицательным — уменьшается. Соответственно, возрастают длительности импульсов (рис. 3, д). При переменном входном токе (напряжении) отрезки прямых (рис. 3, б, в) становятся кривыми.

Итак, частота $f_{\text{мод}}$ пропорциональна входному модулирующему сигналу, но является квантованной и, соответственно, модулированной дополнительно шумом квантования. Благодаря образованию различных изменяющихся комбинаций посылок обеспечивается получение любого значения средней частоты модулятора, но с «шумовой» погрешностью указанного квантования. Отсчет средних значений частоты осуществляется на интервалах Δt (4), задаваемых в цифровом преобразователе (после модулятора). Значения отсчетов частоты определяются квантованным количеством единичных посылок на этих интервалах согласно (3). Чем больше интервал, тем больше на нем посылок и, соответственно, точнее отсчет, но, как показано ниже, уже полоса частот преобразуемого сигнала. Полоса частот не сузится, если увеличить $f_{\text{т}}$ при том же $f_{\text{д}}$ и, соответственно, большем N .

Рассмотренный сигма-дельта-модулятор называют одноразрядным. Однако следует подчеркнуть, что его сигнал не является тем одноразрядным цифровым, который обладает ограниченной информативностью, определяемой двумя значениями — «0» и «1». В одноразрядном сигма-дельта модулированном сигнале заложены «многоразрядные возможности» цифрового сигнала, который будет получен при последующем цифровом преобразовании. Эти возможности обусловлены тем, что частотно-модулированный сигнал модулятора (при частоте его квантования $f_{\text{т}} = 2^N f_{\text{д}}$) содержит N бит информации, считываемых с интервала $\Delta t = 1/f_{\text{д}}$ (с частотой дискретизации $f_{\text{д}}$).

Сигма-дельта-модуляторы являются составной частью АЦП, но могут быть самостоятельными устройствами, как, например, AD7741/2 и AD7722/4. Пер-

вые из них используются в диапазоне частот в пределах $0,05 f_{\text{т}} \leq f_{\text{мод}} \leq 0,45 f_{\text{т}}$, а вторые — во всем диапазоне. Данные о них приведены в таблице.

Разновидности сигма-дельта-модулятора.

Выше рассмотрен одноразрядный сигма-дельта-модулятор 1-го порядка. Существуют разновидности модулятора — более высоких порядков и многоразрядные. Примерами являются одноразрядный модулятор 4-го порядка AD1555 (в составе АЦП AD1555/AD1556) и 5-разрядный модулятор 2-го порядка в АЦП AD9260.

Для одноразрядного модулятора 1-го порядка, являющегося составной частью модулятора 2-го порядка, показанного на рис. 1, передаточная функция равна

$$K_1(p) = f_{\text{мод}}/i_{\text{вх1}} = 1/I_1 \tau. \quad (5)$$

Для модуляторов 2-го и, в общем случае, L -го порядков

$$K_2(p) = f_{\text{мод}}/i_{\text{вх2}} = [1/(I_2 \tau)] / (1 + p \tau_{\text{эКВ2}}); \quad (6)$$

$$K_L(p) = f_{\text{мод}}/i_{\text{вхL}} = [1/(I_L \tau)] / [1 + p \tau_{\text{эКВL}} + \dots + p^{L-1} (\tau_{\text{эКВL}} \dots \tau_{\text{эКВ2}})], \quad (7)$$

где $(\tau_{\text{эКВL}} \dots \tau_{\text{эКВ2}})$ — произведение эквивалентных постоянных времени $\tau_{\text{эКВL}} = \tau_{\text{интL}} I_{L-1} / I_L, \dots, \tau_{\text{эКВ2}} = \tau_{\text{инт2}} I_1 / I_2$, а $\tau_{\text{интL}}, \dots, \tau_{\text{инт2}}$ — постоянные времени интеграторов.

При равенстве постоянных времени и равенстве токов I_1, I_2, \dots выражение (7) упрощается:

$$K_L(p) = f_{\text{мод}}/i_{\text{вхL}} = [1/(I \tau)] / [1 + p \tau + \dots + (p \tau)^{L-1}]. \quad (8)$$

Полученные выражения (6), (7) и (8) являются передаточными функциями полиномиальных ФНЧ [6, 7]. Модулятор L -го порядка дополнительно обладает свойствами фильтра $(L-1)$ -го порядка для частоты модуляции, являющейся частотой входного модулирующего сигнала F . Оператор p соответствует $j\Omega$, где $\Omega = 2\pi F$. В результате АЧХ и ФЧХ модуляторов 2-го и более высоких порядков следует учитывать в общей системе фильтрации сигма-дельта-АЦП. В них могут быть реализованы любые из аппроксимаций — например, Бесселя, эллиптическая и т. д.

Несколько слов о многоразрядном сигма-дельта-модуляторе. В указанном модуляторе используются многоразрядный формирователь на выходе (например, АЦП вместо компаратора « \lceil » на рис. 2) и многоразрядные токовые формирователи в цепи обратной связи (ЦАП вместо « \lfloor » и « τ »). Сигнал модулятора представляет собой несколько параллельных синхронизированных последовательностей (многоразрядная последовательность), каждая из которых соответствует одному из разрядов «модулирующего» цифрового кода. Применение многоразрядной сигма-дельта-модуляции позволяет уменьшить коэффициент передискретизации в 2^R раза, где R — разрядность сигнала модулятора. Ее применение можно рассматривать как «шаг назад» по отношению к сигма-дельта-преобразованию, но направленный на расширение полосы частот модулирующего сигнала.

Многоразрядные модуляторы применяют в высокоскоростных сигма-дельта-АЦП, таких как указанный выше 16-разрядный AD9260 с 12-разрядным модулятором (5-разрядный сигма-дельта-модулятор с дополнительным цифровым преобразователем конвейерного типа — «pipelined» [2]). Частота дискрети-

СИГНАЛОПРЕОБРАЗУЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Сигма-дельта-модуляторы и АЦП

Модель	Тип	Модулятор		f_T , МГц (типовые значения)	N , бит	f_d , кГц	$F_{-3дБ}$, кГц	Примечание
		порядок	бит					
AD7741/42	Модулятор	1	1	6,144	12^1	$f_T/2^{N-1}$	$\frac{\sin(\pi F/f_d)}{(\pi F/f_d)}$	¹ пример применения модулятора в составе АЦП
AD7701/03	АЦП	1	1	0,016	16/20	4	0,01	Гауссовский фильтр
AD7720	Модулятор	7	1	12,5	16^1	195,3 ¹	90,625 ^{1,2}	¹ пример применения модулятора в составе АЦП; ² $F_{\pm 0,005дБ}$
AD7722	АЦП			12,5	16	195,3	90,625 ^{1,2}	
AD7724	Модулятор			13	16^1	203,5 ¹	94,25 ^{1,2}	
AD7725	АЦП	—	1	19,2	16	9,4 ... 1200 (600)	3,6 ... 460 (230)	Post Processor (ROM FIR Filter)
AD7730		1	1	0,3072	24	0,2/0,6	7,9/23,4 Гц	Chopping / —
AD7730L				0,1536		0,1/0,3	3,95/11,7 Гц	
AD7731				0,3072		0,2/0,6	7,9/157,0 Гц	
AD73xxx		2	1	2,048	16	8 ... 64	$0,262 \times f_d$	$[(1-z^{-32})/(1-z^{-1})]^3$
AD1555/6		4	1	0,256	24	0,25 ... 16	0,1 ... 6,48	Модулятор/фильтр
AD9260		2	5	20	16	0,125 ... 2500	1136	5-разрядный сигма-дельта+конвейерный
						0,250 ... 5000	2272	
						0,50 ... 10000	4535	
AD7732/4 AD7738/9		1	1	3,072	24	0,737...15,437 0,372...12,190	0,5 f_d (< 3 дБ)	— \ Chopping
	AD7782/3					1	1	4,1943
AD7788/9	1	1	—	16/24	16,6	4 Гц	$f_{ген} = 32,768$ кГц $I_{пит} \leq 90$ мкА (макс.)	
AD7790/1					9,5 ... 120	2,3 ... 28 Гц		

зации АЦП — до 2,5...10 МГц при $f_T = 20$ МГц (возможен режим работы AD9260 с $f_d = f_T = 20$ МГц при $N = 12$). Многоразрядный сигма-дельта-модулятор является по существу АЦП, но обычно с меньшей разрядностью, чем АЦП в целом. Можно сказать, что это «предварительный» сигма-дельта-АЦП.

Счетный способ цифрового преобразования. Простейший способ цифрового преобразования сигма-дельта модулированного сигнала — счетный, рассмотренный в [8] и используемый также при преобразовании сигналов сигма-дельта-модуляторов AD7741 и AD7742. При указанном способе осуществляется счет единичных посылок сигма-дельта-модулятора в течение интервала дискретизации Δt (4) и запоминание результата счета (количества единичных посылок) в N -разрядном регистре памяти. Управление счетчиком (сброс) и смена выходных данных регистра осуществляются импульсами дискретизации с частотой f_d , получаемой в результате деления частоты тактовых импульсов f_T на коэффициент $K_{дел} = 2^N$ согласно (2). Выходным является N -разрядный цифровой сигнал, снимаемый с параллельного выхода регистра, данные которого сменяются с частотой f_d .

На рис. 4 [6, 7], наряду с тактовыми f_T и импульсами дискретизации f_d (также условно показанными с нулевой длительностью), приведены последовательности сигма-дельта модулированных посылок для разных значений $f_{мод}$. Интервалы дискретизации ограничены на рисунке двумя вертикальными штриховыми линиями (между импульсами с частотой f_d). Там же

записаны значения кодов, определяемых количеством единичных посылок, подсчитанных на указанных интервалах. В скобках даны также значения кодов для соседних интервалов (если количество единичных посылок на разных интервалах отличается).

На рисунке показан интервал дискретизации, соответствующий $N = 5$ (обычно N — от 12 до 24). Для выделения единичных посылок из импульсов сигма-дельта-модулятора (что необходимо для подсчета их счетчиком) используется схема совпадения, в которой сравниваются импульсы модулятора с тактовыми импульсами. Для AD7741 и AD7742 выделение посылок не требуется, т. к. их импульсы являются единичными посылками.

При рассматриваемом способе преобразования каждый многоразрядный отсчет на выходе АЦП, сменяющийся с частотой f_d , определяется, как уже сказано выше, количеством единичных посылок на интервале $\Delta t = 1/f_d$. Поскольку считывание производится в течение интервалов (а не в точках, как в других АЦП), преобразование сопровождается «интервальной» фильтрацией, описываемой функцией АЧХ преобразования

$$H(F) = |\sin\varphi(F)/\varphi(F)| = |\sin(\pi F/f_d)/(\pi F/f_d)|, \quad (9)$$

где $\varphi(F) = -\Omega\tau_{зад} = -\pi F/f_d$ и $\tau_{зад} = \Delta t/2 = 1/2f_d$ — линейная ФЧХ и временная задержка преобразования, $\Omega = 2\pi F$, а F и f_d — частоты модуляции (входного сигнала) и дискретизации. Соответственно, функция АЧХ (9) характеризуется спадом: $H(F) = 1, 0,9$ и $0,64$ на частотах $F = 0, f_d/4$ и $f_d/2$ (при $H(F) = 0$ на частоте f_d).

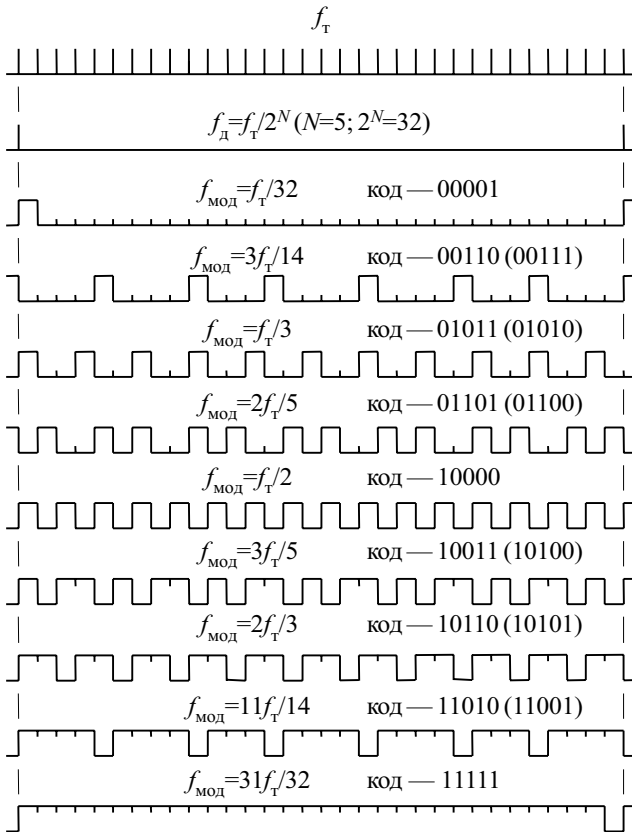


Рис. 4. Импульсные последовательности сигма-дельта-модулятора на интервале дискретизации $1/f_d$

Для увеличения разрядности выходного сигнала N требуется большее количество «квантов» информации, снимаемых с интервала Δt и определяемых количеством посылок на этом интервале. Увеличение N может быть достигнуто:

- увеличением Δt при том же значении f_T . Но при этом снижается частота отсчетов f_d и, соответственно, сужается диапазон частот преобразуемого входного сигнала;

- увеличением f_T , т. е. увеличением количества «квантов» на том же интервале Δt и с тем же диапазоном частот преобразуемого сигнала;

- применением многоразрядного сигма-дельта-модулятора при тех же значениях f_T и f_d .

Фильтровый способ цифрового преобразования. Другой способ цифрового преобразования сигма-дельта модулированного сигнала, широко применяемый в последнее время, основан на использовании цифрового фильтра с децимацией отсчетов на выходе. На рис. 5 приведена возможная схема такого преобразования. В качестве фильтра-преобразователя показан трансверсальный фильтр с элементами задержки τ и сумматором Σ текущей (незадержанной) и предшествующих (задержанных на время τ , 2τ , 3τ , ..., $(2^N-1)\tau$) посылок преобразуемого сигнала. Длительность задержки каждого элемента определяется длительностью посылки сигма-дельта модулированного сигнала и равна $\tau=1/f_T$ (1). Коэффициенты суммирования (весовые коэффициенты фильтра) показаны равными единице.

В представленном виде фильтр-преобразователь и дециматор (без дополнительного фильтра между ними)

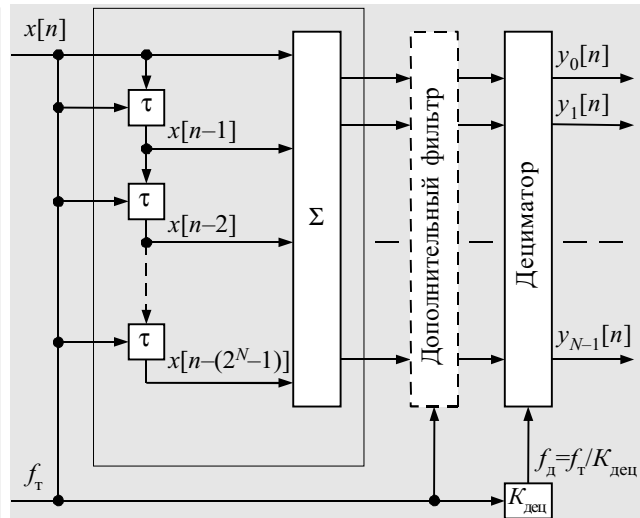


Рис. 5. Упрощенная схема фильтрового цифрового преобразователя сигнала сигма-дельта-модулятора ($K_{дец}$ — коэффициент децимации, равный обычно $K_{пер}$)

эквивалентны счетчику и регистру на его выходе, используемым при счетном способе. Фильтр-преобразователь при помощи своего сумматора «подсчитывает» (суммирует) количество единичных посылок, приходящихся на интервал дискретизации, равный $\Delta t = 2^N\tau = 2^N/f_T$ (как в счетчике), а дециматор — это тот же выходной регистр памяти, управляемый импульсами дискретизации. В фильтре используется один вход — младшего разряда (для одноразрядного сигма-дельта-модулятора) и N выходов всех разрядов. В рассматриваемом случае, как и при счетном способе, функция фильтрации будет определяться (9). Возможное построение фильтра-преобразователя показано в [6].

Несмотря на проведенную аналогию, между счетчиком и фильтром имеется существенное различие, заключающееся в следующем. С выхода счетчика (счетный способ) при помощи регистра снимается N -разрядный сигнал, частота считывания которого является частотой дискретизации f_d . С выхода же фильтра (без участия дециматора) также снимается N -разрядный сигнал, определяемый тем же интервалом дискретизации $\Delta t = 2^N/f_T$, но считывается он чаще, с большей, избыточной частотой, равной f_T , и, соответственно, с шагом $1/f_T$. При этом считываемый сигнал является как бы интерполированным (имеющим промежуточные отсчеты) по отношению к сигналу, считываемому с частотой f_d .

Рассмотренная особенность фильтрового способа дает возможность производить дополнительную фильтрацию преобразуемого сигнала до его децимации. Дополнительная фильтрация осуществляется дополнительным фильтром, включенным между фильтром-преобразователем и дециматором (рис. 5). Дополнительный фильтр управляется тактовой частотой f_T .

Полный процесс фильтрации в сигма-дельта-АЦП с одноразрядным модулятором 1-го порядка показан на рис. 6. Здесь не показана АЧХ сигма-дельта-модулятора, которая для модулятора 1-го порядка равномерна, а для 2-го и более высоких порядков, как по-

казано выше, является АЧХ полиномиальных ФНЧ. Как уже сказано, АЧХ модулятора также должна учитываться, если модулятор — высшего порядка.

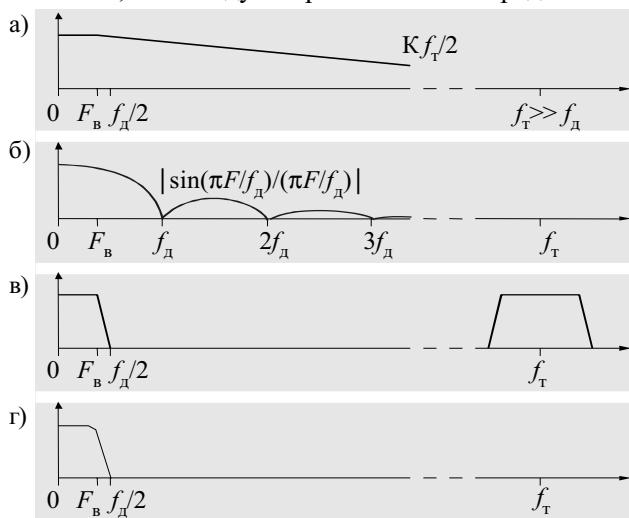


Рис. 6. АЧХ входного аналогового фильтра (а), цифрового фильтра-преобразователя (б), гребенчатая АЧХ дополнительного цифрового фильтра (в) и результирующая АЧХ сигма-дельта-АЦП (г). F_B — верхняя частота спектра преобразуемого сигнала

После фильтрации, показанной на рис. 6, осуществляется децимация сигнала. Децимация может быть полной или неполной — до частоты, равной или большей f_d .

На рис. 5 показан фильтр-преобразователь с весовыми коэффициентами, равными единице, которым соответствуют целые числа цифрового кода выходного сигнала, например, 10011 (пятиразрядное число, соответствующее $f_{\text{мод}} = 3f_T/5$ на рис. 4). Но это не является обязательным, и единице может быть равна, например, сумма коэффициентов, каждый из которых равен 2^{-N} . В последнем случае число также будет многозначным, по существу, с тем же кодом, но дробным: 0,10011 — для того же значения $f_{\text{мод}} = 3f_T/5$. Приведенные коды 10011 и 0,10011 записаны в естественной форме, а их запись в нормальной форме будет $0,10011 \cdot 10^{101}$ и $0,10011 \cdot 10^0$, соответственно (мантисса 10011, характеризующая код числа, в обоих случаях одна и та же). Помимо указанных, возможны и другие значения коэффициентов, которые должны быть равны между собой, если фильтр используется только для преобразования. При этом для сохранения мантиссы неизменной коэффициенты должны отличаться в кратное двум число раз. Если же придать фильтру-преобразователю еще и функцию дополнительной фильтрации, коэффициенты будут отличаться между собой.

Приведенная выше функция АЧХ (9) не является собственной функцией фильтра. Она является функцией фильтра, используемого в качестве преобразователя, и определяется, соответственно, отношением цифрового кода (на выходе фильтра) к частоте преобразуемого сигма-дельта модулированного сигнала. Переходная характеристика фильтра-преобразователя имеет линейно-нарастающий (интегрирующий) фронт, длительность которого равна $2^N/f_T$ (определяется интервалом дискретизации), а конечный уровень интегрирования (при коэффициентах, равных единице) — 2^N .

Аналого-цифровое преобразование может быть многоступенчатым и характеризоваться, в частности, кубической функцией АЧХ

$$H(F) = |\sin(\pi F/f_d)/(\pi F/f_d)|^3. \quad (10)$$

Наряду с трансверсальным, в качестве преобразующего может использоваться также и рекурсивный фильтр с передаточной функцией, например,

$$H(z) = [G(1-z^{-M})/(1-z^{-1})]^3, \quad (11)$$

где $M = 2^N$.

Такой фильтр эквивалентен трансверсальному, т. к. результатом деления двучлена числителя на двучлен знаменателя в функции (11) является

$$H(z) = 1 + z^{-1} + z^{-2} + \dots + z^{-(M-1)}$$

передаточная функция трансверсальной фильтрации [10, с. 537—538].

В (11) коэффициент G равен весовым коэффициентам фильтра, и, в частности, $G = 1/M = 2^{-N}$ для фильтра, сумма коэффициентов которого равна единице. А для фильтра с коэффициентами, равными единице, он также равен единице. Показатель степени в (10) и (11) обусловлен применением трехкаскадного фильтра-преобразователя (с нарастающей разрядностью в каждом каскаде). Для пятикаскадного фильтра, также используемого в сигма-дельта-АЦП, показатель степени в (10) и (11) будет равен пяти.

Огибающая функции (10) имеет, в отличие от огибающей функции (9), показанной на рис. 6, б, более крутой спад, способствующий более эффективной фильтрации. Значение функции (10) на частоте $F = 1,5f_d$ (за пределами полосы пропускания) по сравнению со значением на нулевой частоте составляет -40 дБ, в то время как для функции (9) — всего лишь -13 дБ. При этом уровню -3 дБ в полосе частот преобразуемого сигнала соответствует частота $F_{-3\text{дБ}} = 0,262f_d$. В пятикаскадном фильтре фильтрация более эффективна: значение функции на частоте $F = 1,5f_d$ составляет -66 дБ, но при этом $F_{-3\text{дБ}} = 0,216f_d$.

Примером применения трехкаскадного фильтра-преобразователя является серия микросхем AD73xxx (АЦП и кодеки, содержащие АЦП и ЦАП). Указанную серию можно считать «классической» с точки зрения построения сигма-дельта-АЦП, а также сигма-дельта-ЦАП — обратного, цифроаналогового преобразования. Некоторые из микросхем серии содержат процессоры, которые могут программироваться для использования в качестве дополнительного фильтра. В серии AD73xxx используются АЦП с $f_T = 2,048$ МГц и программируемой частотой дискретизации $f_d = f_T/2^5, f_T/2^6, f_T/2^7, f_T/2^8 = 64, 32, 16, 8$ кГц при F от 0 до 32, 16, 8, 4 кГц, соответственно. В каждом из трех каскадов фильтра-преобразователя осуществляется 5-, 6-, 7- и 8-разрядное преобразование при суммарной разрядности 15, 18, 21 и 24, ограничиваемой (снизу) значениями 15 и 16. Трехкаскадные фильтры-преобразователи используются также в АЦП AD7710, AD7716, AD7730 и др.

Рассмотренные фильтры не являются единственными, используемыми для преобразования. Представляет интерес рекурсивный фильтр 6-го порядка с гауссовской аппроксимацией, характеризующейся полюсами $-1,4663 \pm j1,8191; -1,7553 \pm j1,0005; -1,8739 \pm j0,32272$.

Фильтр применен в АЦП AD7701 и AD7703 и является примером фильтра-преобразователя, в котором осуществляется также и дополнительная фильтрация. Гауссовская аппроксимация обеспечивает плавность изменения фронта переходной характеристики (в отличие от «ломаного» линейно-нарастающего фронта у однокаскадного трансверсального фильтра с равными коэффициентами).

Итак, назначение цифровых фильтров, используемых в сигма-дельта-АЦП (рис. 5): первого — преобразование, сопровождаемое предварительной фильтрацией (рис. 6, б), второго — дополнительная фильтрация (рис. 6, в). В ряде случаев фильтрация, осуществляемая фильтром-преобразователем, достаточна, и дополнительную фильтрацию не применяют (AD7710, AD7716). В других случаях, как, например, с гауссовской аппроксимацией, функции преобразования и дополнительной фильтрации объединены в одном фильтре. Примером АЦП с двумя фильтрами, отдельно для преобразования и дополнительной фильтрации, является AD7730 (AD7730L). Дополнительный фильтр, как и фильтр-преобразователь, может быть многокаскадным.

Следует отметить, что деление фильтров на два вида (для преобразования и предварительной фильтрации и для дополнительной фильтрации) является условным. В равной мере можно считать, что существует один фильтр — одно- или многокаскадный, с каскадами одного или разных видов, который по отношению к частотно-модулированной входной последовательности является преобразующим. Отметим, что при многокаскадном построении фильтров возможно применение нескольких дециматоров. Примерами АЦП с двумя фильтрами являются также: AD7722 — с двумя трансверсальными фильтрами, каждый из которых с дециматором; AD9260 — с трехкаскадным фильтром, каждый из каскадов которого также является децимирующим. Представляют интерес быстроедействующие АЦП: AD7725, в котором для дополнительной фильтрации используется процессор (в составе АЦП), программируемый в качестве фильтра, причем нижних или верхних частот, полосовой или заграждающей фильтрации; AD1555/AD1556 — с двухкаскадным программируемым фильтром.

Шум квантования на выходе сигма-дельта-АЦП, определяемый структурой цифрового сигнала, аналогичен шуму АЦП других видов. Его относительный уровень определяется величиной около $-6N$ (дБ), где N — разрядность преобразования. Однако шум сигма-дельта-АЦП имеет некоторое отличие. Код выходного сигнала сигма-дельта-АЦП, можно сказать, «мерцает», т. к. приобретает разные квантованные значения (с положительными и отрицательными ошибками квантования), изменяемые с частотой f_d , как показано на рис. 4. Мерцание может быть уменьшено, если увеличить разрядность преобразования. Мерцание перейдет в область более младших разрядов, причем с меньшей ошибкой квантования. В отчетах с большей разрядностью можно снять «мерцающие» младшие разряды, являющиеся избыточными. Это будет округлением кодов, причем в меньшую сторону, подобно

округлению в обычных АЦП. Мерцание следует считать положительным явлением, т. к. усреднение мерцающих кодов повышает точность отсчетов.

Что касается шума квантования сигнала сигма-дельта-модулятора, если считать его с частотой f_t , то он, конечно, имеет высокий уровень. Но поскольку информация в сигнале модулятора содержится на интервале $\Delta t = 1/f_d$, то и шум (вместе с сигналом) следует считать с этого интервала, и он будет определяться сказанным выше.

В приведенной таблице показаны данные некоторых из АЦП фирмы Analog Devices. Новыми здесь являются AD7732/4/8/9, AD7782/3 и AD7788/89/90/91. АЦП AD7732 — 2-канальный (по входу), AD7734 — 4-канальный, AD7738 и AD7739 — 8-канальные. Реально при $N=24$ разрешение составляет 18 бит на частоте преобразуемого сигнала $F=500$ Гц и около 14 бит на частоте $F = 15$ кГц.

АЦП могут работать в обычном режиме или в режиме Chopping, обеспечивающем повышение точности преобразования, зависящей также от вспомогательных цепей. В Chopping переключается полярность входного и выходного сигналов и усредняются результаты преобразования. При этом компенсируется различие положительной и отрицательной ветвей характеристики и повышается точность. Интегральные нелинейности в режиме Chopping для AD7732 составляют $\pm 0,0003\%$ и $\pm 0,0010\%$ при $f_t = 1,25$ и $3,072$ МГц, соответственно, тогда как в обычном режиме — $\pm 0,0015\%$. В AD7732/4/8/9 обеспечивается также режим самокалибровки нуля и всей шкалы, автоматически включаемый при переключении режимов работы АЦП. Рабочий диапазон температур — от -40 до $+105^\circ\text{C}$.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Application Note AN-283: Sigma-Delta ADCs and DACs // Applications Reference Manual.— Analog Devices, 1993, p. 20-3—20-18.
2. Kester W., Bryant J., Buxton J. ADCs for signal conditioning // Practical Design Techniques for sensor signal conditioning.— Analog Devices, 1999, p. 8.1— 8.39.
3. Analog Devices' Data Sheets: AD7732 (Rev. 0, 2003); AD7734 (Rev. 0, 2003); AD7738 (Rev. 0, 2002); AD7739 (Rev. PrB, 2003); AD7782 (Rev. 0, 2001); AD7783 (Rev. A, 2003); AD7788/AD7789 (Rev. PrA, 2002); AD7790/AD7791 (Rev. PrA, 2002).
4. Романов В. Сигма-дельта АЦП фирмы Analog Devices // Электронные компоненты и системы.— Май 1996.— С. 20— 25.
5. Швец В., Ниширет Ю. Архитектура сигма-дельта АЦП и ЦАП // Chip News.— 1998.— № 2.— С. 2—11.
6. Голуб В. Взгляд на сигма-дельта АЦП // Chip News.— 1999.— № 5.— С. 23 — 27 (с поправкой в № 8, с. 48).
7. Голуб В. Цифровая обработка сигналов: сигма-дельта АЦП // Электроника: НТБ.— 2001.— № 4.— С. 22 — 26.
8. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. Т. 2.— М.: Мир, 1983. (Horowitz P., Hill W. The art of electronics.— Cambridge University Press, 1980.)
9. Голуб В. С. Мгновенная и средняя частота колебаний и интегрирующие ЧМ и ЧИМ модуляторы // Радиотехника.— 1982.— Т. 37, № 9.— С. 48 — 50.
10. Лэм Г. Аналоговые и цифровые фильтры. Расчет и реализация.— М.: Мир, 1982. (Lam H. Y.-F. Analog and digital filters: design and realisation.— Prentice-Hall, 1979.)

К. т. н. Т. И. НИЗАМОВ

Азербайджанское Национальное аэрокосмическое агентство, г. Баку
E-mail: ssddb@azerin.com

Дата поступления в редакцию
21.05 2003 г.

Оппонент д. ф.-м. н. Ф. Д. КАСИМОВ
(КБ космическ. приборостр., г. Баку)

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ГИДРОАКУСТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ ДЕШИФРИРОВАНИЯ АЭРОКОСМИЧЕСКИХ СНИМКОВ

Разработана гидроакустическая система и методика оперативного получения и представления информации о характере рельефа дна водоемов.

Многие явления на поверхности и в толще морей и океанов, являющихся объектами исследования аэрокосмическими методами, непосредственно связаны с рельефом дна. В частности, рельеф дна играет важную роль в формировании ветрового волнения, крупномасштабных океанических течений, внутренних волн, локальных очагов мелкомасштабной турбулентности фитопланктона и т. д.

Дополнение аэрокосмических данных информацией о водных слоях, рельефе дна и объектах в толще воды и на дне позволяет повысить качество дешифрирования аэрокосмических снимков. Полноценную базовую информацию для этой цели можно получить только с использованием гидроакустических средств [1, 2].

Учитывая специфику получаемой аэрокосмической информации, подводные средства исследований должны удовлетворять следующим требованиям:

— получение максимального объема информации в минимальные сроки;

- обеспечение достаточно высокой разрешающей способности;
- получение изображения морского дна и подводных объектов с минимальными геометрическими искажениями;
- обеспечение системы автоматического контроля и калибровки приемо-передающего тракта;
- оперативная передача получаемой информации по каналам связи, включая возможность передачи информации через ИСЗ и наземные пункты приема и обработки информации;
- возможность ввода информации в ЭВМ для обработки видеoinформации современными методами.

Предъявляемым требованиям в той или иной мере могут удовлетворить только мобильные гидроакустические средства изучения водной среды, позволяющие получать изображение морского дна в широкой полосе обзора с высокой разрешающей способностью и функционирующие на любых плавучих средствах. К таким средствам относится гидроакустическая информационная система на базе созданного нами гидролокатора бокового обзора [3].

На рис. 1 представлена развернутая схема мобильной гидроакустической системы, включающей передатчик, состоящий из генераторов пусковых импульсов (ГПИ) и зондирующих импульсов (ГЗИ), прием-

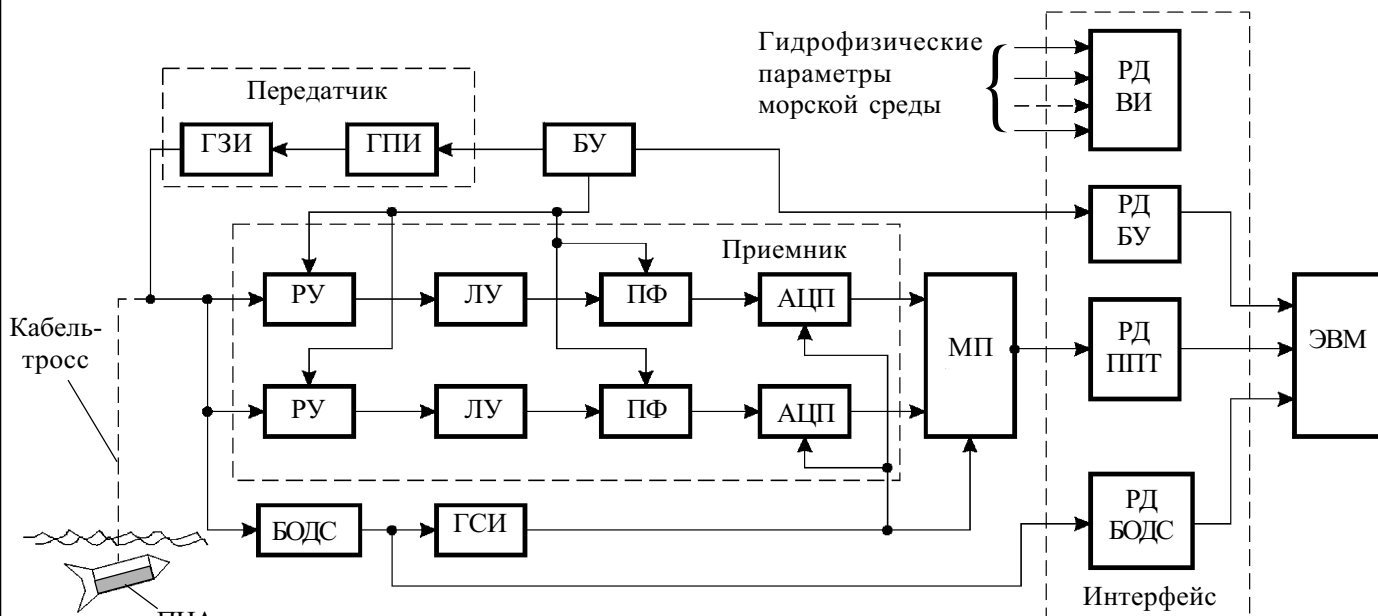


Рис. 1. Блок-схема гидроакустической системы

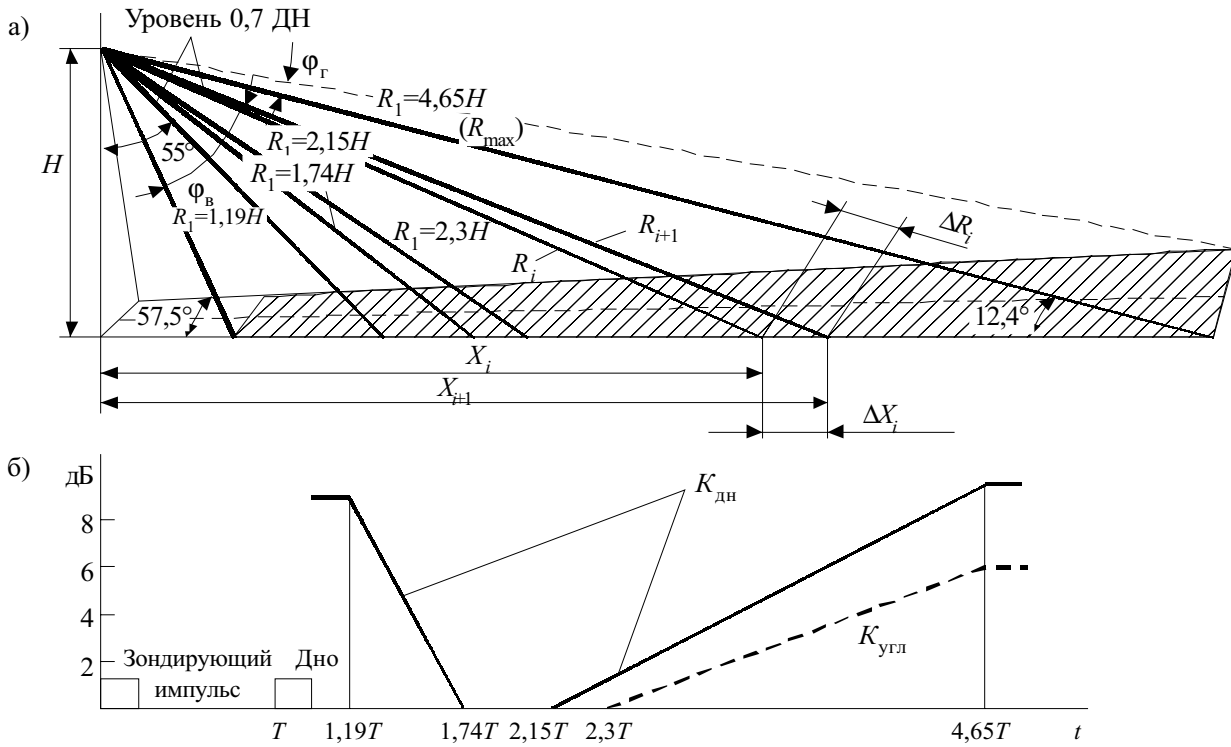


Рис. 2. Участок дна и временные диаграммы программ коррекции

ник, состоящий из двух информационных каналов (правого и левого борта), каждый из которых содержит последовательно соединенные регулируемый усилитель (РУ), логарифмический усилитель (ЛУ), фильтр с перестраиваемой полосой частот (ПФ) и аналого-цифровой преобразователь (АЦП). В состав системы входят блок управления (БУ), блок обнаружения донного сигнала (БОДС), генератор серии импульсов (ГСИ), мультиплексор (МП), интерфейс ЭВМ, состоящий из регистра данных приемно-преобразовательного тракта (РД ППТ), регистра данных (РД БОДС), регистра данных вспомогательной информации (РД ВИ), регистра данных блока управления (РД БУ), а также вычислительный блок на основе микро-ЭВМ и подводный носитель антенн (ПНА).

Работа системы управляется специальной программой, обеспечивающей ввод-вывод, сохранение, отображение и регистрацию данных, выбор заданного режима и другие функции.

Заложенный в основу системы принцип функционирования подразумевает использование в качестве основного исходного параметра значение высоты носителя гидроакустических антенн над уровнем дна, определенной БОДС в предыдущем цикле. Это значение определяет один из диапазонов глубины, каждому из которых соответствуют определенные значения мощности, а также длительности излучения τ , частоты дискретизации входного сигнала f_c , вычисляемые по выражениям [2]

$$\tau = \frac{4h}{cN \sin \alpha_{\min}}; \quad (1)$$

$$f_c = \frac{cN \sin \alpha_{\min}}{2h(1 - \sin \alpha_{\min})} \quad (2)$$

и ширины полосы пропускания фильтров Δf , равной половине частоты f_c .

Здесь h — текущая высота носителя антенн;

c — скорость звука в воде;

N — число отсчетов входного сигнала за один цикл;

α_{\min} — минимальное значение угла скольжения акустического луча в одном цикле.

Процесс обработки входного сигнала разделяется на несколько основных этапов, таких как получение информации, сегментация, описание, распознавание, интерпретация. В процессе получения информации — подводного визуального изображения — осуществляется коррекция амплитудных и геометрических искажений входного сигнала в реальном масштабе времени [4]. Амплитудные искажения сигнала возникают вследствие неравномерности диаграммы направленности приемно-передающей системы, а также вследствие изменения силы обратного рассеяния при изменении угла скольжения акустического луча. Принцип работы программы коррекции неравномерности диаграммы направленности и угловой коррекции заключается в формировании изменяющихся во времени поправочных коэффициентов. Запуск поправочных коэффициентов осуществляется после получения сигнала донного отражения.

На рис. 2, а и б представлены соответственно участок дна и временные диаграммы работы программ коррекции амплитудных искажений.

Здесь ДН — диаграмма направленности;

ϕ_{Γ} и $\phi_{\text{В}}$ — углы горизонтальной и вертикальной ДН, соответственно;

$K_{\text{угл}}$, $K_{\text{дн}}$ — поправочные коэффициенты соответственно при угловой коррекции и при коррекции по диаграмме направленности;

T — интервал времени t между зондирующим и донным отраженным импульсами;

$1,19T$ — интервал времени, характеризующий начало зоны обзора гидролокатора;

$4,65T$ — конец этой зоны;

$1,74T$, $2,15T$ — соответственно начало и конец зоны, где коэффициент усиления приемной антенны максимален.

Коррекция по углу скольжения основывается на законе Ламберта [5, с. 290], согласно которому сила обратного рассеяния меняется пропорционально квадрату синуса угла скольжения акустического луча в соответствии с выражением

$$S_s = 10 \lg \mu + 10 \lg \sin^2 \alpha, \quad (3)$$

где S_s — сила обратного рассеяния;
 μ — коэффициент пропорциональности;
 α — угол скольжения акустического луча.

Природа возникновения геометрических искажений при выводе изображения (акустического плана) поясняется с помощью рис. 2, а. При постоянной частоте дискретизации входного сигнала на эхограммах приращение наклонной дальности $\Delta R_i = \text{const}$, где i — номер отсчета вдоль строки изображения. Однако на акустическом плане приращение горизонтальной дальности ΔX_i является монотонно убывающей функцией от i . При угле $\alpha_{\min} = 12,4^\circ$ и числе отсчетов в строке $N=256$ отношение $\Delta X_1 / \Delta X_{256} = 11,6$. Следовательно, на акустическом плане расстояния между отсчетами, полученными при постоянной частоте дискретизации входного сигнала, должны уменьшаться с разверткой строки изображения. С учетом всего вышесказанного участок отображения i -го отсчета на изображении шириной W , исходя из геометрических соображений, рассчитывается по выражению

$$X_i = \frac{W}{N \cos \alpha_{\min}} \sqrt{i^2 (1 - \sin^2 \alpha_{\min}) + 2i N \sin \alpha_{\min} (1 - \sin \alpha_{\min})}. \quad (4)$$

Акустическая мощность излучения с помощью решения уравнения гидролокации [5, с. 46] может быть представлена в виде

$$P_A = \frac{4\pi R^4 e^{2\beta R} U_{\Pi} \eta}{m_s S M D^2 V^2}, \quad (5)$$

где R — наклонная дальность до участка рассеяния;
 β — коэффициент поглощения в воде;
 U_{Π} — напряжение шума на выходе антенны;
 η — отношение сигнал/шум;
 m_s — коэффициент обратного рассеяния;
 S — площадь сечения участка;
 M — чувствительность антенны в режиме приема;
 D — характеристика направленности антенны;
 V — коэффициент концентрации антенны.

При определении коэффициента обратного рассеяния рассматривается модель дна в виде статистических неровностей границы раздела двух однородных сред (вода—грунт). В связи с большим разнообразием и сложным характером неровностей задача о рассеянии волн оказывается математически довольно трудной. Поэтому в теории рассеяния волн особенно большое значение приобретают приближенные методы, одним из которых является метод малых возмущений, применяемый только в случае малых по сравнению с длиной волны звука неровностей.

При выборе модели дна, на основании которой производится расчет рассеянного поля, весьма важное значение имеет идентификация грунта жидкой [6] или твердой [7] средой. Первый случай применим к водоподобным грунтам (жидкий ил) с концентрацией

частиц менее 20—30 %, в которых при падении на них звуковой волны распространяются только продольные волны.

Для большинства же типов грунтов дно следует рассматривать как твердую среду, в которой имеют место как продольные, так и поперечные волны, и для которой коэффициент обратного рассеяния в первом приближении теории малых возмущений определяется как

$$m_s = Q(\theta) W(q), \quad (6)$$

где $Q(\theta)$ является медленно изменяющейся функцией угла падения волны и зависит только от параметров среды. $Q(\theta)$ довольно сложная функция, однако она упрощается для абсолютно мягкой (Q_m) или жесткой (Q_g) поверхностей:

$$Q_m = \cos^4 \theta; \quad Q_g = (1 + \sin^2 \theta)^2.$$

$W(q)$ рассчитывается одинаково для обоих типов дна и зависит только от статистических свойств неровной поверхности. $W(q)$ вычисляется путем задания функции корреляции неровностей. Так, для гауссовского коэффициента корреляции неровностей эта величина равна

$$W(q) = \frac{1}{\pi} (k\sigma)^2 (k\rho_0)^2 \exp[-(k\rho_0 \sin \theta)^2], \quad (7)$$

где k — волновое число, $k=2\pi/\lambda$;

λ — длина волны;

σ — среднеквадратичная высота неровностей;

ρ_0 — характерный масштаб неровностей в горизонтальной плоскости (радиус корреляции).

Обычно расчет производится для значений $k\sigma$, $k\rho_0 = \{0, 1 \dots 1\}$.

Интенсивность обратного рассеяния в точке приема определяется из выражения для эхо-сигнала:

$$I_S = \frac{P_A D V m_s S}{4\pi R^4 e^{2\beta R}}. \quad (8)$$

На рис. 3 приведены графики расчетов интенсивности обратного рассеяния согласно формулам (5)—(7). Расчеты были проведены для следующих значений технических характеристик гидролокатора бокового обзора и физических параметров среды: частота излучения $f=135$ кГц; $h=50$ м; $c=1500$ м/с; $k\sigma=k\rho_0=0,1$; $\eta=2$; $N=256$; $P_A=50$ Вт; $\tau=2,5$ мс; $M=200$ мкВ/Па; $\beta=9,56 \cdot 10^{-3} \text{ м}^{-1}$; $V=120$; параметры грунта: скорость продольных волн 1750 м/с, поперечных — 750 м/с, плотность 1950 кг/см³.

Как следует из расчетов, выполненных для разных значений высоты носителя, наиболее рациональным является использование гидролокатора бокового обзора на высоте примерно 50 м от уровня дна. В этом случае при сохранении заданного уровня минимального сигнала обеспечивается минимальная мощность излучения и высокая разрешающая способность.

В соответствии с диапазоном глубины по команде от компьютера блок управления устанавливает необходимые параметры генератора зондирующих импульсов приемного тракта, а также направление обзора и

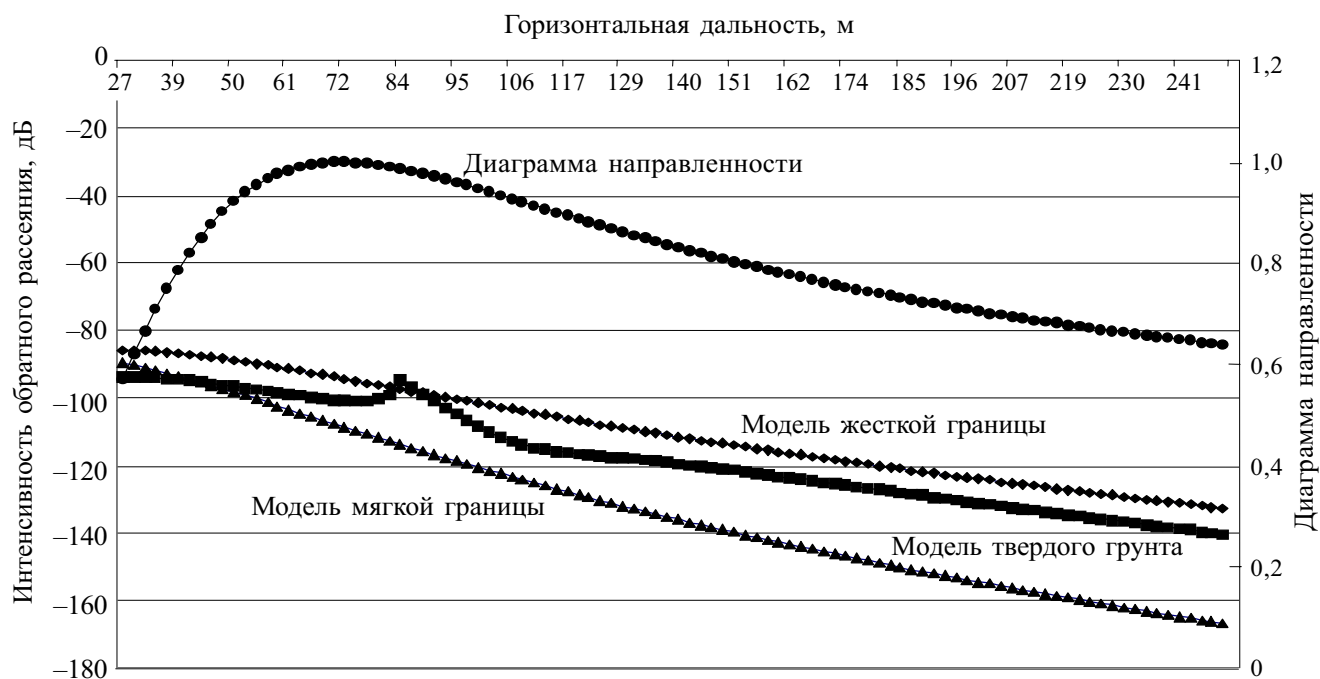


Рис. 3. Интенсивность обратного рассеяния и диаграмма направленности антенны

заглубление антенны. Данные эхосигнала вместе с гидрофизическими параметрами водной среды, а также глобальные координаты, через интерфейс вводятся в компьютер, где осуществляется обработка, сохранение информации на жестком и лазерном дисках, а также вывод на дисплей и принтер.

Данная система была использована для определения расположения нефтетрубопроводов в районе месторождения Бахар в шельфовой зоне Каспийского моря, а также для съемок рельефа дна реки Кура. Полученные результаты подтвердили работоспособность разработанной гидроакустической информационной системы и целесообразность ее применения на морских полигонах с осуществлением в реальном масштабе времени коррекции амплитудных и геометрических искажений входного сигнала.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Акустика дна океана / Под ред. У. Купермана, Ф. Енсена.— М.: Мир, 1984.
2. Mekhtiev A. Sh., Nizamov T. I. Autonomous hydroacoustic information system as hardware for sea test-site // Turkish Journal of Physics.— 1996.— Vol. 20, N 8.— P. 823—827.
3. А. с. 1230427 СССР. Гидролокационная система обработки информации / Т. К. Исмаилов, Т. И. Низамов, З. А. Азимов и др.— Опул. в Б.И.— 1986, № 22.
4. Долотов С. А., Каевицер В. И., Смолянинов И. В. Точность определения угла прихода эхосигналов гидролокационным комплексом бокового обзора // Навигация и гидрография.— 1996.— № 3.— С. 8—11.
5. Урик Р. Дж. Основы гидроакустики.— Л.: Судостроение, 1978.
6. Акустика Океана // Под ред. Л. М. Бреховских.— М.: Наука, 1974.
7. Лапин А. Д. Рассеяние звуковых волн на шероховатой границе между жидкостью и твердым телом // Тр. Акустического института.— 1969.— Вып. 5.— С. 146—151.

**ИНФОРМАЦИЯ ДЛЯ ПОДПИСЧИКОВ "ТКЭА"
ВЫ МОЖЕТЕ ЗАКАЗАТЬ**

по электронной почте <tkea@odessa.net> pdf-файлы
любых статей, опубликованных в журнале за период
с 1998 по 2003 год.

С содержанием номеров можно ознакомиться
на сайте <http://tkea.wallst.ru/>

ИНФОРМАЦИЯ ДЛЯ ПОДПИСЧИКОВ "ТКЭА"

Д. ф.-м. н. И. М. ВИКУЛИН, д. ф.-м. н. Ш. Д. КУРМАШЕВ,
Р. Г. СИДОРЕЦ, Ю. Г. ТУМАНОВ

Украина, Одесская нац. академия связи им. А. С. Попова,
Одесский нац. университет им. И. И. Мечникова
E-mail: ndl_lepikh@gomail.com.ua

Дата поступления в редакцию
04.04 2003 г.

Оппонент д. ф.-м. н. А. Н. ЗОЛОТКО
(ОНУ им. И. И. Мечникова, г. Одесса)

УСИЛЕНИЕ ТОКА В ИНЖЕКЦИОННЫХ ФОТОДИОДАХ С ПОЛЕВЫМ ЭЛЕКТРОДОМ

Совместное действие нескольких механизмов внутреннего усиления фототока в $p-n$ -переходе увеличивает чувствительность инжекционного фотодиода.

Инжекционное усиление фототока в $p-n$ -переходах с длиной базы d порядка длины диффузии неосновных носителей заряда L используется в фотоприемниках, чувствительных к слабым световым сигналам [1, с. 9]. Различают физический механизм усиления за счет положительной обратной связи и т. н. "параметрическое" инжекционное усиление [2]. Первый механизм заключается в том, что при освещении базы прямосмещенного $p-n$ -перехода падение напряжения V_0 на ней уменьшается (из-за уменьшения сопротивления), а напряжение на собственно $p-n$ -переходе V_{p-n} увеличивается (напряжение внешнего источника питания постоянно: $V_0 = V_{p-n} + V_0$). Это приводит к увеличению инжекции носителей заряда из $p-n$ -перехода в базу и добавочному росту тока.

Сопротивление базы может уменьшаться намного сильнее, чем сопротивление $p-n$ -перехода, за счет действия какого-либо дополнительного механизма, например, изменения параметров носителей заряда: рост времени жизни носителей, увеличение биполярной дрейфовой подвижности и биполярного коэффициента диффузии при перезарядке глубоких центров в базе диода и др. Эти эффекты и обеспечивают "параметрическое" инжекционное усиление фототока [2].

В настоящей работе в качестве механизма, усиливающего фоточувствительность длинного диода, рассмотрен полевой эффект в МДП-структуре, созданной на боковой поверхности базы. На схеме **рис. 1, а** электрод МДП-элемента отключен, вольт-амперная характеристика (ВАХ) представляет собой обычную зависимость тока I от напряжения V для $p-n$ -перехода с длинной базой (**рис. 2**, кривая 1).

На схеме **рис. 1, б** полевой электрод соединен с омическим контактом базы, отрицательный потенциал внутреннего падения напряжения в базе $V_{вн}$ передается на полевой электрод. В базе напротив полевого электрода образуется обедненная носителями заряда область (заштрихована). Ток протекает по оставшемуся между этой областью и противоположной поверхностью базы каналу. Сопротивление кана-

ла велико, инжекции носителей из $p-n$ -перехода практически нет, и структура аналогична МДП-транзистору, затвор которого замкнут с истоком. В такой схеме ток I_n с ростом напряжения (уже при малых V) достигает насыщения (**рис. 2**, кр. 2). Величина этого тока равна [3, с. 126]

$$I = 0,5 q^2 \mu n^2 a^2 b^2 / C. \quad (1)$$

Здесь q — заряд электрона;
 μ и n — подвижность и концентрация носителей заряда в базе, соответственно;
 a и b — ширина и толщина базы, соответственно;
 C — емкость затвора.

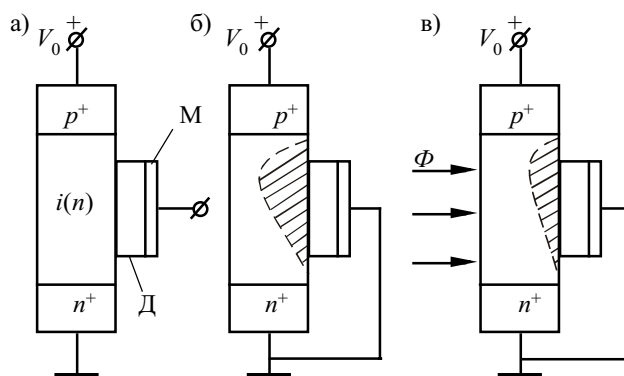


Рис. 1. Схемы включения фотоприемника:
М — металл; Д — диэлектрик

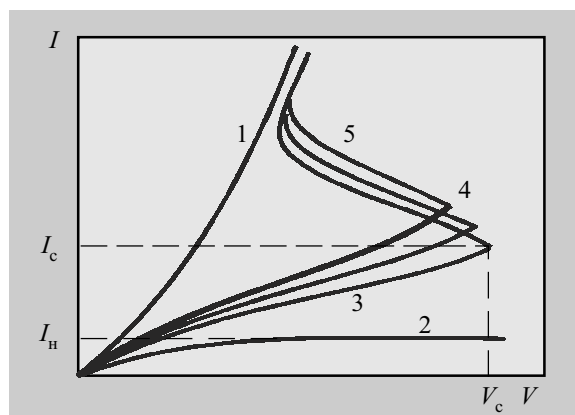


Рис. 2. Вольт-амперные характеристики инжекционного фотодиода:

1 — МДП-контакт отключен; 2 — МДП-контакт подключен; 3, 4, 5 — ВАХ при освещении потоками Φ_1, Φ_2, Φ_3 , соответственно ($\Phi_1 < \Phi_2 < \Phi_3$); V_c — напряжение "срыва"; I_n — ток насыщения; I_c — ток "срыва"

При освещении базы потоком света Φ (рис. 1, в) концентрация носителей заряда в ней возрастает на величину n_ϕ . При этом сопротивление базы r_ϕ и напряжение $V_\phi = Ir_\phi$ уменьшаются как за счет роста концентрации носителей заряда, так и за счет уменьшения ширины области объемного заряда и расширения канала тока. Соответственно напряжение $V_{p-n} = V_p - Ir_\phi$ растет, что приводит к дальнейшему увеличению концентрации инжектированных носителей заряда n_i , последующему уменьшению V_ϕ и т. д. Такая сильная внутренняя положительная обратная связь по току приводит к резкому увеличению тока через фотодиод. В результате ВАХ принимает вид кривой 3 на рис. 2. Она относится к ВАХ структур с отрицательным дифференциальным сопротивлением S-типа.

Величину тока I_n можно рассчитать по формуле (1), подставив в нее $n = n_n + n_\phi + n_i$, где n_n — концентрация собственных равновесных носителей заряда в базе. При этом используются известные [4, с. 19] соотношения $n_\phi = \alpha \beta \tau \Phi$ (здесь α — коэффициент поглощения света, β — квантовая эффективность фотоответа, τ — время жизни носителей заряда); $n_i = p_n \exp(qV_{p-n}/kT)$, где p_n — концентрация неосновных носителей в базе. Проводимость базы $\sigma = \sigma_0 [1 + (I/I_0)^\chi]$. Постоянные σ_0 , I_0 и χ определяются электрофизическими параметрами материала базы.

Подставив эти соотношения в (1), можно при $I \gg I_0$ определить напряжение:

$$V = \frac{B}{I^{\chi-1}} + \frac{kT}{q} \ln \frac{1}{p_n} \left(\frac{\sqrt{I}}{A} - n_n - \alpha \beta \tau \right) \quad (2)$$

где $A^2 = q^2 \mu (ab)^2 / 2C$, $B = \sigma_0 I_0^\chi$.

Выражение (2) получено со множеством приближений и позволяет лишь качественно оценить вид ВАХ и их изменение при освещении $p-n$ структуры. При наличии сильной положительной обратной связи по току $\chi > 1$. Поэтому с ростом тока первое слагаемое в (2) уменьшается, что приводит при достижении определенного напряжения $V = V_c$ к уменьшению V с ростом тока, т. е. к появлению на ВАХ участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением (рис. 2, кр. 3).

Кривые 3, 4 и 5 на рис. 2 — рассчитанные по формуле (2) ВАХ фотоприемника для различных потоков света. У данной структуры, как и у фототиристора, с ростом светового потока напряжение переключения V_c уменьшается, т. е. такой прибор можно использовать в качестве переключателя, управляемого светом. Ток "срыва" I_c с ростом V уменьшается.

Чувствительностью инжекционного фотодиода (ИФД) с МДП-структурой можно управлять напряжением на полевом электроде. Так, если в цепь между нижним контактом к базе и полевым электродом включить дополнительный источник э.д.с. ϵ (плюс на базе и минус на электроде, рис. 1, б), то она (э.д.с.) будет суммироваться с напряжением V_ϕ . При изменении ϵ будет изменяться ширина области объемного заряда напротив электрода и площадь поперечного сечения токопроводящего канала, а значит, и фоточувствительность структуры. При отключенном полевом электроде фоточувствительность минимальна, а

при напряжении, соответствующем полному перекрытию канала, область объемного заряда максимальна.

Как уже указывалось, ИФД могут работать не только в дискретном, но и в аналоговом режиме. В этом случае внешнее напряжение не должно превышать напряжения "срыва" (переход на участок отрицательного дифференциального сопротивления — ОДС). Необходимо также обеспечить реализацию "параметрического" инжекционного усиления.

Инжекционные фотоприемники с МДП-элементом исследованы нами на основе кремния n -типа проводимости, компенсированного золотом. Помимо Au, материал базы диода содержал донорную примесь с малой энергией ионизации (фосфор). Концентрация электрически активных центров золота составляла $\sim 5 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$. Ранее было показано, что в $n\text{-Si:Au}$ может быть реализовано фотоэлектрическое инжекционное усиление при действии ИК-света [5].

В нашем случае pin -структуры изготавливали вплавлением Al (p^+ -контакт). Омический n^+ -контакт получали напылением сплава Au—Sb (10% Sb) и вжиганием его при $T = 400^\circ\text{C}$. На боковой поверхности базы формировали Al—SiO₂—Si МДП полевой электрод. Длина базы инжекционного pin -фотодиода составляла 0,2—0,5 мм, сечение базы 2×2 мм. Для исследования эквивалентных резисторов, т. е. структур, имеющих те же геометрические размеры, что и база ИФД, рядом с p^+ -контактом изготавливали второй — n^+ -контакт. Измерения проводили при $T = 78 \text{ K}$.

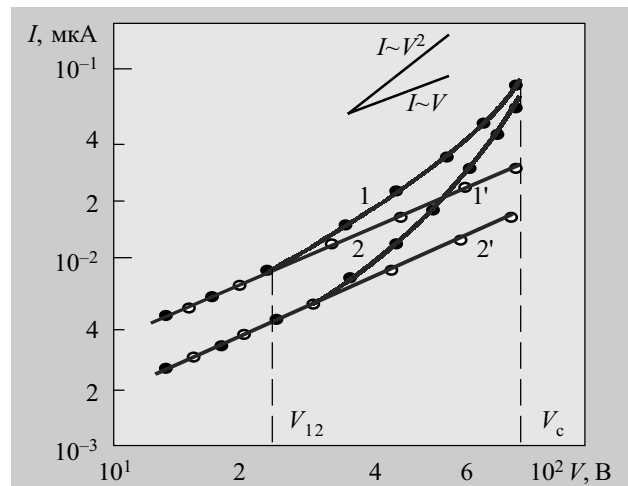


Рис. 3. Вольт-амперные характеристики структуры при $V < V_c$ и эквивалентного резистора (I , 2 и I' , 2', соответственно): I , I' — МДП-контакт отключен; 2, 2' — МДП-контакт подключен

На рис. 3 приведены ВАХ pin -структуры с МДП полевым электродом. ВАХ при отключенном контакте МДП элемента (кр. 1) представляет собой типичную характеристику длинного диода. Она состоит из двух частей: омической ("линейной"), описываемой известным соотношением

$$I = q(\mu_n n_0 + \mu_p p_0) \frac{V}{d}, \quad (3)$$

и степенной ("квадратичной") —

$$I = \frac{q}{8} n_0 - \gamma p_0 |\mu_n \mu_p| \frac{V^n}{d}. \quad (4)$$

Здесь n_0 и p_0 — равновесные концентрации электронов и дырок в базе, соответственно;

μ_n и μ_p — подвижность электронов и дырок;
 $\gamma = \tau_n / \tau_p$ — отношение времен жизни электронов и дырок;
 V — приложенное напряжение;
 d — длина базы диода;
 $n=2$ — показатель степени при V .

Линии $I \sim V^2$ и $I \sim V$ — наклоны "квадратичного" и "линейного" участков ВАХ. При приближении к точке "срыва" зависимость I от V более резкая, чем $I \sim V^2$. Кривая 1' — ВАХ эквивалентного резистора.

Напряжение перехода с "линейного" на "квадратичный" участок V_{12} определяли экспериментально, а также рассчитывали по известному соотношению [1, с. 10], полученному приравниванием (3) и (4).

$$V_{12} \approx d^2 / \mu_p \tau_p. \quad (5)$$

Для кривой 1 на рис. 3 напряжения, соответствующие экспериментальному значению и рассчитанной величине V_{12} , достаточно удовлетворительно совпадают. Кривая 2 описывает ВАХ структуры при подключенном контакте МДП-электрода (см. рис. 1, б). Величина тока через инжекционный диод уменьшилась вследствие сокращения сечения канала протекания тока, но основные составляющие (омический и степенной участки) сохранились. Кривая 2' представляет собой ВАХ эквивалентного резистора. Отсутствие насыщения тока (см. рис. 2, кр. 2) свидетельствует о том, что перекрытие канала протекания тока вследствие эффекта поля произошло лишь частично. Напряжение V_{12} на кр. 2 рис. 3 несколько большее, чем на кр. 1, несмотря на то, что расчет V_{12} даже для разных сечений канала дает приблизительно одну и ту же величину. Такое расхождение может быть связано с большим вкладом поверхностной рекомбинации носителей заряда (через снижение τ_p и τ_n) в величину тока при уменьшении эффективного сечения канала проводимости при действии полевого эффекта.

Вариантами "параметрического" фотоэлектрического инжекционного усиления при освещении структур могут быть увеличение биполярной дрейфовой подвижности и времени жизни носителей заряда в случае перезарядки глубоких уровней золота при действии "примесного" ИК-света [2].

Действие механизма усиления вследствие вклада полевого эффекта МДП-электрода и "параметрического" инжекционного усиления при освещении ИФД "примесным" светом проявляется на зависимости токовой фоточувствительности S_I от напряжения при разных вариантах подключения *pin*-структуры. Кривые 1 и 1' на рис. 4 — зависимости $S_I = f(V)$ для ИФД и эквивалентного резистора, соответственно, при освещении диода с отключенным МДП-электродом светом с $h\nu \approx 0,82$ эВ. Напряжение V_{12} в данном случае описывается соотношением [1, с. 12]

$$V_{12} = \frac{n_\phi d^2}{\gamma p_\phi \mu_p \tau_p}, \quad (6)$$

где n_ϕ и p_ϕ — концентрации электронов и дырок, генерированных светом.

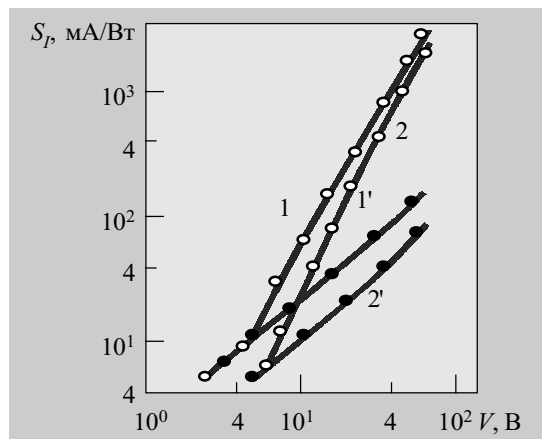


Рис. 4. Зависимость токовой фоточувствительности ИФД (1, 2) и эквивалентного фоторезистора (1', 2') от напряжения:

1, 1' — МДП-контакт отключен; 2, 2' — МДП-контакт подключен. Энергия кванта света $h\nu = 0,83$ эВ

При подключенном МДП-электроде (см. рис. 1, в и рис. 2, кр. 3) для напряжений V , меньших напряжения срыва, зависимости $S_I = f(V)$ для ИФД и эквивалентного резистора соответствуют кривым 2 и 2' рис. 4. Действие двойного механизма модуляции проводимости базы, т. е. инжекционного усиления, проявляется в более резкой зависимости S_I от V , чем для случая отключенного МДП-электрода (рис. 4, кр. 1). Токовая чувствительность эквивалентного резистора (кр. 2') также не следует линейному закону, т. к. с ростом напряжения сечение канала проводимости базы увеличивается.

Были определены A_1 и A_2 — величины коэффициентов инжекционного усиления для каждой пары кривых на рис. 4 (1 и 1', 2 и 2', соответственно). Величина A определялась как отношение токовой чувствительности ИФД к чувствительности эквивалентного фоторезистора при фиксированном напряжении V .

На рис. 5 показана зависимость относительной величины инжекционного усиления $K = A_2 / A_1$ от напряжения смещения.

Известно, что генерационно-рекомбинационные (ГР) шумы определяют принципиальный предел обнаружительной (детектирующей) способности D^* объемных фотоприемников. Для структур, предназначенных для регистрации слабых сигналов, важным

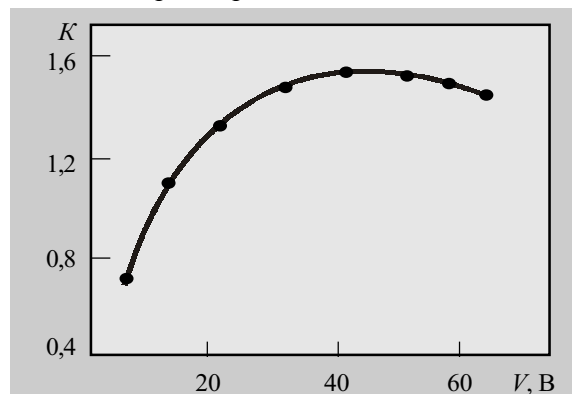


Рис. 5. Зависимость относительной величины коэффициента инжекционного усиления от напряжения

параметром является пороговая чувствительность $\Phi_{\text{пор}}$. Она определяется той мощностью излучения, при которой величина сигнала (ток, напряжение) и шума равны:

$$\Phi_{\text{пор}} = \frac{\sqrt{I_{\text{ш}}^2}}{S_I \sqrt{\Delta f}} \quad (7)$$

Здесь $\sqrt{I_{\text{ш}}^2}$ — среднееквадратичное значение тока шума $I_{\text{ш}}$; Δf — частотная полоса пропускания.

Величина $D^* = \sqrt{A_{\text{ф}}} / \Phi_{\text{пор}}$ и является обнаружительной способностью фотоприемника ($A_{\text{ф}}$ — площадь приемной площадки).

В работе [6] показано, что в ИФД могут существовать несколько типов ГР-шумов с различной зависимостью от напряжения. Соответственно и величина D^* также является функцией напряжения. Для исследованных в данной работе фотодиодов можно выделить три участка $I_{\text{ш}} = f(V)$. При относительно низких напряжениях ($V < 8 \div 10$ В) $I_{\text{ш}} \sim V^{3/2}$, и $D^* \sim V^{1/2}$. При $V > 10$ В $I_{\text{ш}} \sim V^2$, $D^* = \text{const}$. Напряжениям $V > 40 \div 50$ В соответствует резкий рост шумового тока ($I_{\text{ш}} \sim V^{5/2}$), и $D^* \sim V^{-1/2}$.

Спектры шумового тока при напряжениях на ИФД, отвечающих первым двум участкам $I_{\text{ш}} = f(V)$, хорошо аппроксимируются зависимостью $(1 + \omega^2 \tau^2)^{-1/2}$, (где ω — циклическая частота, τ — постоянная времени), т. е. соответствуют ГР-шумам. Слагаемые шумового тока можно интерпретировать, используя представление о фотоэлектрическом усилении [1]. Так, рекомбинационный шум $I_{\text{ш}} \sim V^{3/2}$ определяется фоторезистивно усиленными флуктуациями захвата неосновных носителей заряда глубокими уровнями (Au) в базе. Компонента шума $I_{\text{ш}} \sim V^2$ связана с инжекционным усилением равновесных флуктуаций генерации и захвата (рекомбинации) возбужденных светом носителей. Ток $I_{\text{ш}} \sim V^{5/2}$ соответствует инжекционно усиленным флуктуациям захвата инжектированных носителей.

На рис. 6 показана зависимость обнаружительной способности D^* ИФД от величины приложенного напряжения V . Видно, что область максимального значения величины D^* приходится на тот диапазон напряжений, где коэффициент усиления ИФД с поле-

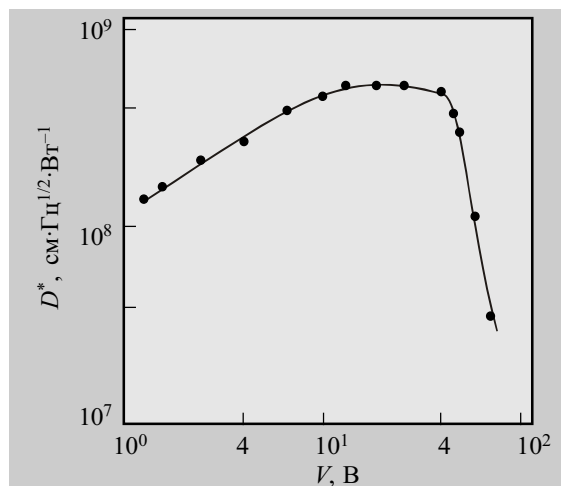


Рис. 6. Зависимость обнаружительной способности ИФД от напряжения ($\lambda=0,8$ мкм)

вым МДП-электродом на боковой поверхности базы наибольший (см. рис. 5).

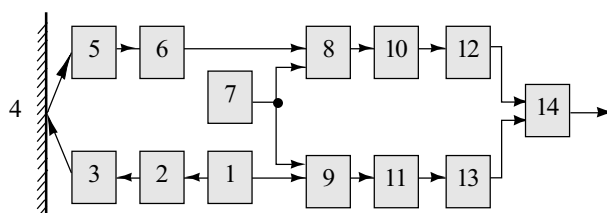
Наличие полевого МДП-электрода на боковой поверхности базы ИФД позволяет увеличить коэффициент усиления структуры в области средних напряжений (20 ÷ 50 В). Это дает возможность регистрировать слабые световые сигналы, т. к. шумы при таких напряжениях незначительны и детектирующая способность фотоприемника наибольшая.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Викулин И. М., Курмашев Ш. Д., Стафеев В. И. Фотоприемники с инжекционным усилением. — М.: ЦНИИ "Электроника", 1989.
2. Kurmashev Sh., Stafeev V., Vikulin I., Sofronkov A. Injektion-amplification IR-photodiodes // Proc. SPIE. — 1997. — Vol. 3182. — P. 59—67.
3. Викулин И. М., Стафеев В. И. Физика полупроводниковых приборов. — М.: Радио и связь, 1990.
4. Анисимова И. Д., Викулин И. М., Курмашев Ш. Д. Полупроводниковые фотоприемники. — М.: Радио и связь, 1984.
5. Курмашев Ш. Д., Викулин И. М., Ленков С. В., Сидоренко Р. Г. Спектральная фоточувствительность Ni—Si: Au поверхностно-барьерных структур с инжекционным усилением // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2002. — № 6. — С. 16—19.
6. Курмашев Ш. Д., Викулин И. М., Софронков А. Н. Обнаружительная способность инжекционных фотодиодов вблизи точки "срыва" на ВАХ // Мат-лы 4-й междунар. конф. "Системы и средства передачи и обработки информации". — Одесса. — 2000. — С. 47—48.

В номере 2 журнала за 2003 год на стр. 46 на рис. 1 допущена опечатка.

Должно быть:



К. ф.-м. н. А. Г. ГОЛОВКО

Украина, г. Кизомыс, фирма «Артур»
E-mail: argo_m@ukr.net

Дата поступления в редакцию
11.10 2002 г. — 23.06 2003 г.
Оппонент к. т. н. В. И. КОВАЛЬКОВ
(ОНПУ, г. Одесса)

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ НИЗКОЧАСТОТНЫХ ФЛУКТУАЦИЙ ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТИ В ДАТЧИКАХ С НЕЛИНЕЙНОЙ ВАХ

Предлагается возможность заранее оценивать воздействие одиночной флуктуации проводимости на стабильность напряжения на образце.

На разработчиках аппаратуры лежит особая ответственность за обеспечение качества преобразования исследуемого параметра электронными датчиками в напряжение. Для всех датчиков, даже подключенных к идеально стабильному источнику питания через «малошумящий» нагрузочный резистор, характерно, что падение напряжения на нем флуктурует относительно постоянной составляющей U —

$$u = u(t) = U + \delta u(t),$$

где $\delta u(t)$ — флуктуационная составляющая падения напряжения на датчике.

Уровень флуктуаций $\delta u(t)$ иногда достигает значительных величин, что приводит к нестабильности считываемой информации и к возможным сбоям. Причем их причиной, наряду с тепловыми процессами (шумами), могут стать также единичные воздействия, т. е. помехи различной природы. Особенно заметно нестабильность проявляется в датчиках, изготовленных из пористых, поликристаллических, неоднородных материалов. Существенные различия наблюдаются также у датчиков с линейными и нелинейными вольт-амперными характеристиками (ВАХ).

При конструировании электронной аппаратуры важно знать функцию преобразования изменения (флуктуации) электропроводности датчика $\delta g(t)$ во флуктуацию напряжения $\delta u(t)$, по крайней мере, уметь оценить ее воздействие. В данной работе делается попытка найти такую функцию для датчиков с нелинейными ВАХ.

Пусть какое-либо воздействие (флуктуация температуры, давления, радиации, освещения и т. д.) привело к изменению электропроводности датчика $\delta g(t)$. Это вызовет флуктуацию силы тока в цепи $\delta i(t)$. Она, в свою очередь, приведет к возникновению флуктуации напряжения $\delta u(t)$. В омических образцах эти преобразования линейны.

Для датчиков с нелинейной ВАХ одна часть функции преобразования не вызывает проблем. Поскольку флуктуации намного меньше среднего значения параметра, то $\delta u(t)/\delta i(t) = r_d$, откуда

$$\delta u(t) = r_d \delta i(t), \quad (1)$$

где r_d — дифференциальное сопротивление датчика.

Соотношение (1) основано на принципе мгновенности электрических преобразований и на высоких частотах не применимо.

Сложнее дело обстоит с нахождением преобразования $\delta g(t)$ в $\delta i(t)$. Экспериментально установить эту функцию пока сложно. Мы же предлагаем одну из возможностей: воспользоваться косвенным методом — на основе изучения низкочастотных флуктуаций в диодах с барьером Шоттки.

Чтобы при эксперименте обеспечить высокую точность, мы в качестве измеряемого параметра использовали не традиционную для шумовых исследований [1—5] спектральную плотность флуктуаций напряжения $G_u(f)$, а среднеарифметическую величину модуля флуктуаций напряжения $\langle |\delta u(t)| \rangle$ в полосе частот Δf , составляющей 10% от значения центральной частоты f . Разделив результат измерений на квадратный корень из Δf , расчетным способом получали шумовой параметр «текущий спектр флуктуаций» $S_u(f)$. Для узкополосного сигнала он связан со спектральной плотностью $G_u(f)$ известным соотношением [5]

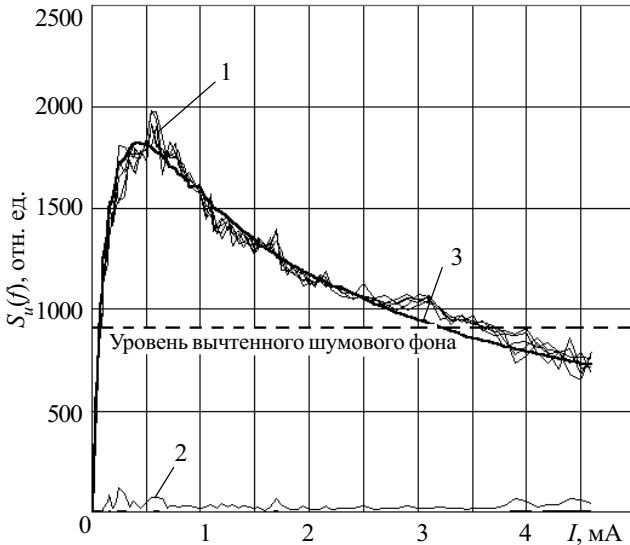
$$S_u(f) = 0,78 G_u(f)^{1/2}. \quad (2)$$

Исследовали барьер Шоттки на основе GaP—Al с нагрузочным резистором 1 МОм на частоте 90 Гц в полосе частот 90 Гц.

На рисунке кривыми 1 представлены токовые зависимости шумов. Штриховой линией на рисунке отмечен уровень тепловых шумов и шумов входного усилителя (шумовой фон), которые вычитались из результатов измерений с использованием калибровочных кривых. Точность измерений контролировалась расчетом среднеквадратичных отклонений, график для которых представлен кривой 2. Она обеспечивалась настолько высокой, что позволяла надежно выделять полезный сигнал, например, на уровне 10% от шумового фона.

Чтобы пояснить, какое отношение эти экспериментальные кривые могут иметь к функции преобразования $\delta g(t)$ в $\delta i(t)$, отметим, что в рассматриваемых условиях в барьере Шоттки стационарными случайными величинами являются и напряжение (1), и ток, и проводимость. С учетом этого, применив в (2) к $\delta u(t)$ и $\delta i(t)$ Фурье-анализ, для текущих спектров $S_u(f)$ и $S_i(f)$ получим:

$$S_u(f) = S_i(f) r_d \quad (3)$$



Токовая зависимость низкочастотных флуктуаций напряжения в прямосмещенном барьере Шоттки (GaP—Al): 1 — токовая зависимость шумов; 2 — среднеквадратичное отклонение результатов измерений параметра; 3 — теоретическая кривая

То есть преобразования мгновенных значений флуктуаций (1) и текущих спектров (3) идентичны. Это далее будет учтено.

ВАХ барьера Шоттки описывается известным соотношением [6; 3, с. 522]

$$I = I_0 [\exp(qU/mkT) - 1],$$

- где I_0 — ток насыщения;
- q — элементарный заряд;
- m — коэффициент идеальности ВАХ;
- k — постоянная Больцмана;
- T — абсолютная температура.

На его основе определим дифференциальное сопротивление образца:

$$r_d(I) = (nkT/qI_0) [(I/I_0) + 1]^{-1} \approx 1/[(I/I_0) + 1], \quad (4)$$

т. е. часть кривой I расшифрована: с увеличением тока r_d — это падающая кривая.

Нужной формы максимум кривых можно получить, приняв, что спектр флуктуаций напряжения одновременно пропорционален постоянной составляющей напряжения U , значение которого на основании ВАХ определяется как

$$U = (nkT/q) \ln[(I/I_0) + 1] \approx \ln[(I/I_0) + 1]. \quad (5)$$

Тогда

$$S_u(f) \approx \ln[(I/I_0) + 1] / [(I/I_0) + 1] \approx r_d U \quad (6)$$

или

$$S_u(f) = S_g(f) \left[\frac{m^2 k^2 T^2 \ln\left(\frac{I}{I_0} + 1\right)}{q^2 I_0 \left(\frac{I}{I_0} + 1\right)} \right] = S_g(f) \cdot r_d U. \quad (7)$$

Эта функция на рисунке представлена кривой 3. Она с достаточной точностью совпадает с экспериментальными кривыми. Многочисленные наши исследования показали, что экспериментальные точки

ложатся на прямую в спрямляющих для соотношений (6)—(7) координатах [7]. То есть, сопоставляя (7) с (3), мы можем признать справедливым преобразование

$$S_i(f) = S_g(f) U. \quad (8)$$

По аналогии с тем, как (3) соотносится с (1), можно заключить, что и мгновенное значение флуктуаций электропроводности $\delta g(t)$ преобразуется в $\delta i(t)$ аналогично (8), т. е. согласно выражению

$$\delta i(t) = \delta g(t) U. \quad (9)$$

Полученные соотношения не требовали каких-либо специальных условий для определения вида нелинейности ВАХ или спектров в средне- и низкочастотной области преобразования. Поэтому они, как нам видится, применимы к различным видам датчиков и к различным типам токовых шумов (дробовым, $1/f^2$, взрывным, генерационно-рекомбинационным, контактными и т. д. [1—4]).

Таким образом, разработчикам электронной аппаратуры предлагается возможность на основе знания ВАХ датчика, используя рассмотренные функции преобразования флуктуаций, заранее оценивать воздействие одиночной флуктуации проводимости на стабильность напряжения на образце. Это позволит заранее выбрать зону смещений для обеспечения повышенного уровня стабильности работы датчика с нелинейной ВАХ или, по крайней мере, избегать его работы в режиме резкого повышения нестабильности.

Отметим, что приведенные кривые экспериментально получены для большого количества барьеров Шоттки, изготовленных на основе различных полупроводников и выпрямляющих контактов, и для p — n -переходов.

Рассмотренные соотношения удовлетворительно описывают экспериментальные кривые при комнатных температурах, когда флуктуации проводимости связаны с базовой областью барьеров [7]. Однако при пониженных температурах, хотя соотношения (1), (3), (7)—(9) всегда справедливы, дополнительно налагается зависимость величины флуктуации проводимости от величины приложенного напряжения.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Ван дер Зил А. Флуктуационные явления в полупроводниках.— М.: ИЛ, 1961.
2. Букингом М. Шумы в электронных приборах и системах.— М.: Мир, 1986.
3. Hooge F. N., Kleinpenning T. G. M., Vandamme L. K. J. Experimental studies of $1/f$ noise // Rep. Prog. Phys.— 1981.— Vol. 44, N 5.— P. 479—532.
4. Бочков Г. Н., Кузовцев Н. Е. Новое в исследованиях $1/f$ -шума // УФН.— 1983.— Т. 41, вып. 1.— С. 151—176.
5. Мирский Г. Я. Аппаратурное определение характеристик случайных процессов.— М.: Энергия, 1972.
6. Зи С. М. Физика полупроводниковых приборов.— М.: Энергия, 1973.
7. Головки А. Г., Головки Т. А. Новый флуктуационный закон для стационарных процессов переноса зарядов // Тр. междунар. семина. «Шумы и деградационные процессы в полупроводниковых приборах».— Московский энергетический институт, 17—20 ноября 1998.— С. 264—268.

К. ф.-м. н. В. Б. ЕФИМОВ, к. т. н. А. С. КУРЕКИН, А. С. ГАВРИЛЕНКО,
Д. М. БЫЧКОВ, к. т. н. В. Н. ЦЫМБАЛ, к. ф.-м. н. В. А. КОМЯК,
к. т. н. С. А. ШИЛО, к. т. н. А. П. ЕВДОКИМОВ,
к. т. н. В. В. КРЫЖАНОВСКИЙ, Ю. Д. САЛТЫКОВ

Украина, г. Харьков, Центр радиофизического зондирования Земли им. А. И.
Калмыкова, Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова;
г. Днепропетровск, ГKB «Южное»
E-mail: kalmykov@ire.kharkov.ua

Дата поступления в редакцию
21.04 2003 г.

Оппонент к. ф.-м. н. В. Г. ГУТНИК
(г. Харьков, Радиоастрономический ин-т НАНУ)

РАДИОФИЗИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС ГЛОБАЛЬНОГО МОНИТОРИНГА ЗЕМЛИ

Для построения комплекса предлагается использовать РЛС бокового обзора (БО) 3-см-диапазона и сканирующие радиометры 3- и 8-миллиметрового диапазонов.

Информативность бортовых радиофизических систем обзора земной поверхности может быть существенно повышена за счет одновременного наблюдения одних и тех же участков поверхности средствами активной (РЛС БО) и пассивной (радиометры) радиолокации за счет совместного анализа выходных данных, определяемых разными факторами исследуемой среды [1]. Так, например, для морской поверхности уровни рассеянного радиолокационного сигнала определяются степенью морского волнения (скоростью приповерхностного ветра), а радиояркость температура (как мера собственного радиотеплового излучения) — степенью покрытия морской поверхности пеной [2].

Существенное повышение достоверности информации достигается и при зондировании ледовых покровов комплексным активно-пассивным методом [3].

Использование совместно с обзорной РЛС БО двухдиапазонного радиометра миллиметрового диапазона позволит уточнить параметры облачности в зоне активных атмосферных образований и определить участки развитого волнения, зафиксировать границы снежного покрова, определить состояние ледников и, в значительной мере, устранить неоднозначность в интерпретации радиолокационных данных. Кроме того, применение сканирующих радиометрических систем в бортовых комплексах обзора Земли позволит при использовании симметричных относительно надир секторов сканирования получать оперативную информацию о состоянии подстилающей поверхности и в области надирных углов наблюдения, где получение информации РЛС БО невозможно.

Для построения радиофизического комплекса в качестве обзорной РЛС БО предлагается использовать радиолокатор 3-см-диапазона волн нового поколения [4]. В модернизированной РЛС БО применена зеркальная антенна в виде параболического цилиндра с фокусированным осесимметричным облучателем, позволяющая использовать любую поляризацию сигналов при излучении и приеме. Размеры

Наименование параметра	РЛС БО	Радиометр
Время непрерывной работы	Не ограничено	Не ограничено
Длина волны	$\lambda = 3,2$ см	$\lambda_1 = 8$ мм, $\lambda_2 = 3$ мм
Поляризация	ВВ или ГГ	Г
Ширина полосы обзора	700 км (2×700 км)	≥ 1500 км
Углы наблюдения поверхности, от надир	от 20°	±50° (линейное сканирование, ортогональное вектору полета)
Отношение сигнал/шум в полосе обзора при удельной эффективной площади рассеяния (УЭПР) –15 дБ	5 дБ	—
Разрешение по поверхности, $h=650$ км; (* — на краю полосы обзора)	≈ 2,5×1,5 км	7×12 км* ($\lambda_1=8$ мм) 3×4,5 км* ($\lambda_2=3$ мм)
Точность	3 дБ (УЭПР)	≤ 1—2 К (радиояркость температура)
Чувствительность радиометрическая (при рабочей постоянной времени)	—	≤ 1 К ($\lambda_1=8$ мм) ≤ 2 К ($\lambda_2=3$ мм)
Тип антенны	Параболический цилиндр	Параболический цилиндр
Размеры антенны	15,0×1,0 м	1,5×1,5 м
Мощность потребления	150 Вт (200 Вт)	200 Вт
Масса, включая антенну	120 кг (170 кг)	150 кг
Обработка информации	Бортовая, в реальном времени (передача информации по стандартным линиям 137 МГц (АРТ) и 1,7 ГГц (HRPT))	

антенны порядка 15×1 м. Высокий потенциал локатора обеспечивается использованием зондирующего импульса с ЛЧМ при значительном коэффициенте усиления антенны и оптимальном его распределении в полосе обзора не менее 700 км. Установка двух антенн (вправо, влево по направлению полета носителя) позволит расширить полосу обзора РЛС БО в два раза.

В качестве радиометрической части в радиофизическом комплексе целесообразно использовать бортовые сканирующие радиометры 3- и 8-миллиметрового диапазонов с сектором углов сканирования ±50° (и более) от надира при размере апертуры антенной системы не менее 1,5×1,5 м. При этом в 3-мм-диапазоне для орбиты с высотой 650 км может быть обеспечено среднее пространственное разрешение порядка 2,5×2,5 км (либо более высокое при увеличении размеров антенны) в полосе обзора около 1500 км. Предлагаемая неподвижная антенна со сканирующим линейным облучателем обладает малым энергопотреблением и не оказывает существенного влияния на системы стабилизации носителя за счет малых моментов инерции привода электромеханического сканирования.

Основные характеристики предлагаемого комплекса приведены в **таблице**.

Радиофизический радиолокационно-радиометрический комплекс планируется к размещению на

космических аппаратах малого класса и может применяться для оперативного гидрометеорологического мониторинга Земли, включая мониторинг активных метеорологических процессов над морской поверхностью (обнаружение зон штормов, ураганов, тайфунов с определением их мощности и степени опасности для судоходства), для определения скорости ветра, мониторинга распределения зон осадков над сушей и морем, мониторинга снежного и ледяного покрова.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. А. с. 1111582 СССР. Способ дистанционного зондирования атмосферы и подстилающей поверхности Земли / В. П. Шестопалов, Ю. А. Афанасьев, В. А. Комяк и др.— 1983.
2. Ефимов В. Б., Калмыков А. И., Комяк В. А. и др. Исследование поверхности океана радиофизическими средствами с аэрокосмических носителей // Изв. АН СССР. Физика атмосф. и океана.— 1985.— Т. 21, № 4.— С. 349—357.
3. Ефимов В. Б., Калмыков А. И., Комяк В. А. и др. Исследование ледовых покровов радиофизическими средствами с аэрокосмических носителей // Там же.— 1985.— Т. 21, № 5.— С. 512—520.
4. Курекин А. С., Пичугин А. П., Волков А. М. и др. Принципы построения космической радиолокационной системы бокового обзора непрерывного действия // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники.— 2001.— № 12.— С. 35—43.

Г. А. ДЕВЯТКО, С. А. ЛАЦИС, В. Я. ПОДОЛЬСКИЙ

Украинский НИИ аналитического приборостроения, г. Киев
E-mail: analyt@ukranalyt.com.ua

Дата поступления в редакцию
15.05 2003 г.

Оппонент *к. т. н. Г. П. ПРЕПЕЛИЦА*
(ОГЭУ, г. Одесса)

ПРОБЛЕМЫ СОЗДАНИЯ МНОГОКОМПОНЕНТНЫХ ГАЗОАНАЛИЗАТОРОВ ИНДИВИДУАЛЬНОГО ПОЛЬЗОВАНИЯ

Возможно создание современных малогабаритных и удобных в использовании приборов для контроля воздушной среды промышленных предприятий и объектов.

Одной из задач по обеспечению безопасных условий работы персонала химически опасных промышленных предприятий и объектов является контроль за состоянием воздушной среды в рабочей зоне предприятий. Если стационарные приборы обеспечивают постоянный контроль воздуха в определенных зонах повышенной газоопасности, то с помощью портативных газоанализаторов (индивидуального пользования) выполняется оперативный контроль непосредственно в месте нахождения работающего.

Применяются одно- и многокомпонентные газоанализаторы индивидуального пользования. Многокомпонентные газоанализаторы, обеспечивающие одновременный контроль нескольких газов и обладающие достаточно широким диапазоном функциональных возможностей, позволяют более полно оценить состояние воздушной среды в рабочих зонах.

Зарубежные аналоги многокомпонентных газоанализаторов индивидуального пользования (МГИП)

Некоторые зарубежные фирмы-производители газоаналитической техники (например, Cosmos, Япония) до настоящего времени предлагают для измерения нескольких газовых компонентов в воздушной среде набор нескольких (от 2 до 5) однокомпонентных газоанализаторов, размещенных в общем корпусе или сумке совместно с автономным источником питания. Однако такое решение неудобно и ненадежно при одновременном измерении концентрации нескольких газов.

Современные зарубежные МГИП выполняют одновременный контроль двух—четырёх газов, имеют возможность замены одних сенсоров на другие с целью расширения номенклатуры контролируемых газов, информация о величине концентрации каждого из контролируемых газов представляется в них на едином жидкокристаллическом индикаторе (ЖКИ) и конструктивно они выполнены в едином корпусе с автономным источником питания.

Основные технические характеристики зарубежных МГИП

Характеристика	Тип газоанализатора, производитель			
	Passport, AUER/MSA, Германия	Multiwarn II, Drager, Германия	Multimax, BW Technologies, Канада	Анкат-7664, ПО "Аналитприбор", Россия
Одновременно контролируемые газы и диапазоны измерений				
1) H ₂ S, мг/м ³	0—70	0—150	0—150	0—40
2) CO, мг/м ³	0—1000	0—650	0—650	0—200
3) O ₂ , об. д. %	0—25	0—25	0—25	0—30
4) ΣСН, % НКПР*	0—100	0—100	0—100	0—50
5) CO ₂ , об. д. %	—	0—5	—	—
Время установления показаний T ₉₀ , с				
1) H ₂ S	65	60	6 (T ₅₀)	60
2) CO	40	40	4 (T ₅₀)	60
3) O ₂	30	30	2 (T ₅₀)	50
4) ΣСН	30	30	6 (T ₅₀)	15
5) CO ₂	—	20	—	—
Масса, кг	0,99	1,0	0,82	1,5
Габаритные размеры, мм	83×270×58	55×110×65	29×114×172	150×60×250
Электропитание	NiCd-аккумулятор	NiCd-аккумулятор	NiCd-аккумулятор (гальванические элементы Alkaline "С")	NiCd-аккумулятор
Способ отбора пробы воздуха:				
диффузионный	+	+	+	+
принудительный (насос)	+	+	+	+
Диапазон рабочих температур, °С	0...40	-20...40	-20...50	-20...40

*НКПР — нижний концентрационный предел распространения пламени.

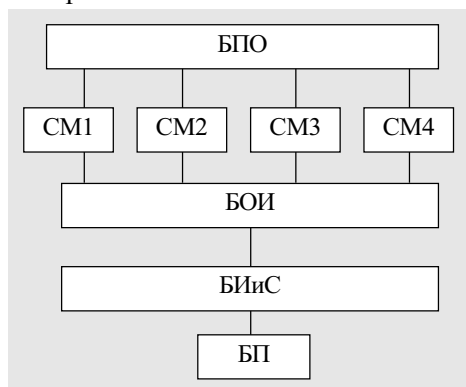
В последние годы западные фирмы-производители многокомпонентных газоанализаторов начали применять микропроцессоры для расширения функциональных возможностей приборов. Однако в некоторых изделиях функциональные меню достаточно громоздки и неудобны в эксплуатации.

Стоимость большинства зарубежных многокомпонентных газоанализаторов достаточно высока, но особенно высока стоимость технического обслуживания и замены сенсоров после окончания срока их службы.

Основные технические характеристики зарубежных аналогов МГИП приведены в **таблице**.

Структурное построение МГИП

На **рисунке** представлено реализованное при создании прибора в АО «Укрналит» блочно-модульное структурное построение многокомпонентного газоанализатора.



Многокомпонентный газоанализатор состоит из сенсорных модулей СМ1—СМ4, в которые входят первичные преобразователи (сенсоры) и схемы обеспечения их функционирования. Блок обработки информации (БОИ) предназначен для автоматической обработки выходных сигналов сенсорных модулей. Блок индикации и сигнализации (БИиС) обеспечивает цифровую индикацию значений концентрации каждого контролируемого газа и формирует тревожную звуковую и световую сигнализацию о достижении заданных уровней ПДК или НКПР конкретных газовых компонентов. Блок пробоотбора (БПО) предназначен для отбора проб контролируемой воздушной среды диффузионным или принудительным способом. Блок питания (БП) обеспечивает все блоки и модули необходимым напряжением.

Отбор проб контролируемого воздуха осуществляется диффузионным (конвективным) способом или принудительным — с помощью насоса. Оптимальным решением для МГИП является осуществление отбора проб комбинированным образом, используя оба эти способа.

Блок пробоотбора состоит из микронасоса с расходом от 0,2 до 0,5 л/мин и схемы управления. Для отбора воздуха из труднодоступных мест или колодцев и емкостей к входному штуцеру насоса присоединяется шланг длиной до 10 м или заборный зонд. Электропитание может осуществляться от собственного источника питания или от автономного источника питания газоанализатора.

Предложенная структура МГИП позволяет обеспечить одновременное измерение и отображение значений концентрации каждого из анализируемых газов, минимальное число органов управления, удобство эксплуатации прибора, а также оперативность и надежность выполняемых измерений.

Блочное-модульное построение многокомпонентного газоанализатора дает возможность расширять ряд сочетаний различных одновременно контролируемых газовых компонентов в воздушной среде, повышать уровень взаимозаменяемости блоков и узлов, упростить настройку и техническое обслуживание приборов.

Сенсоры и сенсорные модули

Одной из важнейших проблем при создании МГИП является выбор, разработка и использование сенсоров, а также конструирование на их основе сенсорных модулей, которые обеспечили бы основные показатели анализаторов.

Принцип действия первичных преобразователей, выбираемых для использования в многокомпонентных газоанализаторах индивидуального пользования, должен удовлетворять таким требованиям как:

- обеспечение необходимых диапазонов и погрешностей измерения;
- быстродействие;
- линейность;
- селективность;
- низкое потребление энергии;
- малые размеры и масса;
- широкий диапазон рабочих температур;
- простота технического обслуживания;
- низкая стоимость.

Известные оптические, спектральные и хроматографические методы контроля газов и паров различных веществ удовлетворяют многим из этих требований, что позволяет создавать достаточно точные и надежные приборы газового анализа. Однако такие анализаторы имеют большую потребляемую мощность, что не позволяет использовать малогабаритные источники автономного питания. Габаритные размеры этих приборов достаточно велики, а минимальная масса составляет 5—6 кг. Кроме того, сложна пробоподготовка и техническое обслуживание таких анализаторов, а для обеспечения широкого диапазона рабочих температур необходимы дополнительные конструктивные и схемные решения.

Стоимость таких анализаторов достаточно высока и составляет 4—8 тыс. долларов США.

Наиболее подходящими для выполнения перечисленных требований являются сенсоры, основанные на электрохимическом методе измерений (для определения концентраций токсичных газов) и на термехимическом методе (для определения концентраций горючих газов и паров). Эти сенсоры имеют практически линейные выходные характеристики и удовлетворительную селективность. Быстродействие электрохимических сенсоров составляет 30—50 с, а термехимических — 10—20 с. Они стабильно работают в диапазоне рабочих температур от -30 до 40°C. Такие сенсоры имеют низкий уровень потребления электроэнергии, малые размеры и массу. При создании газоанализаторов на основе электрохимических и термехимических сенсоров не требуется обеспечение сложной пробоподготовки, а техническое обслуживание таких приборов выполняется довольно просто.

Стоимость многокомпонентных газоанализаторов на основе электрохимических и термехимических сенсоров в 4—5 раз ниже по сравнению с оптическими, спектральными или хроматографическими анализаторами.

В основу работы *электрохимических* сенсоров положен принцип преобразования массовой концентрации газа в электрический ток на основе электрохимического эффекта по методу электролиза постоянным током при сохранении определенного потенциала на поверхности чувствительного (рабочего) электрода. При этом, в зависимости от контролируемого газа, в системе происходит реакция окисления или восстановления, а ток, возникающий в результате электрохимического эффекта при воздействии газа на чувствительный слой рабочего электрода, прямо пропорционален концентрации этого газа.

Кроме рабочего электрода, в состав сенсоров входят сравнительный (эталонный) и вспомогательный электроды. Все электроды расположены таким образом, что постоянно находятся в контакте с электролитом, которым заполнена реакционная камера.

С помощью специального потенциостата на рабочем электроде сенсора поддерживается определенный потенциал относительно сравнительного электрода. Для каждого токсичного газа устанавливается соответствующий потенциал, который не зависит от изменений, происходящих на вспомогательных электродах. Сравнительный электрод в реакции не участвует и служит в качестве опорного элемента при заданном потенциале рабочего электрода.

В зависимости от конкретных контролируемых токсичных газов, их концентраций, селективности, диапазона рабочих температур используются трех- и четырехэлектродные электрохимические сенсоры. С помощью изменения потенциалов на вспомогательных электродах сенсоров стабилизируются фоновые токи, устанавливаются условия селективности и обеспечиваются условия работы сенсоров в заданном температурном режиме эксплуатации.

В основу работы *термехимических* сенсоров положен принцип преобразования объемной концентрации газа или паров веществ в выходное напряжение с использованием эффекта хемосорбции при нагреве чувствительного элемента сенсора.

Напряжение, возникающее в результате хемосорбции при воздействии горючих газов или паров на чувствительный слой сенсора при определенной температуре, пропорционально концентрации этих газов или паров. Для обеспечения стабильности работы ток нагревателя сенсора должен быть стабилизирован на заданном уровне. Конструктивные решения термостабилизации сенсора обеспечивают стабильную и надежную работу в широком диапазоне температур.

Одной из важнейших проблем, возникающих при создании многокомпонентных газоанализаторов, является проблема селективности по каждому из измерительных каналов. Сложность задачи заключается в том, что каждый сенсор должен быть селективен как относительно неконтролируемых компонентов воздушной среды, так и относительно каждого из контролируемых газов. Эта задача осложняется еще и тем, что электрохимические и термехимические сенсоры не обладают абсолютной селективностью.

Каждый электрохимический сенсор обладает определенной перекрестной чувствительностью к газам, которые не подлежат контролю. Перекрестная чувствительность сенсора зависит от физико-химической природы и уровня концентрации этих газов, а также от состава катализатора рабочего электрода сенсора.

Для повышения селективности электрохимических сенсоров специалисты АО «Украналит» используют несколько методов:

- выбор оптимального состава катализатора рабочего электрода сенсора;
- стабилизация установки оптимального значения потенциала рабочего электрода;
- использование специальных фильтров, обеспечивающих поглощение неконтролируемых и мешающих газов из состава контролируемой воздушной среды.

Применение всех этих методов дает возможность обеспечить достаточно высокие результаты.

Что касается термохимических сенсоров, то их селективность ниже, чем электрохимических. Однако применение специальных фильтров и выбор оптимального тока нагревателя для каждого из контролируемых газов или паров дает возможность улучшить селективность термохимических сенсоров до приемлемых значений.

Сенсорные модули многокомпонентных газоанализаторов выполняют функции автоматического преобразования измеряемых концентраций газовых компонентов воздушной среды в аналоговый выходной сигнал и обеспечения оптимальных режимов работы сенсоров.

Сенсорный модуль для токсичных газов состоит из электрохимического сенсора, схемы потенциостата (необходимого для поддержания постоянного потенциала рабочего электрода сенсора на заданном уровне путем изменения тока поляризации), источника опорного напряжения и усилителя выходного сигнала сенсора. Сенсорный модуль для горючих газов и паров состоит из термохимического сенсора, стабилизатора тока нагревателя и усилителя выходного сигнала сенсора. Такое построение сенсорных модулей обеспечивает стабильность их характеристик в течение всего срока службы электрохимического и термохимического сенсоров.

Конструктивно сенсорные модули представляют собой законченные элементы многокомпонентных газоанализаторов. Электрическая схема обеспечения работы и обработки выходного сигнала сенсора размещена на одной плате, к которой сенсор подключается с помощью миниатюрного разъема.

До недавнего времени в многокомпонентных газоанализаторах для выдачи обработанной информации в цифровом виде применялись однострочные жидкокристаллические индикаторы (ЖКИ). Количество ЖКИ соответствовало количеству измеряемых газов.

Современные ЖКИ имеют несколько цифробуквенных строк и столбцов на едином табло, что позволяет одновременно отобразить концентрацию каждого газа в соответствующих единицах измерения. Применение таких ЖКИ позволяет уменьшить разме-

ры блока обработки информации, несколько снизить потребление энергии, вывести дополнительную информацию об исправности узлов прибора и разряде источников автономного питания, улучшить оперативность и надежность получения информации.

Заключение

Анализ развития зарубежной и отечественной газоаналитической техники и рост спроса на многокомпонентные газоанализаторы индивидуального пользования на предприятиях различных отраслей хозяйства подтверждает необходимость совершенствования приборов газового анализа этого типа. Как показывает практика, оптимальное количество одновременно контролируемых газов с помощью МГИП равно 4, однако при создании газоанализаторов необходимо предусмотреть расширение номенклатуры определяемых компонентов до 7—8.

Увеличение количества одновременно контролируемых газов требует дальнейшего повышения селективности сенсоров. Для этого необходимо уменьшать перекрестную чувствительность сенсоров (особенно электрохимических) к газам, не подлежащим контролю.

Необходимым требованием становится применение в многокомпонентных газоанализаторах микропроцессорной техники, позволяющей выполнять компенсацию перекрестной чувствительности используемых сенсоров, улучшить точность измерений, компенсируя изменение фоновых токов сенсоров. При этом автоматически может осуществляться контроль работоспособности приборов, уровня разряда автономных источников питания, расчет средних значений и значений концентраций за заданные промежутки времени и др.

Таким образом, дальнейшее развитие газоанализаторов на основе электрохимических и термохимических сенсоров позволяет создавать современные малогабаритные и удобные в использовании приборы для контроля токсичных и горючих газов и паров в воздушной среде промышленных предприятий и объектов.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ

Гаркавенко А. С., Зубарев В. В., Ленков С. В., Лукомский Д. В., Мокрицкий В. А. НОВЫЕ ЛАЗЕРНЫЕ МЕТОДЫ, СРЕДСТВА И ТЕХНОЛОГИИ.— Одесса: УТС-ПРИНТ, 2002.— 279 с.

В книге представлены теоретические основы, экспериментальные методы и средства применения оптической квантовой электроники. В ней впервые использованы для диагностики полупроводниковых кристаллов методы лазерной фазометрии, обеспечивающие высокую чувствительность и точность в широком динамическом диапазоне измерений. Исследованы оптическая неоднородность кристаллов, различные модуляционные характеристики лазерного излучения видимого и инфракрасного диапазонов при оптической и электронной накачке. Рассмотрены принципы создания и свойства ИК-светодиодов с повышенной мощностью излучения, разработана лазерная технология формирования омических контактов.

Книга рассчитана на широкий круг специалистов, занимающихся лазерной физикой, физикой полупроводников, оптоэлектроникой и вопросами применения лазеров в науке и технике. Она будет полезным пособием для аспирантов и студентов вузов соответствующих специальностей.



К. т. н. Б. А. ДЕМЬЯНЧУК, Н. В. ОЛЕНЕВ

Украина, Одесский институт Сухопутных войск

Дата поступления в редакцию
18.04 2003 г.

Оппонент В. Н. КОВАЛЬЧУК
(«Сатурн-Микро», г. Киев)

ИТОГИ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ТЕХНОЛОГИИ МИКРОВОЛНОВОГО НАГРЕВА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ

Обсуждаются недостатки традиционных способов микроволнового нагрева диэлектрических материалов и возможности альтернативных «нерезонансных» решений проблемы.

Полувековой период развития технологии микроволнового нагрева сплошных и кусочно-однородных сред с диэлектрическими потерями характеризуется не только теоретическими обобщениями [1, 2], но и экспериментальными. Это способствовало совершенствованию технологических процессов нагрева материалов и в промышленном производстве [3, 4], и в обработке пищевой продукции [5], и в экспериментальной лабораторной практике [6], и в быту [7]. Однако применение металлических (для ослабления фоновых излучений) резонансных камер порождает проблемы неравномерного по объему неконтролируемого нагрева в узлах и пучностях “стоячей” волны в камере, что неизбежно ухудшает качество обработки. Это обстоятельство, а также мешающие фоновые излучения через технологические шлюзы — все это сдерживает спрос на такое оборудование.

В последние годы, с использованием данных радиофизики, термоэлектродинамики, физики твердого тела и микроэлектродинамики, нами получены новые результаты, созданы установки, обеспечивающие нагрев диэлектрических материалов в режиме “бегущей” волны в камере, модернизированной в соответствии с новыми принципами ее построения [8, 9], что снимает множество проблем традиционного микроволнового нагрева.

Известно, что обычное тепловое воздействие на материалы и продукцию органического и неорганического происхождения при заданных температуре и времени — это, по-видимому, самый распространенный технологический процесс и в производстве, и в быту, как правило, требующий равномерного и гибко управляемого нагрева. Однако при любой попытке интенсифицировать этот технологический процесс с применением обычных источников контактного, конвективного или электрического нагрева рассчитывать на высокое качество продукции не приходится из-за весьма ограниченной теплопроводности диэлектрических материалов.

Действительно, наивно рассчитывать, например, на высокую скорость и высокую степень полимеризации при изготовлении детали из полимерного диэлектрического материала, когда вместо требуемого равномерного по объему нагрева образец вынужденно подвергается внешнему его перегреву с одновременным внутренним недогревом. Точно так же теряется качество выход-

ного продукта из-за недостаточной равномерности теплового нагрева в технологии сушки диэлектрических материалов, например, оксидов и сульфатов металлов или порошкообразных материалов, содержащих химически связанную воду.

Появление в 1950-х годах микроволновых систем нагрева диэлектрических материалов породило новые надежды. Возможности глубокого проникновения поля в обрабатываемые материалы, непосредственное воздействие энергии электромагнитного поля, например, на отверждаемые диэлектрические материалы или на удаляемую влагу, высокая степень радиопрозрачности сухой продукции — все это казалось вначале факторами, гарантирующими решение многих существенных проблем интенсификации нагрева при сохранении требуемого качества продукции.

Проследим физику микроволнового нагрева. Интенсивность нагрева диэлектрических материалов dT/dt с удельной их электропроводностью σ и электропроводностью влаги σ_w , подлежащей удалению, связана с напряженностью электромагнитного поля E уравнением термозлектродинамического баланса:

$$[\sigma_w w + \sigma(1-w)]E^2 = C \frac{dT}{dt} p \frac{1}{\eta}, \quad (1)$$

где w, C, p — концентрация влаги, теплоемкость и плотность нагреваемого материала, соответственно;

η — коэффициент теплоизолированности процесса нагрева.

Из уравнения следует, что поскольку обычно $\sigma_w \gg \sigma$, то рост температуры, например, продукции, подвергаемой сушке, является значительным лишь там, где выше влажность. Кроме того, видно, что на заключительном этапе, когда интенсивность нагрева значительно уменьшается, нагрев продолжается лишь там, где остается влага.

Однако все это справедливо лишь при постоянном уровне напряженности электромагнитного поля E . Последнее же условие при применении традиционного (подчеркнем это) микроволнового оборудования всегда не выполняется ввиду принципиального конструктивного несовершенства этих камер микроволнового нагрева.

Удельная объемная плотность мощности (левая часть равенства (1)), вносимая электромагнитным полем в диэлектрический (например, немагнитный) материал органического или неорганического происхождения, помещенный в это поле, зависит, как видим, только от его результирующей удельной электропроводности $\bar{\sigma}$ и электрической напряженности E , которая изменяется в объеме традиционной камеры

микроволнового нагрева по закону, близкому к синусоидальному. Это является следствием интерференции падающей (E^0) и отраженной (E^-) волн с комплексными амплитудами в виде

$$\dot{E}_m^0 = \bar{x}_0 \dot{A} e^{-ikz}; \quad (2)$$

$$\dot{E}_m^- = \bar{x}_0 \dot{B} e^{ikz}; \quad k = \frac{2\pi}{c} f. \quad (3)$$

При волновом сопротивлении нагреваемого диэлектрического материала ($\dot{\rho}$) и металла стенки камеры ($\dot{\rho}_M$) отраженный сигнал с учетом соотношений

$\dot{B} = \dot{A}(\dot{\rho}_M - \dot{\rho})/(\dot{\rho}_M + \dot{\rho})$ и $|\dot{\rho}_M| \leq |\dot{\rho}|$ целесообразно представить в виде

$$\dot{E}_m^- = -\bar{x}_0 \dot{A} \left(\frac{\dot{\rho}_M}{\dot{\rho}} - 1 \right)^2 e^{ikz}. \quad (4)$$

Складывая амплитуду падающего сигнала (2) и отраженного от металлической стенки камеры (4), получим поле в объеме нагреваемого продукта:

$$\dot{E}_m = \bar{x}_0 \cdot 2 \dot{A} \cdot e^{-i\frac{\pi}{2}} \left(\sin kz + \frac{\dot{\rho}_M}{\dot{\rho}} e^{ikz} \right). \quad (5)$$

Этот результат означает, что поле нагрева в объеме продукции в камере традиционной конструкции имеет практически нулевой уровень интенсивности через каждую половину длины волны, что, естественно, исключает возможность равномерного воздействия на обрабатываемые материалы. При этом не может быть реализовано точно дозированное воздействие.

Вряд ли в этой ситуации можно гарантировать заданное высокое качество продукта при микроволновом быстром объемном нагреве. Для обеспечения требуемого качества допустимо лишь щадящее воздействие, т. е., по существу, нагрев в расчете на медленное уравнивание температур в объеме продукта. Это означает, к сожалению, потерю надежды на высокопроизводительный и строго контролируемый нагрев. Получается, как и ранее: технология и оборудование вроде бы современные, а проблемы те же, хорошо знакомые.

Заметим, что термин “объемный микроволновый нагрев” из-за его некорректности требует специального пояснения, хотя бы по причине всегда конкретной глубины проникновения поля в нагреваемый диэлектрический материал.

Выясняя количественную зависимость этой глубины эффективного воздействия (т. е. длины пути, пройденного полем в толще, например, немагнитного материала, при котором поле ослабляется в e раз), мы вынужденно наталкиваемся здесь на весьма распространенное заблуждение многих авторов, утверждающих, что эта глубина Δ обратно пропорциональна частоте электромагнитных колебаний f , тангенсу угла потерь материала $\text{tg}\delta$ и корню из его диэлектрической проницаемости ϵ [5, 7]. Ссылка при этом на объективно существующее соотношение

$$\Delta = \frac{c}{\pi f \cdot \sqrt{\epsilon} \cdot \text{tg}\delta}, \quad (6)$$

мягко говоря, не выдерживает критики. Поясним это утверждение.

Проведем простое преобразование (6) с учетом общеизвестной зависимости для $\text{tg}\delta$. Тогда получим:

$$\text{tg}\delta = \frac{\sigma}{\epsilon\epsilon_0 2\pi f} \Rightarrow \Delta = \frac{2c\epsilon_0\sqrt{\epsilon}}{\sigma}. \quad (7)$$

Как видим, глубина проникновения поля прямо пропорциональна корню из диэлектрической проницаемости и обратно пропорциональна удельной электропроводности материала. А уменьшение Δ с увеличением частоты колебаний поля, действительно, почти всегда наблюдается, однако оно наблюдается из-за того, что почти всегда имеет место значительное уменьшение проницаемости с увеличением частоты, и весьма часто это сопровождается увеличением удельной электропроводности материалов, обрабатываемых на более высоких частотах.

Более того, представляет заметный технологический интерес зависимость характеристики глубины Δ эффективного воздействия поля на материал от температуры этого материала. Исследования показывают, что определяющие эту характеристику параметры ϵ и σ всегда изменяются при изменении температуры, и это зависит от молекулярной структуры материала и от связанной с ней диэлектрической поляризуемости.

Известно, что электронная или ионная поляризация происходит без преобразования энергии электромагнитного поля в тепловую. Другие же виды поляризации (дипольная, ионно-релаксационная, миграционная и спонтанная) сопровождаются нагревом диэлектрика за счет указанного преобразования.

Электронная поляризация сопровождается упругим смещением и упругой деформацией электронных оболочек атомов. Диэлектрики с электронной поляризацией — это неполярные или слабополярные твердые вещества (полистирол, полиэтилен, фторопласт, парафин, нафталин и др.), жидкости (бензол, крезол, толуол и др.), газы (водород и др.). При повышении температуры величина их диэлектрической проницаемости уменьшается, что происходит из-за уменьшения плотности диэлектрика.

Ионная поляризация представляет собой смещение упруго связанных ионов. Диэлектрики с ионной поляризацией — это кристаллические твердые тела с плотной упаковкой ионов (кварц, слюда и др.). Диэлектрическая проницаемость таких материалов с повышением температуры растет, что связано с ослаблением связей между ионами.

Дипольная поляризация сопровождается изменением ориентации диполей и радикалов в объеме обрабатываемого полем материала. Диэлектрики с такой поляризацией — это полярные жидкости, например вода, у молекул которой центр электрического заряда не совпадает с центром массы. Это органические жидкие вещества (эпоксидные смолы), органические твердые вещества (целлюлоза и др.). Диэлектрическая проницаемость этих материалов имеет максимальное значение при определенной температуре. При меньших значениях температуры диэлектрическая проницаемость таких веществ меньше из-за более сильных межатомных связей в молекулах,

при более высоких значениях температуры этот параметр становится меньше из-за увеличения хаотического теплового движения молекул, препятствующего процессу поляризации. Однако во всем диапазоне изменения значений температуры (от меньших к большим) при микроволновом нагреве полярных жидкостей наблюдается устойчивое уменьшение их удельной электропроводности (рис. 1). Это обусловлено устойчивым ослаблением релаксационного взаимодействия поля с полярными молекулами этих веществ по мере увеличения их температуры. Причем на больших частотах колебаний поля это сказывается меньше.

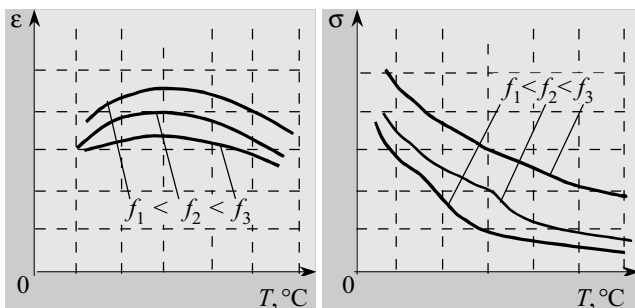


Рис. 1. Характерные зависимости диэлектрической проницаемости ϵ и удельной электропроводности σ от температуры для полярных жидкостей

Заметим, что конкретные значения параметров ϵ и σ на рис. 1, естественно, зависят от типа полярной жидкости, нагреваемой в электромагнитном поле. Так, для воды (природной) при изменении температуры от 1,5 до 95°C на частоте 2450 МГц величина ϵ изменяется в пределах от 65 до 78 и снова до 64, а величина σ уменьшается при этом от 2,6 до 0,6 Ом⁻¹м⁻¹.

Ионно-релаксационная поляризация связана с изменением направлений ориентации векторов собственного электрического поля ионов неорганических стекол, фарфора и кристаллических диэлектриков с неплотной упаковкой ионов. С повышением температуры поляризуемость этих материалов выше, что объясняется ослаблением связей между ионами.

Миграционная поляризация свойственна твердым телам с неоднородной структурой. В случае, если в среде объемом V_2 с относительной диэлектрической поляризацией ϵ_2 и удельной электропроводностью σ_2 в объеме, равном V_2+V_1 , размещены включения с объемом V_1 произвольной формы с параметрами ϵ_1 и σ_1 , то, следуя рекомендациям Лихтенкера, нетрудно получить оценочные соотношения для результирующих параметров $\bar{\epsilon}$ и $\bar{\sigma}$ в виде

$$\bar{\epsilon} = \epsilon_2 \left(\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} \right)^{\frac{V_1}{V_1+V_2}} ; \bar{\sigma} = \sigma_2 \left(\frac{\sigma_1}{\sigma_2} \right)^{\frac{V_1}{V_1+V_2}} . \quad (8)$$

Естественно предположить, что точную зависимость этих параметров от температуры целесообразно обсуждать лишь в конкретных условиях, поскольку в общем случае она обусловлена и параметрами составляющих композиции, и концентрацией включений, т. е. наполнителя, и формой частиц включений, и характером их упаковки.

Более того, если наполнитель характеризуется высокой диэлектрической проницаемостью и удельной электропроводностью, по сравнению со связующей основой, то результирующие параметры отвержденной композиции при определенной концентрации наполнителя, когда его частицы начинают контактировать, скачкообразно увеличиваются при наступлении порога перколяции q_n , что особенно характерно для величины удельной электропроводности. При этом резко (в соответствии с (7)) уменьшается глубина проникновения поля в нагреваемую среду в виде, например, ферритонаполненной композиции.

Пример такого изменения параметров ϵ и σ в зависимости от концентрации q полупроводникового ферритового наполнителя — оксида переходных металлов (в составе композиции на основе термоэластопласта) приведен на рис. 2 ($q=V_1/(V_1+V_2)$).

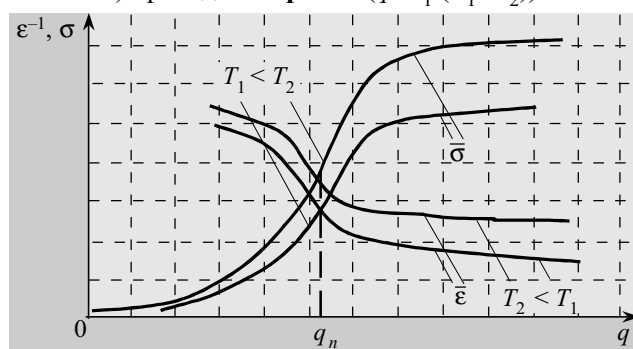


Рис. 2. Характерные зависимости $\bar{\epsilon}$ и $\bar{\sigma}$ от концентрации наполнителя

Насколько актуально учитывать эти зависимости от температуры, определяется конкретной задачей нагрева конкретного материала. Так, если нагреву подлежит весьма радиопрозрачный материал толщиной значительно меньшей, чем колебания глубины его нагрева, то учет эффекта не имеет смысла. Другое дело, когда речь идет о нагреве диэлектрических или полупроводниковых материалов в объеме с толщиной, соизмеримой или значительно превышающей глубину проникновения поля Δ .

Однако учитывая, что в подавляющем большинстве случаев речь идет о нагреве диэлектрических материалов с малыми потерями, проблема неравномерного по глубине прогрева стоит значительно менее остро, чем проблема неравномерного нагрева из-за “стоячих” волн в традиционной микроволновой камере резонансного типа, а также другие проблемы, вызванные той же причиной.

В итоге, обобщая сказанное и опираясь на наши опытные данные, позволим себе предположить, что весьма сдержанное распространение технологии микроволнового нагрева, особенно в производственных условиях, обусловлено, к сожалению, совокупностью недостатков микроволновых камер традиционной конструкции (резонансного типа). К ним относятся:

— наличие локальных перегревов в пучностях и недогревов в узлах “стоячей” волны во всем объеме нагреваемого продукта;

— уменьшение примерно в 2 раза к.п.д. камеры при ее недогрузке из-за смещения спектра ее собственных частот от частоты СВЧ-генератора;

— высокий уровень фоновых излучений камеры, что часто приводит к отказу от обработки продукции на потоке, вызывает проблемы со здоровьем оператора и создает помехи в работе электронной аппаратуры;

— снижение эксплуатационной надежности камеры из-за высокой вероятности самоперегрева генератора, работающего в режиме "стоячей" волны в питающем волноводе при несовпадении собственных частот камеры и генератора.

Принципы модернизации камеры, разработанные в Одессе в последнее десятилетие, являются, на наш взгляд, найденным теоретическим и экспериментальным решением существующей проблемы микроволнового нагрева, позволяющим дать перспективной технологии новый импульс в развитии путем устранения недостатков, перечисленных выше.

Вопросы технической реализации принципов модернизации камер являются предметом отдельной статьи, здесь же отметим следующие три принципиально важных момента.

1. Устранение случайных по месту и времени локальных перегревов и недогревов диэлектрических материалов в новой микроволновой камере позволяет за счет точно дозированного, гибко управляемого объемного воздействия гарантированно получать на потоке продукцию высокого качества при реализации различных технологических процессов: сушки, отверждения покрытий с более высокой степенью полимеризации, коррекции электрофизических свойств композиционных материалов и др.

2. Именно в такой камере возможна реализация избирательного нагрева компонентов смеси, отличающихся удельной электропроводностью σ , диэлектрической проницаемостью ϵ , массовой плотностью ρ и удельной теплопроводностью C .

Нами установлено, что при кратковременной экспозиции (когда время экспозиции значительно меньше времени теплопередачи в среде) отношение температур нагрева компонентов (назовем его коэффициентом избирательности нагрева) равняется

$$\gamma = \frac{\Delta T_1}{\Delta T_2} = \frac{\sigma_1 / C_1 \rho_1 \epsilon_1^2}{\sigma_2 / C_2 \rho_2 \epsilon_2^2} . \quad (9)$$

3. Исключение в новой технологии микроволновой обработки фактора неопределенности нагрева по месту и времени при интенсивном воздействии, по-

видимому, будет способствовать освоению весьма перспективных нетрадиционных технологий, не существовавших ранее, например, гарантированной стерилизации препаратов, смесей и жидкостей при низкой температуре, вспенивания гранулированных полимеров, получения плазменных образований в пространстве и т. д.

В заключение выразим надежду на постепенный переход в теории и на практике от затронутых возможностей и перспективных ожиданий к их реальному внедрению, прежде всего, в Украине.

Естественно, это произойдет лишь при выполнении трех необходимых условий: во-первых, при объединении усилий ученых, практиков производства и владельцев капиталов, реально определяющих приоритеты вложения средств; во-вторых (и это, быть может, еще более сложное условие), при преодолении психологической инерции людей, как правило, вначале отвергающих новое (что естественно); в-третьих, при опережении реакции многочисленных и могущественных зарубежных производителей традиционного микроволнового оборудования для нагрева (производственного и бытового назначения). Благо у них больше оснований проявлять осторожность при переходе на новые технологии, когда старые производственные фонды и прибыли от производства старого, но имеющего спрос микроволнового оборудования оцениваются миллиардами евро и долларов.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Хиппель А. Р. Диэлектрики и волны.— М.: ИИЛ, 1960.
2. Ландау Л. Д., Лифшиц Е. М. Электродинамика сплошных сред.— М.: Гостехиздат, 1982.
3. Княжевская Г. С., Фирсова М. Г., Килькеев Р. Ш. Высокочастотный нагрев диэлектрических материалов.— Л.: Машиностроение, 1989.
4. Круличка С. Физика ферритов и родственных им магнитных оксидов. Т. 2.— М.: Мир, 1976.
5. Клоков Ю. В., Остапенков А. М. О глубине проникновения ЭМП СВЧ в пищевые продукты // Электронная обработка материалов.— 1988.— № 5.— С. 65—68.
6. Кингстон Г. М., Джесси Л. Б. Пробоподготовка в микроволновых печах.— М.: Мир, 1991.
7. Рогов И. А., Некрутман С. В. СВЧ-нагрев пищевых продуктов.— М.: Агропромиздат, 1986.
8. Пат. 2726606 России. Установка для СВЧ-обработки диэлектрических материалов / Б. А. Демьянчук, В. Е. Полищук. — 20.02 1999 г.
9. Пат. № 34517 України. Спосіб мікрохвильового нагріву / Б. О. Дем'яничук, Б. Л. Бахчеван.— 15.03 2001 р.



Украина, 69035,
Запорожье,
пр. Ленина, 166.
тел.: (0612) 33-32-94
факс: (0612) 34-23-79
E-mail:
ukom@zp.ukrtel.net

ХАРТРОН-ЮКОМ

НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННОЕ ПРЕДПРИЯТИЕ

Научно-техническая продукция общепромышленного назначения:

- приборы и системы управления и контроля в переработке, транспортировании и хранении газа, нефти и нефтепродуктов;
- автоматизированные системы и приборы управления технологическими процессами промышленных и энергетических объектов;

- высокочувствительные электронные газоанализаторы широкого спектра назначения;
- аппаратура скоростного канала передачи данных сейсмоакустической приёмной антенны для геолого-разведочных работ;
- волоконно-оптические системы передачи информации и оптоволоконные элементы атомных электростанций.

К. т. н. Н. М. ВАКИВ, к. ф.-м. н. В. А. БАЛИЦКАЯ,
д. ф.-м. н. О. И. ШПОТЮК, д-р. Б. БУТКЕВИЧ

Украина, г. Львов, Научно-производственное предприятие
"Карат"; Польша, Варшавский технологический университет
E-mail: shpotyuk@novas.lviv.ua

Дата поступления в редакцию
20.05 2003 г.

Оппонент д. ф.-м. н. С. Б. УБИЗСКИЙ
("Львівська політехніка", г. Львов)

ДЕГРАДАЦИОННЫЕ ПРЕВРАЩЕНИЯ В ТОПОЛОГИЧЕСКИ РАЗУПОРЯДОЧЕННЫХ ТВЕРДЫХ ТЕЛАХ: 1. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ КИНЕТИКИ

Решение задачи способствует созданию функциональных материалов электронной техники с наперед заданными и стабильными эксплуатационными свойствами.

Характерной чертой развития электроники в последнее десятилетие является отчетливо выраженная тенденция к расширению ее номенклатурно-элементной базы за счет разработки приборов и компонентов, использующих принципиально новые физические явления, в частности, т. н. микро- и наноразмерные эффекты. Поэтому проблема поиска и создания материалов электронной техники с уникальными функциональными свойствами приобретает сегодня особую актуальность.

Анализ основных тенденций развития ведущих электронных фирм мира свидетельствует о том, что, наряду с традиционными кристаллическими материалами, все большее значение приобретают неупорядоченные твердые тела, характеризующиеся полным отсутствием трансляционной симметрии [1—3]. Даже при сохранении идеальной кристаллографической симметрии в пространственном размещении узлов структурной матрицы (кристаллографически-упорядоченная сетка узлов) неупорядоченность может проявиться за счет нарушений периодичности в заполнении этих узлов атомами или даже целыми их комплексами (химическая неупорядоченность), в ориентации электронных спинов (спиновая неупорядоченность), в локальном положении атомов в соответствующие моменты времени в условиях тепловых флуктуаций (термическая неупорядоченность) [1].

Особое место среди неупорядоченных материалов занимают топологически-неупорядоченные твердые тела, неупорядоченность которых проявляется на уровне топологии их атомной подсистемы, т. е. пространственного (геометрического) размещения определенных структурных комплексов (атомов, атомных блоков, молекул, микрокристаллических кластеров и т. п.). Структура топологически-неупорядоченных материалов, вообще говоря, не описывается кристаллографической сеткой узлов, а определяется взаимным положением материальных частиц в пространстве.

Топологическая неупорядоченность может быть выражена на разных уровнях атомной структуры твердотельных объектов (при условии частичного со-

хранения элементов упорядочения), но наиболее типичной является наноразмерная или микроразмерная топологическая неупорядоченность. Первая из них проявляется за счет аперидичности в размещении атомов или небольших атомных блоков (общие размеры которых, как правило, не превышают размеров области ближнего порядка — $\sim 10 \text{ \AA}$, т. е. 3—4 координационных сферы), вторая — за счет более объемных структурных групп типа кристаллитов, микрокристаллитных зерен, включений инородных фаз и т. п. (эти элементы структуры могут достигать нескольких мкм в зависимости от типа твердотельного объекта).

К твердым телам с наноразмерной топологической неупорядоченностью принадлежат, прежде всего, халькогенидные стеклообразные полупроводники (ХСП) — неорганические полимеры с полностью насыщенными ковалентными химическими связями и статистически равномерным распределением структурных стеклообразующих комплексов, неупорядоченность которых выражена, прежде всего, в девиации длин и углов ковалентных химических связей [1—3]. Даже если угловые и линейные параметры в пределах определенных структурных элементов ХСП (т. н. структурных единиц) изменяются очень слабо или вообще остаются постоянными (обеспечивая тем самым сохранение ближнего порядка, ответственного за полупроводниковые свойства этих стекол), они чрезвычайно сложным образом переплетаются между собой в пространстве, приводя, в конечном итоге, к полной потере трансляционной симметрии целостного объекта. Тем не менее, несмотря на топологическую разупорядоченность, ХСП в то же время могут быть химически упорядоченными, если их атомная структура описывается т. н. моделью химически-упорядоченной ковалентной сетки с учетом энергий диссоциации отдельных связей [2, 3].

Микроразмерная топологическая неупорядоченность присуща, прежде всего, керамическим или мелкозерненным порошковым материалам, микроструктура которых сформирована достаточно сложным переплетением кристаллитных зерен, межзеренных границ и внутренних пор. В результате пространственного сочетания этих элементов происходит потеря трансляционной симметрии в масштабе целостного керамического массива, несмотря на то, что отдельные зерна могут сохранять свою кристаллографическую симметрию, как это и наблюдается, напри-

Таблица 1

Дифференциальные уравнения и соответствующие им граничные условия, описывающие убывающую и нарастающую кинетику деградации

Убывающая кинетика деградации	Нарастающая кинетика деградации
$\frac{d\eta}{dt} = -\lambda\eta^{\alpha}t^{\beta}$	$\frac{d\eta}{dt} = \lambda(1-\eta)^{\alpha}t^{\beta}$
$\begin{cases} t \rightarrow 0 \Rightarrow \eta \rightarrow \eta_0 \\ t \rightarrow \infty \Rightarrow \eta \rightarrow 0 \end{cases}$	$\begin{cases} t \rightarrow 0 \Rightarrow \eta \rightarrow 0 \\ t \rightarrow \infty \Rightarrow \eta \rightarrow \eta_0 \end{cases}$
$M_{\eta}(t) = \frac{\eta_t - \eta_{\infty}}{\eta_0 - \eta_{\infty}}$	$N_{\eta}(t) = 1 - M_{\eta}(t)$

мер, в манганитной шпинельной керамике (МШК) с терморезисторными свойствами [4].

В настоящей работе в качестве типичных модельных объектов для изучения термоиндуцированных деградационных превращений выбраны ХСП (стекла с наноразмерной топологической неупорядоченностью) и МШК (керамические материалы с микроразмерной топологической неупорядоченностью).

Главная черта, присущая топологически-неупорядоченным твердым телам, независимо от их природы, — метастабильность, т. е. наличие более или менее выраженных временно- и температурно-зависимых процессов структурной релаксации, понижающих суммарную свободную энергию термодинамической системы. Такого рода процессы принято называть деградационными или просто деградацией. Другими словами, деградация — это потеря того или иного свойства материала (монотонно-возрастающее или убывающее изменение величины контролируемого параметра) в результате его постепенного и довольно плавного перехода в термодинамически более равновесное структурное состояние.

По отношению к топологически-неупорядоченным объектам метастабильность имеет и свое технологическое происхождение, поскольку все известные виды этих твердых тел получают путем „замораживания“ высокотемпературного разупорядоченного состояния со свойственными ему структурными дефектами (медленное охлаждение приводит систему в состояние термодинамического равновесия с образованием энергетически наиболее выгодного объекта — монокристалла).

С точки зрения аналитического описания деградационных превращений ситуация осложняется еще и тем фактом, что топологически-неупорядоченные функциональные материалы, реально используемые для создания электронных приборов, часто поддаются целенаправленным или неконтролируемым внешним воздействиям температурных и радиационных полей, климатических факторов, механических нагрузок, электромагнитных излучений и т. п., которые не всегда способствуют достижению равновесия. Это происходит как в процессе длительной эксплуатации (старение), так и на этапе дополнительной обработки материала с целью достижения оптимальных свойств (модификация). Так, например, известно, что фото- и радиационно-наведенные дефекты в структуре некоторых стекол могут быть причиной релаксационных изменений, вызывая паразитные эффекты неконтролируемого дрейфа их эксплуатационных параметров [5].

Вот почему установить физические закономерности и раскрыть внутренние механизмы деградационных превращений в топологически-неупорядоченных твердых телах — это значит, по существу, решить чрезвычайно важную народнохозяйственную задачу создания функциональных материалов электронной техники с наперед заданными и стабильными эксплуатационными свойствами.

Как правило, деградационный временной «дрейф» того или иного контролируемого параметра η , т. е. скорость изменения этого параметра в процессе деградационного теста $\frac{d\eta}{dt}$, описывается дифференциальным уравнением в форме степенной зависимости от времени t и, естественно, самого значения контролируемого параметра η [6—8]. Дифференциальные уравнения для случая монотонно убывающей и нарастающей кинетики деградации, а также соответствующие им граничные условия представлены в табл. 1. Аналитически кинетика деградации описывается так называемой релаксационной функцией (РФ), т. е. нормированной математической функцией $M_{\eta}(t)$ или $N_{\eta}(t) = 1 - M_{\eta}(t)$, содержащей точное решение вышеуказанных дифференциальных уравнений $\eta(t)$.

Тип РФ определяется численными значениями параметров α и β в исходном дифференциальном уравнении (см. табл. 1). Нетрудно показать, что в зависимости от значений этих параметров существует пять типичных РФ, удовлетворяющих соответствующим граничным условиям [6—8]. Они приведены в табл. 2 для случая убывающей деградационной кинетики. Проанализируем каждую из этих РФ.

Если $\alpha=1$ и $\beta=0$, то кинетика деградации описывается так называемой мономолекулярной РФ 1 в виде простой экспоненциальной зависимости от времени t . Такое поведение характерно для термоиндуцированных процессов, определяющихся одним более или менее выраженным значением активационной энергии или постоянной времени τ . Иногда экспериментально наблюдаемая кинетика деградации обусловлена одновременным вкладом нескольких элементарных деградационных процессов, каждый из которых является экспоненциальным. В этом случае суммарный деградационный процесс описывается линейной комбинацией отдельных РФ.

Если деградация вызвана рекомбинацией специфических центров в виде дефектных пар (например, электронов и дырок, вакансий и межузельных включений и т. п.), то наблюдаемая кинетика дрейфа контролируемого параметра определяется бимолекулярной РФ 2, получаемой при $\alpha=2$ и $\beta=0$ [9].

Оба вышеуказанных случая соответствуют деградационным превращениям, для которых скорость изменения контролируемого параметра $\frac{d\eta}{dt}$ не зависит от времени t ($\beta=0$), а определяется исключительно значением η . В общем, кинетика этой категории процессов соответствует РФ 3 — частично обобщенной РФ, получаемой для произвольного значения параметра α ($\alpha \neq 0$). Необходимо отметить, что эта РФ, содержащая дополнительный подгоночный параметр (показатель степени k), часто используется для описания экспериментально наблюдаемых временных зависимостей послерадиационных эффектов затухания в некоторых оксидных стеклах, включающих несколько независимых элементарных процессов деградации, описываемых простой бимолекулярной РФ 2 [9].

Если скорость изменения контролируемого параметра в процессе деградации $\frac{d\eta}{dt}$ зависит от времени t , т. е. параметр $\beta \neq 0$, то для описания такой кинетики используются РФ 4 или РФ 5 (см. табл. 2).

Релаксационные функции $M_{\eta}(t)$ для аналитического описания убывающей деградационной кинетики

Тип РФ и значения параметров α и β	Аналитический вид РФ	Постоянная времени	Условия существования РФ
РФ 1 (мономолекулярная): $\alpha=1, \beta=0$	$M_{\eta}(t) = e^{-\frac{t}{\tau}}$	$\tau = \frac{1}{\lambda}$	
РФ 2 (бимолекулярная): $\alpha=2, \beta=0$	$M_{\eta}(t) = \left(1 + \frac{t}{\tau}\right)^{-1}$	$\tau = \frac{1}{\lambda}$	
РФ 3 (частично обобщенная): $\alpha \neq 0, \beta=0$	$M_{\eta}(t) = \left(1 + \frac{t}{\tau}\right)^{-\kappa}$	$\tau = \frac{1}{\lambda(\alpha-1)}$	$\kappa = \frac{1}{\alpha-1}, \alpha \neq 1$
РФ 4 (протяженно-экспоненциальная): $\alpha=1, \beta \neq 0$	$M_{\eta}(t) = \exp\left[-\left(\frac{t}{\tau}\right)^{\kappa}\right]$	$\tau = \frac{1+\beta}{\lambda}$	$\kappa = 1+\beta, \beta \neq -1$
РФ 5 (полностью обобщенная): $\alpha \neq 0, \beta \neq 0$	$M_{\eta}(t) = \left(1 + \left(\frac{t}{\tau}\right)^{\kappa}\right)^{-r}$	$\tau = \left(\frac{1+\beta}{\lambda(\alpha-1)}\right)^{\frac{1}{1+\beta}}$	$\kappa = 1+\beta, r = \frac{1}{\alpha-1}, \alpha \neq 1, \beta \neq -1$

В первом случае при $\alpha=1$ наблюдаемая неэкспоненциальность в деградационной кинетике может быть интерпретирована в представлении об определенном расширенном распределении релаксационных времен. Эта ситуация свойственна, в частности, дисперсионным твердотельным системам, которые характеризуются непрерывным набором элементарных релаксационных (деградационных) процессов, каждый из которых описывается квазиэкспоненциальной кинетикой. Однако суммарный деградационный процесс для таких систем отнюдь не задается взвешенной суммой ряда простых экспоненциальных функций, а определяется, по существу, неэкспоненциальной или расширенно-экспоненциальной РФ 4 (иногда ее еще называют дробно-экспоненциальной РФ, поскольку показатель экспоненты соответствует условию $0 < \kappa < 1$ [10]).

Эта РФ была впервые введена более 150 лет назад (еще в 1847 году) Кольраушем (Kohlrausch R.) для феноменологического описания кинетики стекания остаточного электрического заряда, накопленного на лейденской банке [11]. В топологически-неупорядоченных твердых телах принято разделять две группы кооперативных процессов, механизмы которых соответствуют этой РФ [9, 10]. Первая группа включает модели диффузионно-контролируемых реакций, в которых используются представления о дисперсионном транспорте в неупорядоченных средах, а вторая — модели иерархически ограниченной динамики стекальной релаксации, приводящей к взаимокоррелируемым релаксационным процессам, содержащим несколько последовательных этапов. Прекрасные обзоры микроструктурных механизмов релаксационных процессов, описываемых дробно-экспоненциальной РФ 4, даны в [11—14]. Следует отметить, что эта РФ является наиболее подходящей для аналитического описания механической, структурной и электрической кинетики релаксации в различных твердотельных дисперсионных системах [13].

Полное решение дифференциального уравнения деградации получается в случае произвольных значений параметров α и β . Кинетика такого рода процессов соответствует полностью обобщенной РФ 5, содержащей 2 дополнительных подгоночных параметра — κ и r , помимо постоянной времени τ . Условия существования этой РФ исключают также значения $\alpha=1$ и $\beta=-1$. Полностью обобщенная РФ 5 редко используется для моделирования кинетики экспериментально наблюдаемой деградации, поскольку ее происхождение не связывается с каким либо преобладающим механизмом структурных превращений.

С целью адекватного математического описания кинетики экспериментально наблюдаемых деградационных превращений, а также установления их возможного микроструктурного механизма нами разработан пакет компьютерных программ, позволяющий получить наиболее оптимальные РФ из числа представленных в табл. 2 в последовательности уменьшения количества подгоночных параметров. Значения этих параметров τ , κ и r подбирались таким образом, чтобы минимизировать среднее квадратическое отклонение (*err*) экспериментально полученных величин дрейфа от теоретической кривой, соответствующей той или иной РФ. Заключение о возможном механизме деградации выработывалось на основании анализа последовательности РФ, содержащих минимальное число подгоночных параметров (1 или 2, т. е. вариант аппроксимации с помощью полностью обобщенной РФ 5 в учет не принимался).

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Минаев В. С. Стеклообразные полупроводниковые сплавы.— М.: Металлургия, 1991.
2. Фельц А. Аморфные и стеклообразные неорганические твердые тела.— М.: Мир, 1986.
3. Бродски М. Аморфные полупроводники.— М.: Мир, 1982.
4. Шефтель И. Терморезисторы. Электропроводность 3d-окислов.— М.: Наука, 1973.

5. Матковский А. О., Сугак Д. Ю., Убизский С. Б. и др. Воздействие ионизирующих излучений на материалы электронной техники.— Львов: Свит, 1994.

6. Balitska V. O., Shpotyuk O. I., Vakiv M. M. Degradation of electron-induced dichroism in glassy $As_2S_3-Sb_2S_3$ // Ukrainian J. of Physical Optics.— 2000.— N 1.— P. 107—110.

7. Balitska V. O., Butkievich B., Shpotyuk O. I., Vakiv M. M. On the analytical description of ageing kinetics in ceramic manganese-based NTC thermistors // Microelectronics Reliability.— 2002.— Vol. 42.— P. 2003—2007.

8. Balitska V., Shpotyuk O., Vakiv M. Degradation of dynamic radiation-induced effects in chalcogenide vitreous compounds // Inżynieria Materiałowa.— 2001.— Vol. 123, N 4.— P. 89—192.

9. Griscom D. L., Gingerich M. E., Friebele E. J. Radiation-induced defects in glasses: origin of power-law dependences of concentration on dose // Physical Review Letters.— 1993.— Vol. 71, N 7.— P. 1019—1022.

10. Гусаров А. И., Дмитриук А. В., Кононов А. Н., Машков В. А. Долговременная кинетика активационных спектров пост-радиационной релаксации в стеклах // ЖЭТФ.— 1990.— Т. 97, вып. 2.— С. 525—540.

11. Phillips J. C. Stretched exponential relaxation in monomolecular and electronic glasses // Rep. Prog. Phys.— 1996.— Vol. 59.— P. 1133—1207.

12. De Bast J., Gilard P. Variation of the viscosity of glass and relaxation of stresses during stabilization // Physics and Chemistry of Glasses.— 1963.— Vol. 4, N 4.— P. 117—128.

13. Williams G., Watts D. C. Non-symmetrical dielectric relaxation behaviour arising from a simple empirical decay function // Trans. Faraday Society.— 1970.— Vol. 66.— P. 80—85.

14. Mazurin O. V. Relaxation phenomena in glass // J. Non-Cryst. Solids.— 1977.— Vol. 25, N 1—3.— P. 130—169.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ

Ленков С. В., Мокрицкий В. А., Перегудов Д. А., Тариелашвили Г. Т. ФИЗИКО-ТЕХНИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАДИАЦИОННОЙ ТЕХНОЛОГИИ ПОЛУПРОВОДНИКОВ / Под. ред. В. А. Мокрицкого.— Одесса: Астропринт, 2002.— 300 с.

Монография продолжает серию книг, посвященных современным квантовым и корпускулярным технологиям для материаловедения и полупроводникового приборостроения. В данной книге рассмотрены теоретические основы воздействия ионизирующих излучений на твердое тело. Приведены результаты исследований по управлению процессами жидкофазной эпитаксии и диффузии примесей с помощью быстрых электронов и нейтронов, протонов и гамма-излучений. Рассмотрена стойкость объемных монокристаллов и эпитаксиальных слоев германия, кремния, природных алмазов и алмазоподобных пленок к действию ионизирующих излучений. Результаты подобных исследований послужили основой технологии радиационного управления свойствами таких материалов.

Книга может быть полезна научным и инженерным работникам, аспирантам, занятым проблемами радиационных технологий в полупроводниковом материаловедении и приборостроении.



НОВЫЕ КНИГИ

Ленков С. В., Мокрицкий В. А., Гаркавенко А. С., Зубарев В. В., Завадский В. А. РАДИАЦИОННОЕ УПРАВЛЕНИЕ СВОЙСТВАМИ МАТЕРИАЛОВ И ИЗДЕЛИЙ ОПТО- И МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ / Под. ред. В. А. Мокрицкого.— Одесса: Друк, 2003.— 345 с.

Монография завершает серию книг по проблеме «Современные квантовые и корпускулярные технологии». В ней показана возможность радиационного управления свойствами твердых растворов полупроводниковых соединений, высокотемпературных сверхпроводников, толстых пленок функциональных материалов, изделий микроэлектроники, сенсорики, оптоэлектроники ИК-диапазона. Представлены результаты исследований ионной имплантации в сложные полупроводниковые соединения, предложены материалы и способы создания сенсоров ионизирующих излучений, метод исследования космических частиц. Рассмотрены возможность мирного использования ядерной энергии и версия Чернобыльской катастрофы.

Данная монография и вся серия книг могут быть полезны научным работникам и практикам в области лазерных и радиационных технологий, полупроводникового материаловедения и приборостроения, аспирантам и студентам, обучающимся по направлениям «Электроника», «Электронные аппараты», «Радиотехника».



РЕКОМЕНДАЦИИ АВТОРАМ ПО ПОДГОТОВКЕ РУКОПИСИ

1. Рукопись должна отличаться подчеркнуто прикладной направленностью. Если результаты получены в смежных областях знаний, необходимо показать их применимость в области интересов журнала.

2. Название рукописи должно быть конкретным и, в то же время, по возможности кратким.

3. Сопроводите рукопись текстом библиографической карточки на русском и английском языках с аннотацией до 500 печ. знаков. Укажите ключевые слова, а также индекс рукописи по Универсальной десятичной классификации (УДК).

4. Предварите рукопись мини-аннотацией в 12—16 слов.

5. При необходимости разделите рукопись на разделы. Там, где это возможно, желательно выделить выводы (резюме, заключение). Кстати, проверьте себя — насколько согласуются выводы рукописи с постановкой задачи, с названием рукописи, с ее аннотацией и мини-аннотацией.

6. Размерность всех величин, используемых в рукописи, должна отвечать современным требованиям, а использованные символы (как и аббревиатуры) должны быть пояснены и продублированы на отдельном листе.

7. При ссылке в тексте на численные значения, формулы и иные фактические данные, заимствованные из книг, следует (для удобства поиска) указывать не только сам источник, но и страницу (например [2, с. 418]).

8. Список «Использованные источники» составляется в последовательности, соответствующей порядку ссылок в тексте. Источники описываются на языке оригинала. Принятая в журнале полнота описания источников легко прослеживается по публикациям.

9. В редакции рукопись пройдет доброжелательное (к Читателю и к Автору) рецензирование в следующих аспектах:

- адресат статьи (категория читателей);
- актуальность темы;
- обоснование постановки задачи;
- новизна информации (в сравнении с работами предшественников);
- бесспорность исходных положений;
- убедительность доказательств, в том числе отсылок к использованным источникам;
- правомерность выводов;
- целесообразность (и адекватность тексту) таблиц, иллюстраций;
- строгость терминологии;

— композиция рукописи, в том числе оправданность объема.

К этому нужно быть готовыми.

10. Рукопись может сопровождаться рекомендацией научно-технического (ученого) совета предприятия, на котором она подготовлена. Это будет свидетельствовать о ее предварительной апробации.

11. Материалы статьи направляйте по e-mail <tkea@odessa.net>. Если Вы направляете рукопись по почте, приложите запись статьи на дискете. Текст статьи набирается в текстовом редакторе Microsoft Word размером 12, без переносов, с интервалом не менее 1,5. Все слова внутри абзаца разделяются только одним пробелом. Правый край текста выравнивать не обязательно.

Крайне нежелательно использование редактора Equation **при наборе текста** (он допустим только для набора сложных формул). Иллюстрации не нужно помещать в текст статьи, они должны быть представлены **отдельными файлами**. Графики и чертежи следует выполнять в **черно-белом (битовом) режиме**.

Если рисунки выполнялись в программе CorelDraw или Word, то необходимо представить оригинальные файлы, т. е. *.cdr или *.doc. Рисунки, созданные в других программных пакетах, необходимо экспортировать в любой из следующих форматов: PCX, JPG, TIF.

В случае, когда автор не может обеспечить высокое качество рисунка в машинном виде, допускается его выполнение вручную с дальнейшим сканированием в битовом режиме с разрешением 300 ppi.

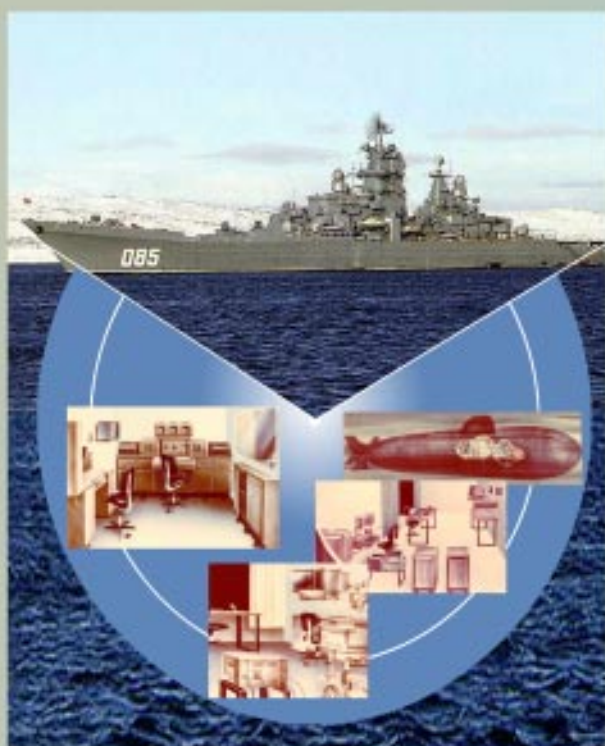
Крайне желательно представление двух вариантов каждого рисунка: с надписями и выносными линиями; без них.

При подготовке цветных иллюстраций желательно фотографировать объекты на однотонном фоне. Сканирование фотографий необходимо выполнять с разрешением 300 ppi.

12. Снабдите рукопись публикуемыми сведениями об авторах (фамилия, имя, отчество, ученая степень, место работы), а также сообщите служебные и домашние адреса с указанием почтового индекса, сведения о должностном положении, e-mail, телефоны, телефаксы для связи, даты рождения.

13. Если есть ощущение, что могут возникнуть вопросы охраны государственной тайны, сопроводите статью экспертным заключением о возможности ее публикации в открытой печати.

К статье «Одесский НИИТТ: тридцать лет в телевизионной технике»



Телевизионные комплексы для морского флота



Аппаратура цветного телевидения для космических станций и микроспутников



Бортовая информационно-развлекательная система для самолета АН-140



Оборудование для телевизионных аппаратных и телецентров

ОНИИТ *Одесский НИИ*
телевизионной техники

Украина
65028, г. Одесса,
ул. Мечникова, 132

Факс: (0482) 22-81-64
телефон: (048) 733-82-98