

ТРА

ТЕХНОЛОГИЯ И КОНСТРУИРОВАНИЕ В ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ

ЭФФЕКТИВНЫЕ МАРКЕТИНГОВЫЕ КОММУНИКАЦИИ НА РОССИЙСКОМ РЫНКЕ ЭЛЕКТРОНИКИ



Индексы по каталогу агентства «Роспечать»

Журнал	Для РФ	Для других государств
Журнал «ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ» с ежегодником «ЖИВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА РОССИИ»	47298	47548
Журнал «РЕМОНТ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ»	79459	72209

Индексы по объединенному каталогу «Пресса России, Российские и зарубежные газеты и журналы»

Журнал «ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ» с ежегодником «ЖИВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА РОССИИ»	39459
Журнал «РЕМОНТ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ»	39458

Адрес издательства:
Россия, 109044, Москва, а/я 14
Тел.: (095) 741-77-01, факс: (095) 741-77-02
E-mail: elecom@ecomp.ru www.elcp.ru

5 2004

СЕНТЯБРЬ – ОКТЯБРЬ



СХЕМОТЕХНИКА — научно-технический журнал, в котором публикуются материалы по различным направлениям радиоэлектроники. В нем излагаются новые идеи, описываются теоретические основы радиоэлектроники, работа с системами автоматизированного проектирования, практические конструкции электронных устройств, приводятся справочные данные о новых и перспективных компонентах и особенностях их применения. Основные разделы журнала — Компоненты, Искусство схемотехники, Софт, Практика. 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. 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 с.

Подписные индексы:

«Роспечать» — 80724, «Пресса России» — 41733, KSS — 10540.

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ «ТЕХНОЛОГИЯ И КОНСТРУИРОВАНИЕ В ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ»

ПОДПИСКА НА ЖУРНАЛ



По Украине.

Отделение связи «Каталог изданий Украины». Индекс 23785.

Подписное агентство «Идея», www.idea.com.ua. Индекс 11146.

Тел./факс +38 (062)381-09-32.

Подписное агентство «KSS», www.kss.kiev.ua. Индекс 20363.

Тел. +38 (044)464-02-20.

Подписное агентство «ПрессЦентр». E-mail: info@presscentr.kiev.ua.

Тел./факс +38 (044) 536-11-75, 536-11-80.

По России.

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

Представительство журналов «ТКЭА» в России

192286 С.-Петербург, в/о 286, п/я 416; «ЭРА».

E-mail: era48@mail.ru, тел. +7 (812)595-40-89.

Через редакцию «ТКЭА».

Украина, 65005, г. Одесса, ул. Прохоровская, 45.

E-mail <tkea@odessa.net>.

тел. +38 (048)728-18-50.

Журнал издаётся при поддержке

Министерства промышленности

Украины,

НПП «Сатурн»,

ОАО «Укрналит» (г. Киев),

НПП «Карат» (г. Львов),

СКБ «Молния»,

Политехнического университета

(г. Одесса),

ЦКБ «Ритм» (г. Черновцы)

и других предприятий и организаций

Редакция: Е. А. Тихонова, А. А. Ефименко, Л. М. Лейдерман,

А. Н. Овчиненко, М. С. Хлопова.

Компьютерное обеспечение: П. В. Назаров.

Техническая редакция, дизайн: Е. И. Корещук.

Подписано к печати 20.10 2004 г. Формат 60x84 1/8.

Печать офсетная. Печ. л. 8,0. Уч.-изд. л. 9,9. Тираж 700 экз. Заказ № 211.

Издательство «Нитун-Технологии»

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

Отпечатано в типографии издательства «ТЭС»

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

ТЕХНОЛОГИЯ
И
КОНСТРУИРОВАНИЕ
В
ЭЛЕКТРОННОЙ
АППАРАТУРЕ

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

Учредитель АО "Нептун"

2004

Год издания 28-й

№ 5

Год регистрации 1992

СОДЕРЖАНИЕ

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ

К.т.н. Н. М. Вакив
Д.т.н. П. П. Воробийко
Д.т.н. В. Н. Годованюк
К.т.н. А. А. Дашиковский
Д.т.н. Л. С. Лутченков
Д.т.н. В. П. Малахов
В. А. Мингалёв
Е. А. Тихонова
К.т.н. В. М. Чмиль

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Д.т.н. А. А. Ащеулов
Д.т.н. А. Л. Вайнер
К.т.н. Э. Н. Глушеченко
Д.т.н. В. Т. Дейнега
Д.т.н. Ю. А. Долгов
Д.ф.-м.н. В. А. Дроздов
К.т.н. И. Н. Еримичой,
зам. гл. редактора
К.т.н. А. А. Ефименко
Д.ф.-м.н. Ф. Д. Касимов
К.ф.-м.н. В. В. Ковальчук
Д.ф.-м.н. Г. П. Ковтун
Л. М. Лейдерман,
отв. секретарь редакции
Д.т.н. С. Ю. Лузин
К.т.н. О. Н. Негоденко
К.т.н. Ю. Е. Николаенко
Д.ф.-м.н. В. В. Новиков
К.т.н. В. И. Попов,
гл. редактор
К.т.н. В. В. Рюхтин
Д.ф.-м.н. О. И. Шпотюк

АДРЕС РЕДАКЦИИ

Украина, 65005, Одесса-5,
ул. Прохоровская, 45
Тел. (+38-048) 728-18-50, 733-67-91
E-mail: tkea@odessa.net
Web-сайт: tkea.wallst.ru

Международный стандартный
серийный номер
ISSN 0130-6243

Регистрационный номер
КВ 2092 от 07.06.96 г.

Зарегистрирован в ВАК по разделам
"Физико-математические науки",
"Технические науки"

Техническая политика

Спутниковая распределительная сеть информационного обеспечения как составляющая Национальной системы спутниковой связи. *И. В. Горбач, А. А. Макаров* 3

Проектирование. Конструирование

Метод проектирования топологии тонкопленочной микросборки с размерами пленочных элементов 10—50 мкм. *В. Г. Спириин* 6
Аналоги негатронов для защиты мощной цепи от перегрузки. *О. Н. Негоденко, Е. Б. Лукьяненко, Д. В. Заруба* 11
Контроллер последовательного синхронного приема. *Г. В. Куценко* 14

Электронная аппаратура: исследования, разработки

Основы технологии согласования волновых сопротивлений на границе раздела воздуха и ферромагнитной среды. *Б. А. Демьянчук* 19
Измерители магнитных полей на автогенераторных принципах для магнитолевитирующего транспорта. *С. В. Плаксин, И. И. Соколовский* 23
Микронегатронный преобразователь давления на основе кремниевой МОП-структуры. *А. М. Гасанов, Ф. Д. Касимов, А. Э. Лютфалибекова* 29

Сигналопреобразующие системы

Приемные устройства мм-диапазона для систем связи и вещания. *И. К. Сундучков* 32
Метод эффективной обработки импульсно-модулированных сигналов. *Ю. П. Сердюков* 36
Линии задержки в J-корреляционном методе пеленгации. *А. Г. Сорочан* 43

Электроника и экология

Газоаналитические средства системы контроля утечек хлора на основе электрохимических сенсоров. *Г. А. Девятко, С. А. Лацис, Г. М. Сычёв* 45

Обеспечение тепловых режимов

Энергетические возможности проницаемых термоэлектрических охладителей из функционально-градиентных материалов. *Л. Н. Вихор, Р. Г. Черкез* 47
Исследование анизотропии теплопроводности деформированных медных пластин. *В. В. Усов, Н. М. Шкатуляк* 51

Технология производства

Исследование MOSFET-транзисторов в различных герметичных корпусах для поверхностного монтажа. *И. И. Рубцевич, Л. П. Ануфриев, А. Ф. Керенцев* 54
Темпленовые изоляторы для фидера сечением 70/30 мм. *Е. В. Кирюкова* 56

Контроль. Качество. Надежность

Исследование диагностических признаков в статистической диагностике изделий методом низкоскоростного удара. *В. С. Еременко, В. М. Мокийчук* 58

Материалы электроники

Диэлектрическая релаксация Коул-Коула. *В. В. Новиков, О. А. Комкова* 61

Библиография

Новые книги 5, 18, 53, 57
В портфеле редакции 64
Выставки. Конференции 22, 50, 60, 64

ЗМІСТ

Технічна політика

Супутникова розподільна мережа інформаційного забезпечення як складова Національної системи супутникового зв'язку. *І. В. Горбач, А. А. Макаров* (3)

Проектування. Конструювання

Метод проектування топології тонкоплівкової мікробірки з розмірами плівкових елементів 10—50 мкм. *В. Г. Спірін* (6)
Аналоги негатронів для захисту потужної мережі від перевантаження. *О. М. Негоденко, Є. Б. Лук'яненко, Д. В. Заруба* (11)
Контролер послідовного синхронного прийому. *Г. В. Куценко* (14)

Електронна апаратура: дослідження, розробки

Основи технології узгодження хвильових опорів на межі розподілу повітря і феромагнітного середовища. *Б. О. Дем'ячук* (19)
Вимірювачі магнітних полів на автогенераторних принципах для магнітолевітуючого транспорту. *С. В. Плаксин, І. І. Соколовський* (23)
Мікронегатронний перетворювач тиску на основі кремнієвої МОН-структури. *А. М. Гасанов, Ф. Д. Касімов, А. Е. Лютфалібекова* (29)

Сигналоперетворюючі системи

Прийомні пристрої мм-діапазону для систем зв'язку та мовлення. *І. К. Сундучков* (32)
Метод ефективної обробки імпульсно-модульованих сигналів. *Ю. П. Сердюков* (36)
Лінії затримки в J-кореляційному методі пеленгації. *А. Г. Сорочан* (43)

Електроніка та екологія

Газоаналітичні засоби системи контролю витоку хлору на базі електрохімічних сенсорів. *Г. О. Дев'ятко, С. А. Лацис, Г. М. Сичов* (45)

Забезпечення теплових режимів

Енергетичні можливості проникних термоелектричних охолоджувачів, виконаних з функціонально-градієнтних матеріалів. *Л. М. Віхор, Р. Г. Черкез* (47)
Дослідження анізотропії теплопровідності деформованих мідних пласти. *В. В. Усов, Н. М. Шкатуляк* (51)

Технологія виробництва

Дослідження MOSFET-транзисторів в різних герметичних корпусах для поверхневого монтажу. *І. І. Рубцевич, Л. П. Ануфрієв, А. Ф. Керенцев* (54)
Темпленові ізолятори для фідера перерізом 70/30 мм. *О. В. Кірюкова* (56)

Контроль. Якість. Надійність

Дослідження діагностичних ознак у статистичній діагностиці виробів методом низькошвидкісного удару. *В. С. Сременко, В. М. Мокійчук* (58)

Матеріали електроніки

Діелектрична релаксація Коул-Коула. *В. В. Новиков, О. А. Комкова* (61)

CONTENT

Technical polytic

Satellite distributive network of the information support as a constituent of National satellite communication system. *Gorbach I. V., Makarov A. A.* (3)

Designing. Construction

Method for thin-film micromodule topology design having components of 10 to 50 μm dimensions. *Spirin V. G.* (6)
Negatrons analogues for protection of a powerful circuit against an overload. *Negodenko O. N., Lukjanenko E. B., Zaruba D. V.* (11)
Serial synchronous receipt controller. *Kutsenko G. V.* (14)

Electronic equipment: investigations, developments

The coordination of wave resistance of air and the ferromagnetic environment. *Demyanchuk B. A.* (19)
Magnetic fields meters on autogenerator principles for magnetolevitative transport. *Plaksin S. V., Sokolovskij I. I.* (23)
The micronegatron converter of pressure on the base of silicon MOS-structure. *Gasarov A. M., Kasimov F. D., Lutfalibekova A. E.* (29)

Signal-converting systems

Mm range receiving devices for communication systems and broadcasting. *Sunduchkov I. K.* (32)
Method of effective processing the pulse-modulated signals. *Serdyukov Yu. P.* (36)
The delay lines in a J-correlation method of the direction finding. *Sorochan A. G.* (43)

Electronic and ecology

The chlorine egress monitoring system gas analytical facilities on the basis of the electrochemical sensors. *Devyatko G. A., Latsis S. A., Sychov G. M.* (45)

The temperature conditions assurance of equipment

Energy performance of permeable thermoelectric coolers based on functionally graded materials. *Vikhor L. N., Cherkez R. G.* (47)
Research of the thermal conductivity anisotropy of the deformed copper plates. *Usov V. V., Shkatul'ak N. M.* (51)

Production technology

Investigation of MOSFET-transistors in different hermetic package types for surface mounting. *Rubtsevich I. I., Anufriev L. P., Kerentsev A. F.* (54)
Templen isolators for fider by section 70/30 mm. *Kiryukova E. V.* (56)

Control. Quality. Reliability

Investigation of the diagnostic parameters in statistical diagnostics of products by low-velocity impact method. *Yeremenko V. S., Mokiychuk V. M.* (58)

Materials of electronics

Dielectric relaxation Cole-Cole. *Novikov V. V., Komkova O. A.* (61)

И. В. ГОРБАЧ, к. т. н. А. А. МАКАРОВ

Украина, г. Киев, ГП «Укркосмос»
E-mail: gorbach@gala.net

Дата поступления в редакцию
12.03 2004 г.

СПУТНИКОВАЯ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНАЯ СЕТЬ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ КАК СОСТАВЛЯЮЩАЯ НАЦИОНАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

Представлены технические возможности создаваемой в Украине государственной спутниковой распределительной сети информационного обеспечения по распределению программ телевидения и радио.

Одним из важнейших инструментов в реализации политики государства в информационной сфере [1, 2] являются распределительные телекоммуникационные сети информационного обеспечения. При этом к главным задачам государства относятся следующие:

— полный охват населения страны (100%) вещанием телерадиопрограмм государственных общенациональных каналов, которые создаются за денежные средства всех налогоплательщиков страны;

— распространение телерадиопрограмм государственного Национального канала спутникового инновационного вещания (НКСИ) на посольства и представительства Украины за рубежом, а также на регионы компактного проживания украинцев в других странах с целью получения ими информации о политической и культурной жизни Украины в реальном времени;

— организация доступа потребителей в регионах с неразвитой инфраструктурой связи и вещания к информационным ресурсам транснациональных информационных сетей (например, Internet).

В настоящее время эти задачи частично решает аналоговая наземная сеть распределения телерадиопрограмм с использованием радиорелейных линий (РРЛ). Пропускная способность этой сети позволяет осуществлять общенациональное распределение телевизионных программ только трех каналов (УТ-1, УТ-2/"1+1", Интер) в формате D, K/SECAM с использованием сигнала с амплитудной модуляцией и с частично подавленной боковой полосой. То есть увеличение количества общенациональных программ хотя бы на одну требует либо использования уже другой технологии в распределительной сети, либо существенной модернизации сети.

Кроме того, существующая аналоговая сеть распределения программ телевидения не обеспечивает 100%-ного охвата населения ни одной из программ, а их качество, особенно после ретрансляции, в лучшем случае соответствует качеству телевидения ограниченной четкости. Только в одной Закарпатской области охват населения вещанием составляет по УТ-1 — 77%,

по УТ-2/"1+1" — 81,5%, по Интер — 69,75%. При этом большая часть населения обеспечивается сигналом, полученным в условиях переприема (из 66 ретрансляторов в области только 15 ретрансляторов получают сигнал из РРЛ). Свыше 80 населенных пунктов Закарпатской области вообще не имеют никакого телевидения. Подобные проблемы имеются и в Тернопольской, Ивано-Франковской, Львовской, Черновицкой, Ривненской, Волынской, Винницкой и в ряде других областей страны, в том числе и в Автономной Республике Крым.

Построение новых аналоговых РРЛ для увеличения зоны покрытия телевизионным вещанием экономически не выгодно и технически нецелесообразно, а ее расширение путем увеличения мощности передатчиков радиопередающих станций (РПС) не оправдано экологически.

Становится очевидным, что достижение поставленных целей возможно только при условии использования цифровых и спутниковых технологий в технологически обусловленном сопряжении с технологией, существующей в распределительной телекоммуникационной сети. Такую сеть можно назвать гибридной [3].

Гибридная распределительная сеть информационного обеспечения — это телекоммуникационная сеть, которая обеспечивает циркулярное распределение программ телерадиовещания общенациональных каналов с полным охватом населения страны, циркулярное распределение телерадио программ Национального канала спутникового инновационного вещания, а также обеспечивает предоставление услуг циркулярной раздачи цифрового потока данных в общегосударственном масштабе, включая услуги Internet, телетекста и др. Это предполагает наличие в гибридной распределительной сети двух, органично дополняющих друг друга, компонент сети: наземной аналоговой распределительной сети на РРЛ (и, частично, на ВОЛС) и спутниковой распределительной сети. При этом спутниковые приемные станции (СПС) размещаются как в областных центрах, так и в местах, где отсутствуют радиорелейные станции подачи сигнала на эфирные радиотелевизионные передающие станции (РТПС) или на Головные кабельные станции вторичных сетей распределения в регионах, включая и места, где вообще отсутствуют вторичные сети распределения.

Необходимость скорейшего развертывания спутниковой компоненты гибридной распределительной

сети продиктована не только логикой технического совершенствования телекоммуникационных сетей, но и насущными потребностями государства и населения страны в реализации указанных выше трех задач, причем интересы государства и населения в данном вопросе полностью совпадают.

В соответствии с [4, 5] Национальное космическое агентство Украины (НКАУ) силами ГП «Укркосмос» проводит работы по развертыванию спутниковой компоненты государственной гибридной распределительной сети информационного обеспечения — спутниковой распределительной сети (СРСИО) [6]. Выбор оптимальных путей создания и развития государственной СРСИО как одной из двух компонент государственной гибридной распределительной сети информационного обеспечения определяет темпы и полноту решения задач, стоящих перед государством в данной сфере.

Функциональный состав СРСИО включает в себя: систему распределения телевизионных сигналов; систему распределения сигналов радиовещания; систему распределения потока данных с нормированным значением скорости потока; систему защиты информации; систему эксплуатации; автоматизированную систему управления сетью.

Технический состав СРСИО включает в себя космический и земной сегменты.

Космический сегмент организуется за счет ресурса бортового ретранслятора космического аппарата связи и предназначен для ретрансляции радиосигнала с центральной передающей спутниковой станции (ЦПСС) на земные спутниковые приемные станции (СПС), находящиеся в пределах зоны обслуживания.

Отсутствие в настоящее время Национального спутника связи приводит к необходимости использования многими украинскими коммерческими телерадиокомпаниями и операторами спутниковой связи частотной емкости космических аппаратов зарубежных спутниковых операторов, следствием чего является отток капитала соответствующих частных и акционерных компаний из страны. Отсутствие Национального спутника связи вынуждает и государственные структуры (в т. ч. и государственные телерадиокомпании) пользоваться услугами зарубежных спутниковых операторов, что приводит к оттоку государственных средств из страны и снижает уровень информационной безопасности государства. Эти процессы не являются экономически обоснованными и политически целесообразными для Украины.

Земной сегмент СРСИО включает в себя:

а) на магистральном уровне: приемо-передающий комплекс технических средств, включающий ЦПСС; комплексы технических средств спутниковых приемных станций на территории областных (на первом этапе) радиотелевизионных передающих центров (ОРТПЦ); комплексы технических средств СПС на Головных станциях кабельных сетей областных центров; комплексы технических средств СПС на территории посольств и представительств Украины за рубежом, находящихся в зоне обслуживания космического аппарата;

б) на зональном уровне: комплексы технических средств СПС на радиотелевизионных передающих станциях, работающих на пере приеме; комплексы технических средств СПС на Головных станциях кабельных сетей местных операторов; комплексы технических средств СПС на Головных станциях распределительных систем типа MMDS; комплексы технических средств СПС в местах, где отсутствуют и по сей день какие-либо технические средства вторичного распределения, причем в данном случае в состав комплекса технических средств включаются также маломощные передатчики дециметрового диапазона с выходной мощностью от 1 до 10 Вт.

В областных центрах на последующих этапах развертывания СРСИО предполагается создание региональных приемо-передающих комплексов технических средств с целью осуществления обмена информацией путем межрегиональных перегонов блоков программ региональных телерадиокомпаний.

Возможность и эффективность реализации задач СРСИО характеризуется пропускной способностью сети, качеством передачи информации, функциональной совместимостью. Пропускная способность на первом этапе реализации позволит обеспечить циркулярное распределение сигналов четырех каналов телевидения и столько же каналов радиовещания, а также дополнительного потока данных со скоростью 2,048 Мбит/с.

Рабочий диапазон частот СРСИО на передачу — 14,0...14,5 ГГц, на прием — 10,7...12,75 ГГц.

Техническими средствами вторичного распределения являются эфирные аналоговые РТПС в дециметровом и метровом диапазоне длин волн, кабельные аналоговые сети. Тракт передачи изображения СРСИО является смешанным цифроаналоговым трактом. СРСИО получает на вход аналоговые сигналы от источника сигналов, а после цифроаналогового преобразования сигнал обрабатывается по стандарту MPEG-2 и стандарту DVB-S. Выходные устройства СРСИО обеспечивают вывод сигнала в цифровой либо в аналоговой форме. Далее аналоговый сигнал подается на аналоговые эфирные передающие устройства, на аналоговые зональные РРЛ, на аналоговую Головную станцию кабельного телевидения либо на входные аналоговые устройства системы типа MMDS. При переходе к цифровому вещанию, когда аналоговые технические средства вторичного распределения будут заменяться на цифровые, будет использоваться цифровой выход СРСИО RS 422.

На сегодняшний день состояние дел по созданию СРСИО характеризуется следующими данными:

- развернуты работы на 194 объектах СРСИО, которые находятся в различной степени готовности;
- смонтирован и работает приемо-передающий комплекс технических средств СРСИО с использованием антенны с диаметром рефлектора 7 м;
- смонтированы 45 спутниковых приемных станций сети: 41 из них на Украине (с использованием антенн с диаметром рефлектора 3,7 м) и 4 СПС — за рубежом (с использованием антенн с диаметром рефлектора от 1,8 до 2,5 м);

— с 1999 года с ЦПСС СРСИО осуществляется вещание программ УТ-1, телевизионных программ Национального канала спутникового инновационного вещания и других программ с использованием космических аппаратов зарубежных операторов INTELSAT, EUTELSAT, INTERSPUTNIK, ГП «Космическая связь» (Россия).

В связи с использованием смешанного цифроаналогового тракта передачи изображения в СРСИО необходимо решать проблему создания новой технологии тестирования канала изображения с учетом наличия участков тракта передачи изображения с обработкой сигнала по стандартам MPEG-2 и DVB-S.

С развитием цифрового телевидения необходимость новой технологии тестирования канала изображения [7] обуславливается еще и потребностью решать проблемы экологии цифрового телевидения. Плохо реализованная цифровая технология в телевидении, отсутствие качественного контроля за параметрами цифрового телевизионного канала с помощью новых современных методик измерения и контроля параметров тракта передачи изображения могут приводить к таким неблагоприятным формам воздействия на зрителя как медленные мелькания, скрытые кадры, яркостные и цветовые мерцания и другие формы, которые находятся в определенной взаимосвязи с α -ритмами организма человека. Мерцающие изображения с частотами, которые совпадают с частотами α -ритма (тем более с изменениями контрастности и использованием цветовых переходов) не только нарушают комфортное восприятие, но и негативно воздействуют на человека на уровне подсознания.

Таким образом, в связи с активным использованием цифровых технологий в телевидении, включая и распределительные системы, актуальнейшей проблемой является разработка измерительных аппаратных комплексов и методик измерений в смешанных цифроаналоговых трактах передачи изображения с учетом разбивки тракта на участки: участки, где реализуется система без устранения избыточности аудиовизуальной информации (или с небольшим цифровым сжатием); участки, где реализуется система кодирования источника сигнала с высокой степенью цифрового сжатия; участки, где реализуется система распределения цифровых сигналов программ телевизионного вещания (спутниковая и др.).

Разрабатываемые новые методы контроля качества передачи информации [7] должны стать основой для

создания благоприятной среды телевизионного вещания, в которой информационные артефакты не превысят средний фон неприятных техноэкологических последствий.

Заключение

Создаваемая в настоящее время спутниковая распределительная сеть информационного обеспечения [6] является, наряду с распределительной сетью на РРЛ, базовой структурой государственной гибридной распределительной сети информационного обеспечения страны, а также является базовой структурой государственной системы спутниковой связи (НССС) Украины с использованием частотной емкости спутникового ретранслятора на первом этапе до 36 МГц. При этом создание Национального спутника связи является необходимым фактором в укреплении информационной безопасности страны и защите ее экономических интересов.

Предложенные направления работ позволят реализовать полный охват населения страны вещанием, распространение телерадиопрограмм Национального канала спутникового инновационного вещания наиболее рациональным и дешевым способом, доступ потребителям в регионах с неразвитой инфраструктурой связи и вещания к ресурсам транснациональных информационных сетей, создание экологически благоприятной среды телевизионного вещания.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Національна програма інформатизації України / Постанова Верховного Совету України № 76/98-ВР от 04.02 1998 г.
2. Концепція розвитку зв'язку України до 2010 року / Постанова Кабінету Міністрів України № 2238 от 19.12 1999 г.
3. Горбач И. В. Государственная гибридная распределительная сеть информационного обеспечения // Праці УНДІРТ.— 2003.— № 3.— С. 75—77.
4. Закон України № 763/98-ВР від 23.12 1997 р. «Про Загальнодержавну (Національну) космічну програму України на 1998—2002 рр.».
5. Закон України № 203-IV від 24.10 2002 р. «Про Загальнодержавну (Національну) космічну програму України на 2003—2007 рр.».
6. Горбач И. В., Макаров А. А. Спутниковая распределительная сеть информационного обеспечения // Изв. вузов. Радиоэлектроника.— 1999.— Т. 42, № 11.— С. 32—40.
7. Безруков С. А., Горбач И. В., Горьев С. А. и др. Особенности тестирования канала изображения спутниковой цифровой сети распределения программ телевидения / 10-я Междунар. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии».— Севастополь.— 2000.— С. 59—60.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ

Гадзиковский В. И. Цифровая обработка сигналов: теоретические основы.— М.: Радио и связь, 2004.— 320 с.

С позиций временного и частотного подходов излагаются вопросы теории цифровой обработки сигналов. Рассматриваются классификация, характеристики и структурные схемы, а также шумовые модели цифровых фильтров. Приводятся алгоритмы нелинейной цифровой обработки сигналов в системах связи на основе метода комплексной огибающей, а также методы построения цифровых моделей аналоговых систем.

Для специалистов в области цифровой обработки сигналов и цифрового моделирования технических систем, а также студентов радиотехнических и связанных вузов.



К. т. н. В. Г. СПИРИН

Россия, г. Арзамас, НПП "Темп-Авиа"
E-mail: temp@arzamas.nnov.ru

Дата поступления в редакцию
08.01 2004 г.

Оппонент д. т. н. С. Ю. ЛУЗИН
(ОАО "Авангард", г. С.-Петербург)

МЕТОД ПРОЕКТИРОВАНИЯ ТОПОЛОГИИ ТОНКОПЛЕНОЧНОЙ МИКРОСБОРКИ С РАЗМЕРАМИ ПЛЕНОЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ 10—50 мкм

Метод рассматривает процедуру расчета размеров резисторов, особенности размещения компонентов и резисторов, а также оценку их теплового режима.

Основным методом снижения себестоимости интегральных схем является уменьшение размеров их топологических элементов. Единственным нормативным документом для проектирования тонкопленочной микросборки (МСБ) является стандарт [1], который был разработан в 1988 г. и остается практически неизменным до сих пор. Те нормы проектирования (прежде всего, плотность межсоединений), которые заложены в [1], уже не отвечают современным требованиям миниатюризации МСБ. Однако уменьшение размеров тонкопленочных элементов ниже норм, приведенных в [1], резко снижает выход годных — в основном по двум параметрам: непопадание сопротивления тонкопленочных резисторов (ТПР) в заданное поле допуска и уменьшение ширины проводника менее 2/3 от его расчетного значения.

Рассмотрим основные причины, которые сдерживают уменьшение размеров топологических элементов.

Изготовление МСБ с проводящими структурами типа V—Cu—Ni, V—Al, в отличие от структуры CrAu, характеризуется большими значениями производственных погрешностей — как систематических, так и случайных. Для преодоления этого негативного явления были разработаны математические модели сопротивления ТПР и погрешности его изготовления [2]. Кроме того, в [3] предложен новый способ фотолитографии, который позволяет в МСБ с проводящими структурами типа V—Cu—Ni, V—Al получить такую же точность ширины ТПР, как в МСБ с проводящей структурой из золота. В [4] предложен способ компенсации систематических производственных погрешностей путем изменения размеров элементов фотомасштабов по специальному алгоритму.

Проектирование электронной аппаратуры развивается в направлении уменьшения потребляемой мощности. Применяемые на практике методы расчетов ТПР не позволяют уменьшать их размеры в связи с малой допускаемой удельной рассеиваемой мощностью, которая, как правило, на практике не превышает 35 мВт/мм². Причем эти нормы конструирования были установлены исходя из того, что резисторы

могут занимать всю площадь платы. На самом же деле на практике ТПР занимают не более 10% площади платы. А при переходе от существующих номинальных норм конструирования ТПР в 200 мкм к 50 мкм площадь резисторов уменьшается в 16 раз. Поэтому использование поверхностной тепловой модели при расчете размеров ТПР является неправильным, в этом случае следует использовать объемную тепловую модель [5].

Благодаря работам [2—5] стало возможным получение на обычном оборудовании сопротивления ТПР с допуском не хуже 15% при их размерах в 10—50 мкм на подложках из ситалла и поликора. Однако повышение интеграции МСБ сдерживается несовершенным методом проектирования ее топологии, который нуждается в существенном уточнении.

Целью настоящей работы является разработка метода проектирования топологии тонкопленочной МСБ с размерами пленочных элементов 10—50 мкм.

Исходные данные для проектирования топологии тонкопленочной МСБ определяются на этапе ее компоновки [6] и должны содержать следующее:

- электрическую схему МСБ, габаритные размеры платы;
- конструктивные, технологические и электрические данные, требования и ограничения;
- геометрические размеры компонентов;
- максимально допустимую температуру плоских источников тепла, $T_{\text{д}}$;
- максимально допустимую температуру корпуса компонента, $T_{\text{кд}}$;
- материалы монтажной структуры "плата—соединительный слой 1" (П—СС1), например, ситалл—клей (СС1 соединяет плату и основание МСБ);
- толщину $h_{\text{п}}$ и коэффициент теплопроводности $\lambda_{\text{п}}$ платы;
- удельные тепловые сопротивления монтажной структуры П—СС1 (r), СС1 (r_1) и соединительного слоя 2 (r_2) (соединительный слой 2 соединяет компонент с платой);
- максимальную температуру основания МСБ, T_0 ;
- требуемое тепловое сопротивление $R_{\text{т}}$ кондуктивного тракта для каждого компонента или ТПР;
- удельное поверхностное сопротивление резистивной пленки, ρ ;
- производственные погрешности параметров ТПР (длины, ширины, ρ);

— мощность рассеяния компонентов и ТПР.

Синтез топологии платы состоит из следующих этапов:

- разработка коммутационной схемы соединений;
- расчет размеров резисторов;
- расположение схемных элементов на плате;
- разводка (трассировка) проводников на плате;
- расчет температурных режимов компонентов и ТПР.

Для каждой платы производят разработку коммутационной схемы соединений, которая включает в себя преобразование электрической схемы платы с целью составления топологического плана размещения компонентов и соединений между ними, а также требуемое расположение на плате периферийных контактных площадок. Методика разработки коммутационной схемы приведена в [7, с. 202—204].

Расчет размеров ТПР производится на основании заданного допуска и рассеиваемой мощности по следующему алгоритму.

1. Находят коэффициент формы ТПР по формуле $K_\phi = R/\rho$, где R — номинальное сопротивление резистора.

2. Расчет *первого* размера ТПР по заданной точности производится следующим образом. При $K_\phi \geq 1$ определяют минимальную ширину b_M ТПР, которая обеспечит заданный допуск резистора. При $K_\phi < 1$ определяют минимальную длину l_M ТПР, которая обеспечит заданный допуск δR резистора:

$$b_M \geq \frac{\Delta b \sqrt{1 + (\Delta l / (\Delta b K_\phi))^2}}{\sqrt{(\delta R - \delta \rho_c)^2 - \delta \rho^2}};$$

$$l_M \geq \frac{\Delta b \sqrt{1 + (\Delta b K_\phi / \Delta l)^2}}{\sqrt{(\delta R - \delta \rho_c)^2 - \delta \rho^2}}, \quad (1)$$

где $\Delta b, \Delta l$ — случайные абсолютные погрешности соответственно ширины и длины резистора из-за процессов фотолитографии;

$\delta \rho_c$ — систематическая градиентная погрешность удельного поверхностного сопротивления ρ ;

$\delta \rho$ — общая случайная погрешность ρ .

Эти формулы получены при условии, что систематические погрешности геометрических размеров ТПР скомпенсированы [4].

Определенный по одной из формул (1) первый размер ТПР округляют до числа, кратного половине размера клетки выбранной координатной сетки, в большую сторону. Эту процедуру выполняют при расчете всех остальных размеров ТПР по настоящему алгоритму.

3. По найденному первому размеру ТПР определяют его *второй основной размер*.

$$l_M = b_M K_\phi \text{ для } K_\phi \geq 1; \quad b_M = l_M / K_\phi \text{ для } K_\phi < 1. \quad (2)$$

Прямоугольная форма ТПР (рис. 1, а, рис. 2, а) используется при $K_\phi > 0,067$ [8]. Для прямоугольных

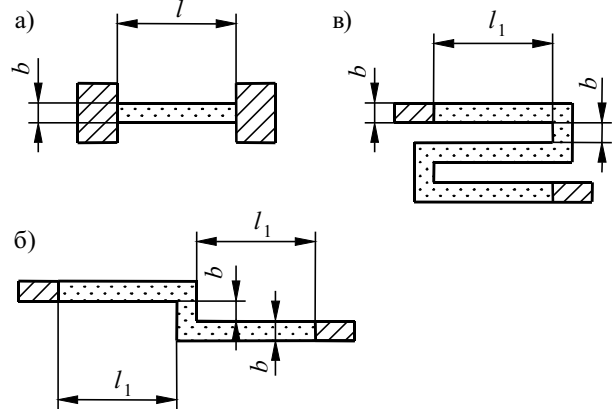


Рис. 1. Конструкции пленочных резисторов: а — $K_\phi > 1$; б — $K_\phi > 20$; в — $K_\phi > 30$

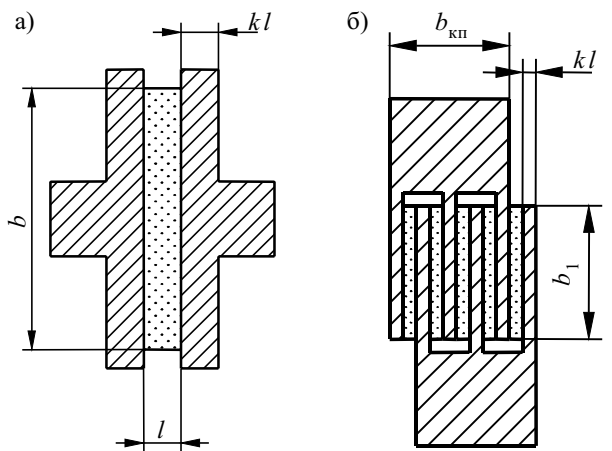


Рис. 2. Конструкции пленочных резисторов: а — $K_\phi > 0,067$; б — $0,005 < K_\phi < 0,067$; kl — ширина электрода ТПР; $b_{кп}$ — ширина контактной площадки

резисторов размеры l_M, b_M используют непосредственно.

Резистор Z-образной формы (рис. 1, б) рекомендуется применять при $K_\phi > 20$, а резистор типа "меандр" (рис. 1, в) — при $K_\phi > 30$. Длину l_1 (рис. 1, б, в) находят по формуле $l_1 = (l_M - 1,05mb_M)/(m/2 + 1)$, где m — число угловых участков резистора.

Гребенчатый резистор (рис. 2, б) рекомендуется применять при $0,01 \leq K_\phi \leq 0,067$ [8]. Расчет его размера b_1 производят по следующему алгоритму:

а) находят количество резистивных элементов $n = K_\phi / K_{\phi 1}$, где $K_{\phi 1}$ — коэффициент формы одного резистивного элемента, причем $0,05 \leq K_{\phi 1} \leq 0,2$;

б) при $K_\phi \leq 0,03$ рассчитывают сопротивление электродов ТПР:

$$R_3 = 4\rho_n [1/(nK_\phi) + 1]/(kn),$$

где ρ_n — удельное поверхностное сопротивление проводящей пленки; $k \geq 1$.

в) находят размер $b_M = \rho l_M / (R - R_3)$, а затем ширину одного резистивного элемента $b_1 = b_M / n$.

4. Находят площадь резистора по формуле $S_M = l_M b_M$.

5. Согласно [5], тепловое сопротивление кондуктивного тракта для источника тепла (ИТ), располо-

женного на поверхности платы, определяется выражением

$$R_{\text{пс}} = \frac{d}{\lambda_{\text{п}} \sqrt{S} (\sqrt{S} + 2d)} + \frac{h_{\text{п}} - d + \eta \lambda_{\text{п}}}{\lambda_{\text{п}} (\sqrt{S} + 2d)^2} = \frac{2d^2 + \sqrt{S} (h_{\text{п}} + \eta \lambda_{\text{п}})}{\lambda_{\text{п}} \sqrt{S} (\sqrt{S} + 2d)^2}, \quad (3)$$

где d — глубина распространения в плату теплового потока от ИТ под углом в 45° ;
 S — площадь ТПР или компонента.

Кроме того, параметр d определяет размеры зоны теплового влияния ИТ, которые, в соответствии с [5], описываются формулами

$$l_3 = l + 2d; \quad b_3 = b + 2d, \quad (4)$$

где l, b_3 — длина и ширина зоны влияния, соответственно;
 l, b — длина и ширина ИТ.

В соответствии с выбранной тепловой моделью [5] максимальное значение $d_{\text{макс}} = h_{\text{п}}$. На рис. 3 приведена зависимость $R_{\text{пс}} = f(S, d)$, рассчитанная по формуле (3) для ситалловой платы, приклеенной к основанию МСБ.

МСБ высокой интеграции характеризуются тем, что, как правило, площадь проектируемых резисторов не

превышает $0,1 \text{ мм}^2$. Как следует из рис. 3, тепловое сопротивление при $S \leq 0,1 \text{ мм}^2$ имеет максимальную чувствительность к изменениям d в интервале $0,1 \dots 0,2 \text{ мм}$. Увеличение d выше указанного интервала уменьшает тепловое сопротивление незначительно.

Графики, аналогичные рис. 3, построенные для монтажных структур "поликор—клей", "поликор—припой", подтверждают вышеуказанную зависимость $R_{\text{пс}} = f(d)$. При $d \leq 0,2 \text{ мм}$ пространство платы около ИТ можно практически полностью заполнить проводниками, контактными площадками или компонентами, а при $d > 0,2 \text{ мм}$ в этих промежутках могут оставаться пустоты, не заполненные пленочными элементами или компонентами, что приведет к снижению плотности упаковки платы. Поэтому при проектировании ТПР целесообразно иметь размер d не более $0,2 \text{ мм}$, а для снижения $R_{\text{пс}}$ увеличивать площадь ТПР.

Для того чтобы обеспечить требуемое тепловое сопротивление кондуктивного тракта для любого ИТ, необходимо выполнение условия

$$R_{\text{т}} > R_{\text{пс}}. \quad (5)$$

Непосредственное определение требуемого значения $R_{\text{пс}}$ из уравнения (3) невозможно, т. к. $R_{\text{пс}}$ зависит от двух неизвестных параметров — S и d . Определение требуемого $R_{\text{пс}}$ возможно по графикам рис. 3, однако этот метод дает невысокую точность.

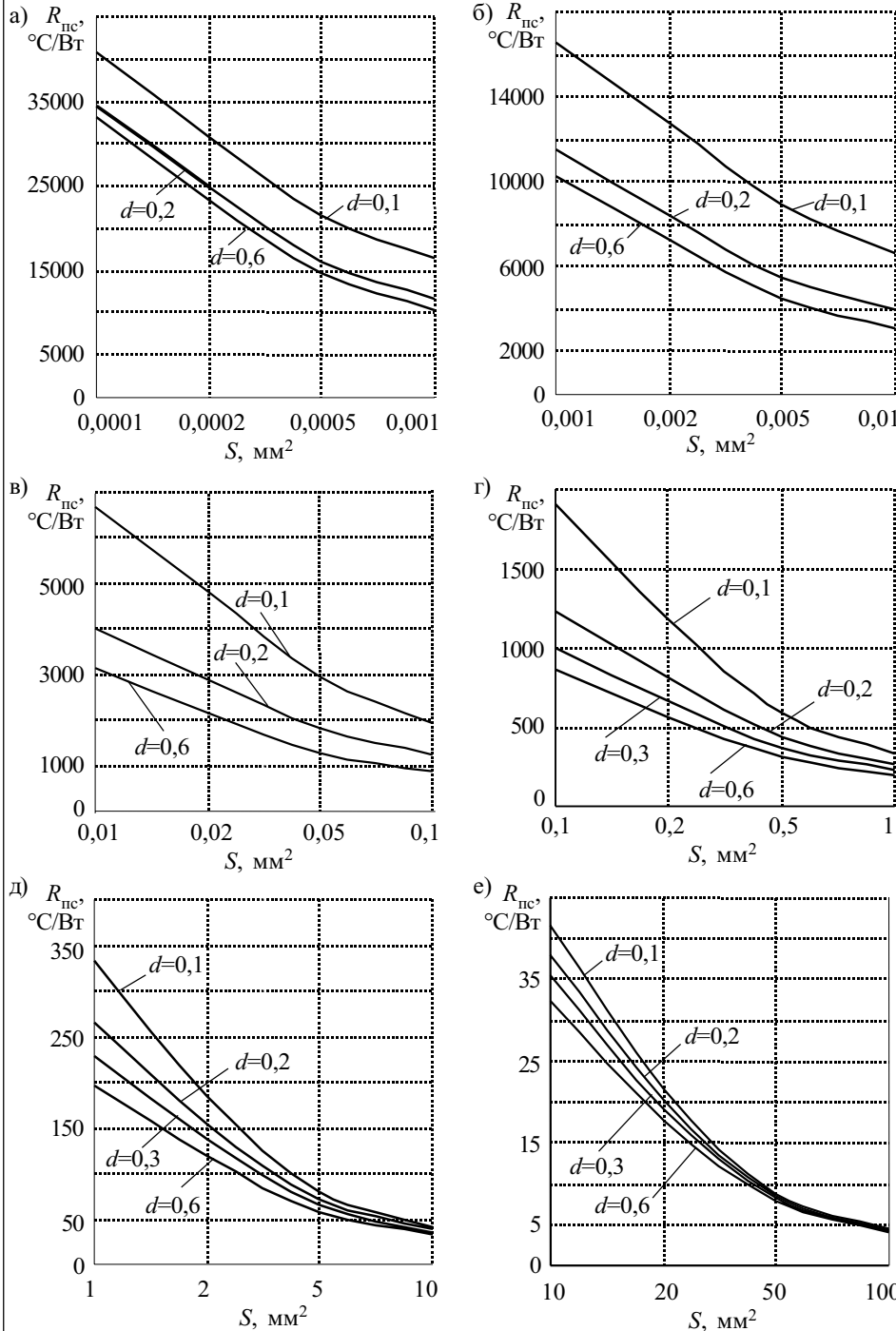


Рис. 3. Зависимость теплового сопротивления структуры "ситалл—клей" от площади ТПР

Учитывая вышеприведенные рассуждения, требуемое значение $R_{\text{пс}}$ будем находить численными методами в два этапа. На первом этапе расчета $R_{\text{пс}}$ принимаем $S=S_M$, а величину d будем дискретно увеличивать. На втором этапе расчета принимаем $d=0,2$ мм, а значение S будем увеличивать по специальному алгоритму.

5.1. На первом этапе задаем $d=nd_0$, где $n=1, 2, 3 \dots$; d_0 — минимальное значение d , равное половине шага выбранной координатной сетки. Вычислим значение $R_{\text{пс}}$ при $n=1$. Если при этом выполняется условие (5), то процесс расчета заканчивают, а если не выполняется, то значение n циклически увеличивают на 1, и процесс вычислений повторяют до выполнения условия (5) или (6).

$$d=0,2 \text{ мм.} \quad (6)$$

5.2. Расчет $R_{\text{пс}}$ при $d=0,2$ мм.

Если при расчете по п. 5.1 условие (5) не выполняется, то увеличивают площадь резистора по алгоритму

$$S_i=R_{\text{пс}}(S_{i-1})S_{i-1}/R_T, \quad (7)$$

где i — номер итерации ($i=1, 2, 3 \dots$); $S_0=S_M$.

Найденное значение площади резистора при первой итерации подставляют в уравнение (3) и вычисляют $R_{\text{пс}}$. Процесс вычислений по п. 5.2 происходит до тех пор, пока не выполнится условие (5). Следует отметить, что на практике для вычисления требуемого $R_{\text{пс}}$ достаточно 2—3 итерации.

6. Определяют *первый размер ТПП, обеспечивающий требуемое тепловое сопротивление*. При $K_{\phi} \geq 1$ находят минимальную ширину резистора, а при $K_{\phi} < 1$ находят минимальную длину резистора по формулам

$$b_r \geq \sqrt{S_r / K_{\phi}}; \quad l_r \geq \sqrt{S_r K_{\phi}},$$

где S_r — площадь ТПП, определенная при последней итерации согласно п. 5.1 или п. 5.2.

7. Затем, согласно п. 3 данного алгоритма, определяют второй размер ТПП.

8. Выбирают окончательные размеры ТПП: $l=\max(l_M, l_r)$; $b=\max(b_M, b_r)$. Вычисляют площадь резистора: $S=lb$.

На практике установлено, что для повышения воспроизводимости сопротивления ТПП, изготавливаемых на основе резистивного сплава РС-3710, длины резисторов должны иметь одинаковую ориентацию либо вдоль координаты X , либо вдоль координаты Y платы. Если резисторы связаны функциональной зависимостью, например, задано отношение или сумма резисторов [9, с. 158], то их необходимо располагать в непосредственной близости друг от друга. У ТПП с $K_{\phi} \leq 0,2$ контактные площадки для подключения выводов компонентов или внешних выводов МСБ следует присоединять непосредственно к их электродам (рис. 2), а сопротивления проводников, соединяющих такие ТПП с другими резисторами, должны быть минимальными.

Элементы схемы размещают как можно ближе друг к другу, выполняя при этом заданные требования и ограничения, определяемые техническим заданием на конструирование и возможностями технологии. Для того чтобы между соседними ИТ не было

взаимного подогрева, их размещают без перекрытия их зоны теплового влияния. Размеры этой зоны для ТПП и компонентов определяются выражениями (4). При этом величина d для ТПП соответствует значению, вычисленному при последней итерации п. 5.1. Значение d для компонентов находится путем подстановки требуемого теплового сопротивления R_T вместо $R_{\text{пс}}$ в уравнение (3). После выполнения преобразований уравнения (3) относительно d получим:

$$d_{1,2} = \frac{-R_T \lambda_{\text{тп}} S \pm \sqrt{R_T \lambda_{\text{тп}} S (h_{\text{тп}} + \eta \lambda_{\text{тп}} + \sqrt{S}/2) - \sqrt{S} (h_{\text{тп}} + \eta \lambda_{\text{тп}})/2}}{2R_T \lambda_{\text{тп}} \sqrt{S} - 1}. \quad (8)$$

При решении уравнения (8) возможны следующие ситуации:

1) Оба корня отрицательны. В этом случае принимают $d=0$.

2) Один корень отрицательный, а второй положительный, причем $d \leq h_{\text{тп}}$. В этом случае d равно положительному корню.

3) Оба корня положительные или — в ситуации (2) — $d > h_{\text{тп}}$. В этом случае выбирают более теплопроводные материалы в монтажной структуре П—СС1 и повторяют расчет по формуле (8).

Трассировка проводников производится после размещения схемных элементов на плате. В каждом конкретном случае схема трассировки проводников достаточно жестко привязана к определенному размещению элементов. В процессе разводки конструктор оптимизирует размещение элементов на плате, а также конфигурации пленочных резисторов. При этом возможно изменение размеров платы.

На платах высокой интеграции для проводников используются промежутки между элементами схемы и площадь внутри знакоместа (места для монтажа компонентов) [10, с. 48], т. к. расстояние между контактными площадками знакоместа составляет 100—300 мкм, что вполне достаточно для размещения нескольких проводников.

Расчет температурных режимов компонентов и ТПП производят согласно [5] по следующему алгоритму:

1. Для каждого ИТ на топологии платы формируют фактические зоны теплового влияния, исходя из которых находят фактические размеры d_{ϕ} для всех ИТ (d_{ϕ} — это размер от края данного ИТ до границы зоны теплового влияния соседнего ИТ или края платы; если $d_{\phi} > h_{\text{тп}}$, то принимают $d_{\phi} = h_{\text{тп}}$).

2. Для каждого ИТ по формуле (3) находят фактическое тепловое сопротивление $R_{\phi} = f(S, d_{\phi})$ кондуктивного тракта.

3. Рассчитывают величину собственного перегрева: $\Delta T_c = PR_{\phi}$, где P — мощность, рассеиваемая компонентом или ТПП.

4. Для каждого компонента или ТПП находят величину наведенного перегрева:

$$\Delta T_{\text{нп}} = r(P_{\text{н}} - P)/S_{\text{н}},$$

где $P_{\text{н}}$ — мощность, рассеиваемая всеми ИТ, находящимися на плате;

$S_{\text{н}}$ — площадь платы.

5. Определяют температуру каждого ИТ: $T_{\text{н}} = T_0 + \Delta T_c + \Delta T_{\text{нп}}$.

6. Для ТПР проверяют условие

$$T_d \geq T_{и} \quad (9)$$

где T_d — максимально допустимая температура ТПР (обычно принимают $T_d = 125^\circ\text{C}$).

7. Для компонентов находят температуру кристалла T_k : $T_k = T_{и} + Pr_2/S$.

8. Проверяют соответствие

$$T_{кд} \geq T_k \quad (10)$$

9. Если условия (9), (10) выполняются, то расчет заканчивают, а если не выполняются, то уменьшают величину собственного перегрева путем уменьшения значения $R_{ф}$, что достигается увеличением для этого компонента или ТПР размеров зоны теплового влияния.

Рассматриваемый метод позволяет существенно повысить плотность коммутации и уменьшить площадь, занимаемую тонкопленочными резисторами. Применение метода обеспечивает высокую плотность компоновки компонентов на плате, которая будет ограничиваться, в основном, требованиями по монтажу компонентов и ремонтоспособностью микросборки.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. ОСТ107.460084.200—88. Микросборки. Общие требования и нормы конструирования.

2. Спиринов В. Г. Математические модели сопротивления тонкопленочного резистора с размерами 50 мкм // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2004.— № 2.— С. 14—16.

3. Пат. 2213383 России. Способ изготовления тонкопленочных резисторов / В. Г. Спиринов.— 2002.

4. Спиринов В. Г. Компенсация систематических погрешностей тонкопленочных элементов через элементы фотошаблона // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2004.— № 4.— С. 9—11.

5. Спиринов В. Г. Расчет стационарного теплового режима тонкопленочной микросборки // Вестник МВВО. Сер. Высокие технологии в радиоэлектронике, информатике и связи. (Н.- Новгород).— 2003.— Вып. 1(9).— С. 15—19.

6. Спиринов В. Г. Метод компоновки плат микросборки // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2004.— № 1.— С. 11—13.

7. Ефимов И. Е., Козырь И. Я., Горбунов Ю. И. Микроэлектроника.— М.: Высшая школа, 1987.

8. Спиринов В. Г. Оценка влияния сопротивления электродов на погрешность тонкопленочного резистора // Вестник МВВО. Сер. Высокие технологии в радиоэлектронике, информатике и связи. (Н.-Новгород).— 2003.— Вып. 1(9).— С. 11—14.

9. Фомин А. В., Боченков Ю. И., Сорокопуд В. А. Технология, надежность и автоматизация производства БГИС и микросборок.— М.: Радио и связь, 1981.

10. Гуськов Г. Я., Блинов Г. А., Газаров А. А. Монтаж микросборки.— М.: Радио и связь, 1986.



Подписка 2005

Научно-технический журнал

«Известия высших учебных заведений.

ЭЛЕКТРОНИКА»

Периодичность журнала — 6 номеров в год

В центре внимания журнала — актуальные проблемы электроники. На его страницах освещаются результаты научно-исследовательских работ, выполненных в вузах и НИИ, методические аспекты преподавания с учетом современных требований и форм обучения, дается информация о научных конференциях. Формируются специальные выпуски по тематическому признаку.

Подписку на журнал можно оформить:

по каталогу «Газеты, журналы» Агентства
«Роспечать» в любом почтовом отделении

Подписной индекс

47570

через редакцию — с любого номера и до конца года

Адрес редакции: 124498, Москва, Зеленоград, проезд 4806, д.5
МИЭТ, комн. 7232

Тел.: (095) 534-6205. Факс: (095) 530-54-29

E-mail: magazine@rnd.miee.ru

http://www.miet.ru/struct/151/

К. т. н. О. Н. НЕГОДЕНКО, к. т. н. Е. Б. ЛУКЬЯНЕНКО,
Д. В. ЗАРУБА

Дата поступления в редакцию
23.03 — 25.08 2004 г.

Оппонент к. т. н. В. И. КОВАЛЬКОВ
(ОНПУ, г. Одесса)

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

АНАЛОГИ НЕГАТРОНОВ ДЛЯ ЗАЩИТЫ МОЩНОЙ ЦЕПИ ОТ ПЕРЕГРУЗКИ

Сформулированы требования к вольт-амперным характеристикам аналогов негатронов, рассмотрены их схемы, приведены результаты экспериментальных исследований.

Для защиты цепей от перегрузки используются плавкие предохранители, биметаллические реле, таблетки из керамики и органических материалов, сопротивление которых увеличивается при увеличении тока выше допустимого. Плавкие предохранители требуют восстановления. Биметаллические реле имеют разрывной контакт, обесточивающий цепь, они, как и таблетки, самовосстанавливающиеся. Однако быстродействие этих видов предохранителей низкое.

Высоким быстродействием и самовосстановлением обладают электронные предохранители. Последние могут быть построены на основе интегральных микросхем компараторов и операционных усилителей. Их принцип действия основан на том, что при увеличении тока возросшее напряжение на эталонном резисторе запускает компаратор, запирающий ключевой транзистор, включаемый последовательно с нагрузкой. Другой вариант электронного предохранителя основан на использовании устройства с N-образной вольт-амперной характеристикой (ВАХ); такой предохранитель назван дефензором [1]. Устройства с ВАХ N-типа могут быть получены за счет создания положительной обратной связи по напряжению с использованием физических эффектов (туннельный диод, N-триод) или схемотехнически.

Если первые устройства получили название негатронов, то вторые относятся к аналогам негатронов, которые могут быть реализованы как на биполярных, так и на полевых транзисторах [2, с. 27—29, 58, 165]. В [1] рассмотрен дефензор на основе негатрона, представляющего собой биполярный транзистор со встроенным в него тиристором. Предусмотрена возможность управления ВАХ негатрона, но ее недостаточно для деформирования ВАХ в нужном направлении.

Поскольку именно аналог негатрона позволяет деформировать ВАХ схемотехнически, то исследование возможности использования его в дефензорах представляется актуальной задачей. Целью работы и явилось формулирование требований к ВАХ аналогов негатронов, используемых в дефензорах, а так-

же изучение возможности экспериментального получения таких ВАХ, которые наиболее полно отвечают предъявляемым требованиям.

На рис. 1 показана N-образная ВАХ аналога негатрона и ВАХ сопротивления нагрузки R_n , а на рис. 2 — способ включения дефензора для случая, когда через нагрузку течет постоянный ток. Сопротивление R_n должно быть таким, чтобы его ВАХ пересекала ВАХ аналога негатрона в точке *a*, расположенной на участке *OA*, и в точке *б*, расположенной на

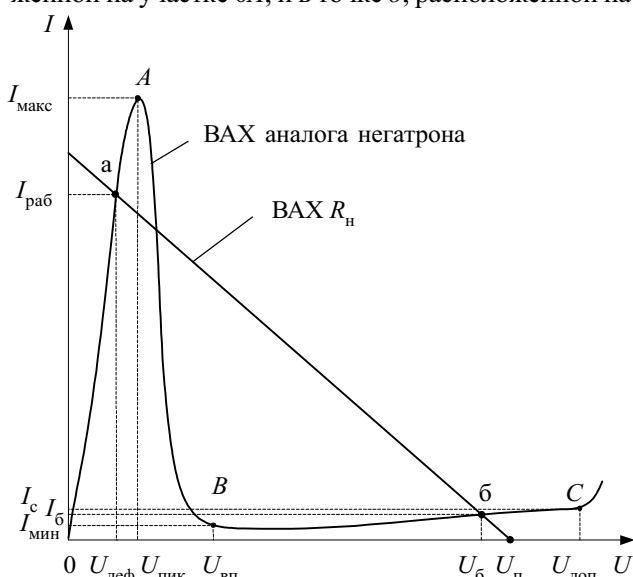


Рис. 1

участке *BC*. При закорачивании нагрузки рабочая точка перескакивает из точки *a* с большим током в точку *б* с малым током. В этом суть работы дефензора.

По конкретной ВАХ аналога негатрона можно определить диапазон изменения напряжения питания и рабочие токи, а также минимально и максимально возможные значения сопротивления нагрузки при заданном напряжении питания. До срабатывания дефензора напряжение на нем меньше $U_{пик}$, величина $U_{вп}$ ограничивает напряжение питания снизу. Чем ниже $U_{вп}$ и больше $U_{доп}$, тем больше диапазон изменения напряжения питания.

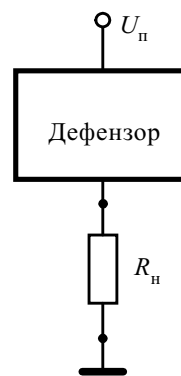


Рис. 2

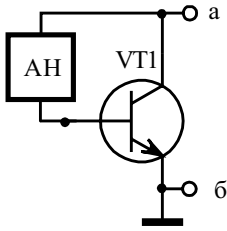


Рис. 3

К ВАХ аналога негатрона, используемого в качестве дефензора, предъявляются специфические требования:

- максимальными должны быть коэффициент уменьшения тока при закорачивании нагрузки, $K=I_{раб}/I_б$, напряжение $U_{доп}$;
- минимальными должны быть напряжения $U_{пик}$, $U_{вп}$, токи $I_{мин}$, $I_с$, время переключения дефензора $t_{пер}$.

Большинство лабораторных источников питания, не имеющих элементов защиты от последствий закорачивания нагрузки, имеют рабочие токи 0,5...2 А, напряжение питания — 5...30 В (мощность до 60 Вт), т. е. это достаточно мощные устройства. Есть потребность в дефензорах на токи до 10 А и напряжения — до 400 В.

Мощные аналоги негатронов могут быть получены следующими путями:

- использованием мощных транзисторов в известных схемах;
- включением маломощного аналога негатрона (АН) или его основного транзистора в цепь базы мощного биполярного транзистора VT1 непосредственно (рис. 3) или через токовый отражатель (рис. 4).

При использовании биполярных транзисторов в аналогах негатронов N-образная ВАХ может быть получена за счет уменьшения тока базы основного транзистора при увеличении напряжения или за счет ответвления тока базы в дополнительную цепь. Схемы аналогов негатронов с уменьшением тока базы основного транзистора VT1 за счет запираания полевых транзисторов с ростом напряжения $U_{аб}$ показаны на рис. 5. В схеме рис. 5, а с увеличением напряжения $U_{аб}$ увеличивается падение напряжения на резисторе R1, запирается полевой транзистор VT2 и за счет этого уменьшается ток базы транзистора VT1. ВАХ можно деформировать выбором номиналов резисторов R1 и R2. В схеме рис. 5, б в цепь базы основного транзистора VT1 включен λ -диод, состоящий из двух ком-

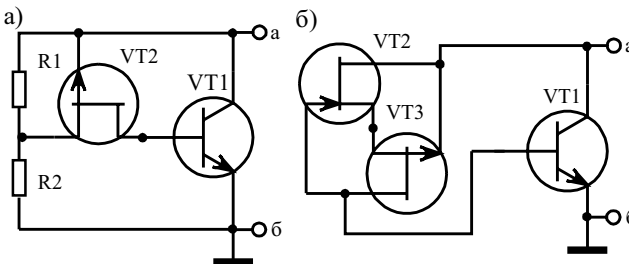


Рис. 5

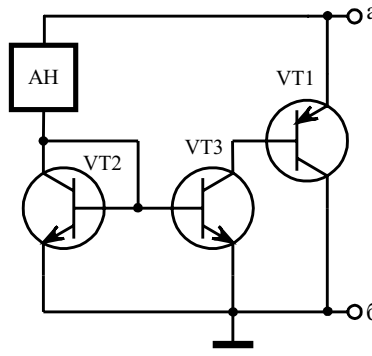


Рис. 4

плементарных транзисторов VT2 и VT3. Здесь отсутствуют элементы, позволяющие деформировать ВАХ аналога негатрона.

Схемы аналогов негатронов с ответвлением тока базы основного транзистора VT1 в дополнительную цепь показаны на рис. 6. В схеме рис. 6, а дополнительная цепь — это транзистор VT2 с соответствующими резисторами. При определенном напряжении $U_{аб}$ ток, протекающий через резистор R1 в базу транзистора VT1, начинает ответвляться в транзистор VT2. Желательно, чтобы транзистор VT2 работал в ключевом режиме, тогда будет наблюдаться резкий спад тока на участке AB ВАХ аналога негатрона. В схеме рис. 6, б используется токовый отражатель на транзисторах VT3 и VT4. Источник тока на полевом транзисторе VT2 питает цепь базы основного транзистора VT1. С ростом $U_{аб}$ при определенной его величине ток базы основного транзистора VT1 начинает уменьшаться из-за ответвления части тока источника тока в цепь транзистора VT3. Здесь также желательно, чтобы транзисторы VT3 и VT4 работали в ключевом режиме.

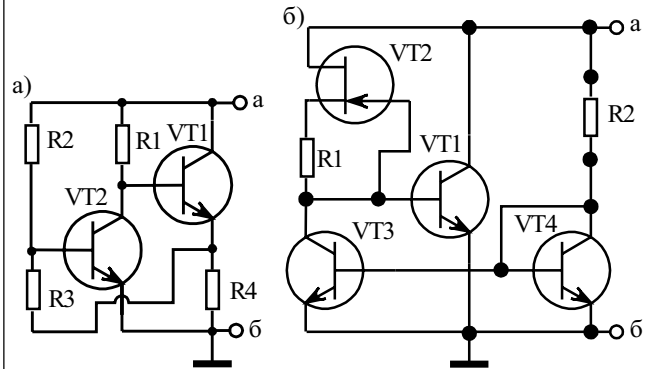


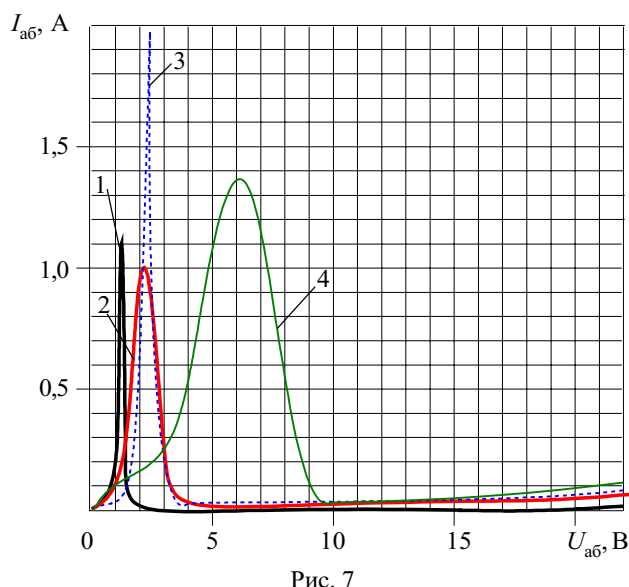
Рис. 6

Свойства приведенных на рис. 5 и 6 аналогов негатронов и формулы для эквивалентного отрицательного дифференциального сопротивления при работе упомянутых выше транзисторов VT2 (рис. 6, а) и VT3, VT4 (рис. 6, б) в линейном режиме приведены в [3, с. 53, 57, 62, 162]. При работе этих транзисторов в ключевом режиме отрицательное сопротивление на участке AB получается меньшим, чем рассчитанное.

Ниже приводятся результаты натурных экспериментов с использованием маломощных и мощных транзисторов. Приводятся такие ВАХ аналогов негатронов, которые в определенной мере удовлетворяют сформулированным требованиям.

На рис. 7 (кривая 1) приведена ВАХ мощного аналога негатрона, реализованного по схеме рис. 6, б с использованием в качестве основного транзистора VT1 — КТ829, VT3, VT4 — КТ315, R1=8,2 кОм, R2=2 кОм, полевой транзистор VT2 отсутствует, на резистор R1 подано управляющее напряжение $U_y=3$ В. Здесь $U_{пик}=1$ В, мала величина $I_{мин}$ (единицы мА).

Если в схеме рис. 6, б все биполярные транзисторы — КТ3102, полевой транзистор — КП303В, R1=10 кОм, R2=39 кОм, то после включения этого аналога негатрона в цепь базы мощного транзистора КТ802 (рис. 3) получим ВАХ, показанную кривой 2 рис. 7, а после включения его по схеме рис. 4

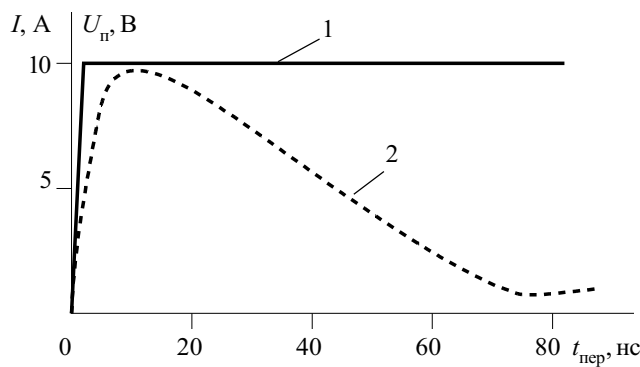


с использованием мощного транзистора КТ818Г получим ВАХ, показанную кривой 3 рис. 7. Как видно, в этом случае $I_{мин}$ большой (40 мА).

При включении маломощного аналога негatronа рис. 5, а (VT1 — КТ315, VT2 — КП103, R1=4,3 кОм, R2=5,1 кОм) по схеме рис. 3 и использовании мощного транзистора КТ819 получим ВАХ, показанную кривой 4 рис. 7. Как видно, здесь $U_{вп}$ высокое (10 В), велико также и $U_{пик}$ (6 В).

Включение λ-диода на транзисторах КП103В и КП303М в цепь базы мощного биполярного транзистора КТ829 (схема рис. 3) позволяет получить ВАХ аналога негatronа с $I_{макс}=3$ А, $U_{пик}=4$ В, $U_{вп}=5$ В, $I_{мин}=0$. Включение λ-диода по схеме рис. 4 (VT2, VT3 — КТ315, VT1 — КТ818) позволяет получить ВАХ с $I_{макс}=0,2$ А, $U_{пик}=2,5$ В, $U_{вп}=7$ В, $I_{мин}=0$.

Использование программы PSPICE позволяет определить время переключения дефензора. На рис. 8 кривая 1 — это осциллограмма скачка напряжения питания, а кривая 2 — это осциллограмма тока через мощный аналог негatronа (использовалась схема рис. 6, а при R4=100 Ом, R1=R3=10 кОм, R2=50 кОм, включенная по схеме рис. 3 с применением мощного транзистора КТ819, Rн=1 Ом). Видно, что время переключения дефензора $t_{пер}=80$ нс. При увеличении сопротивления нагрузки Rн до 100 Ом время переключения увеличивается до 500 нс. Для других схем вре-



мя переключения имеет близкие величины (не превышает 1 мкс), что подтверждает достаточно высокое быстродействие дефензоров на аналогах негatronов.

Если нагрузка питается переменным током (например двигатель), то дефензор включается по схеме, приведенной на рис. 9. Диоды искажают синусоиду незначительно. Емкость C1 должна быть такой, чтобы ее сопротивление на заданной частоте хотя бы на порядок было больше сопротивления нагрузки. Когда нагрузка не закорочена, основной ток течет через дефензор. При закорачивании нагрузки основной ток течет через конденсатор C1.

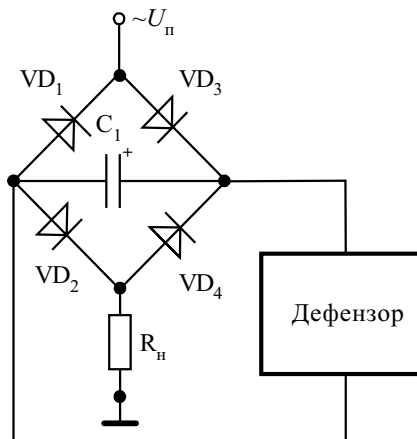


Рис. 9

В эксперименте была использована схема рис. 6, б (R1=220 Ом, R2=2 кОм, VT1 — КТ828, VT2 — КП303В, VT3, VT4 — КТ315). ВАХ аналога негatronа имела вид, показанный на рис. 7 (кривая 3), но с меньшим $I_{мин}$ (при U=6 В $I_{мин}=5$ мА, при U=70 В $I_{мин}=45$ мА). Использовались диоды Д242, емкость C1=10 мкФ, Rн=20 Ом. При переменном напряжении $Uп=47$ В через дефензор протекает постоянный ток 1 А, при закорачивании нагрузки ток через дефензор уменьшается до 35 мА.

Недостатком описанных устройств является то, что после срабатывания дефензора нужно уменьшать напряжение питания до нуля и после устранения закорачивания вновь его устанавливать.

Таким образом, сформулированы требования к ВАХ аналогов негatronов, используемых в дефензорах, показаны пути получения мощных аналогов негatronов с N-образной ВАХ, исследованы возможности деформирования их ВАХ.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Смолянский Р. Е., Смолянский В. А. Кремниевые биполярные тетроды — дефензоры // Электронная техника. Сер. Микроэлектроника.— 2000—2001.— Вып. 1(154)—1(155).— С. 7—15.
2. Серьезнов А. Н., Степанова Л. Н., Гаряинов С. А. и др. Негatronика.— Новосибирск: Наука, 1995.
3. Негоденко О. Н., Румянцев К. Е., Зинченко Л. А., Липко С. И. Схемотехника, моделирование и применение транзисторных устройств с отрицательным сопротивлением.— Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2002.

К. т. н. Г. В. КУЦЕНКО

Украина, г. Киев, НТК "Импульс"
E-mail: ntkiimpuls@ukr.net

Дата поступления в редакцию
20.04 2004 г.

Оппонент к. ф.-м. н. В. Л. ПЕРЕВЕРТАЙЛО
(НИИ микроприборов, г. Киев)

КОНТРОЛЛЕР ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО СИНХРОННОГО ПРИЕМА

Применен нетрадиционный способ сдвига. Устройство позволяет, сохраняя быстродействие, снизить потребляемую мощность, повысить помехоустойчивость, экономит оборудование.

Цифровая микроэлектроника предполагает использование потенциальной системы элементов, при которой такие узлы как регистр и счетчик строятся с использованием двух триггеров на один информационный разряд с двухфазной системой синхронизации. Требование минимизации количества выводов микросхем предполагает использование одной входной шины синхронизации с дальнейшим «расщеплением» фазы уже в самих устройствах, счетчиках и регистрах, что снижает их быстродействие.

Сдвиг информации в регистре по классической схеме с двухфазным управлением осуществляется с помощью «косых» пересылок между основными и вспомогательными триггерами, а время сдвига отсчитывает счетчик тактов. Регистр и счетчик являются составной частью таких устройств как контроллеры внешних устройств (ВУ).

Существует алгоритм сдвига [1], отличный от классического.

Поставим задачу использования указанного алгоритма сдвига в контроллере последовательного синхронного приема с количественной и качественной оценкой полученных результатов.

Работа микроЭВМ с внешними устройствами осуществляется через контроллер ВУ. Способы структурной и функциональной организации контроллеров ВУ разнообразны и определяются форматами данных, режимами работы ВУ и типом системного интерфейса микроЭВМ. Будем рассматривать связь ЭВМ с ВУ по стационарному каналу передачи данных последовательным кодом. Рассмотрим синхронный последовательный интерфейс.

Простой такой контроллер (последовательный интерфейс) представлен на **рис. 1** [2, с. 180—181]. Буферный регистр контроллера А1 предназначен для временного хранения байта данных, поступившего из сдвигового регистра.

Не останавливаясь подробно на работе контроллера с ЭВМ по системному интерфейсу, отметим, что при наличии единицы в одноразрядном адресуемом

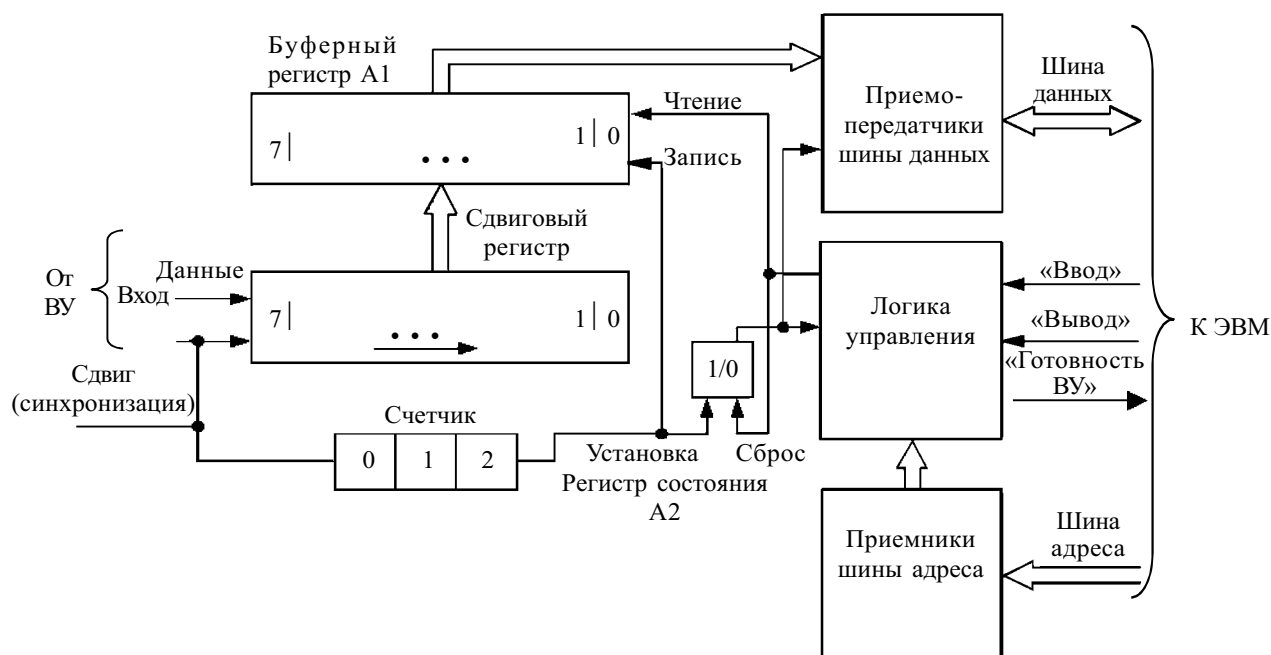


Рис. 1. Контроллер последовательного синхронного приема

регистре состояния контроллера А2 происходит прием очередного байта сдвига в буферный регистр. Чтение байта данных в системный интерфейс из буферного регистра происходит по командам микроЭВМ. Единица в регистре состояния контроллера А2 указывает на готовность контроллера передать очередной байт данных в системный интерфейс.

Данные, поступающие из линии связи в последовательном коде, преобразуются в параллельный код с помощью сдвигового регистра и трехразрядного двоичного счетчика тактовых импульсов. По линии «Данные» входной байт поступает на вход сдвигового регистра и по входу «синхронизация» импульсы синхронизации поступают на вход сдвигового регистра, а для счета — на вход счетчика. По каждому сдвиговому импульсу происходит сдвиг входной информации на один разряд; при этом увеличивается содержимое счетчика на единицу. При достижении счетчиком числа 7 (т. е. принято 8 разрядов) формируется управляющий сигнал «Запись». Принятый байт переписывается в регистр А1. Этот сигнал устанавливает в «1» регистр состояния А2. За время приема в сдвиговый регистр следующего байта информации из буферного регистра должна быть передана в ЭВМ по шине данных системного интерфейса. При передаче обнуляется регистр состояния контроллера, что свидетельствует о приеме по линии связи очередного байта информации.

При обмене устройств последовательным кодом одним из требований, которые предъявляются к ним, является быстроедействие.

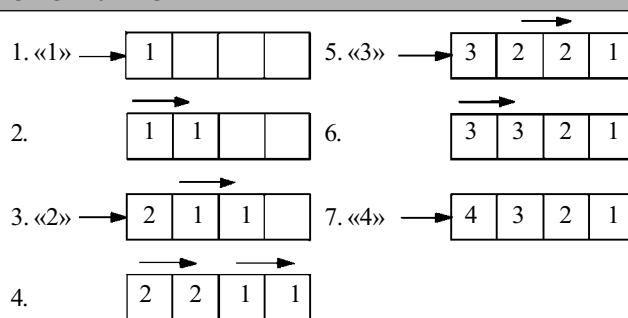


Рис. 2. Алгоритм сдвига

Рассмотрим предложенный алгоритм, который приведен на рис. 2. Приведенный алгоритм позволяет принять 4-разрядное число за 7 тактов, т. е. как и в случае классического сдвига. Для реализации приема информации по приведенному алгоритму используется приемный регистр с применением одного триггера на один разряд регистра, а для реализации сдвиговых импульсов используется регистр управления. Кроме реализации сдвига, регистр управления позволяет реализовать дополнительно отсчет времени, необходимого для сдвига. На рис. 3, 4 показаны временные диаграммы работы предлагаемого устройства, а на рис. 5 — схемная его реализация [1].

Устройство содержит информационный регистр 1 приема входной информации и регистр управления 2. В регистры входят триггеры 3 с вентилями записи единицы 4 и вентилями записи нуля 5, триггер управления 6, дополнительный триггер 7, шины тактовых импульсов Т1, Т2 8 и 9, входные шины парафазного

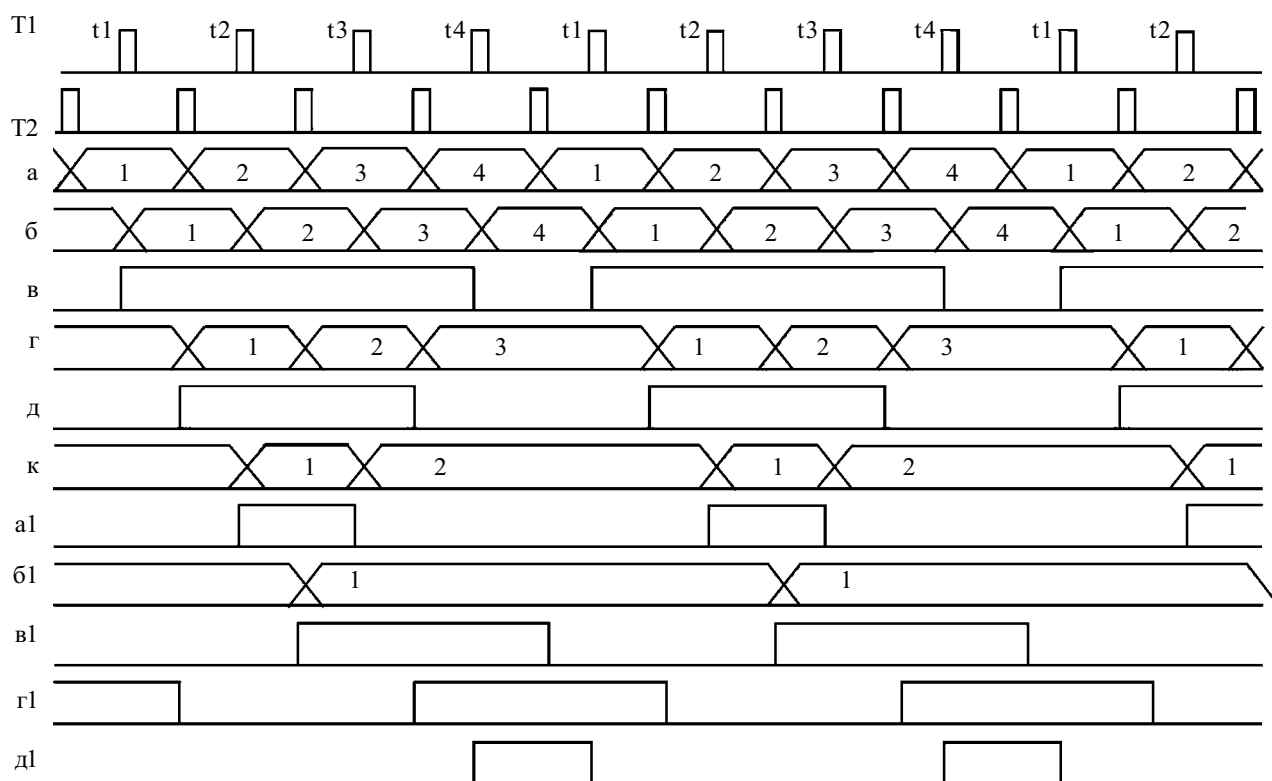


Рис. 3. Временная диаграмма работы устройства

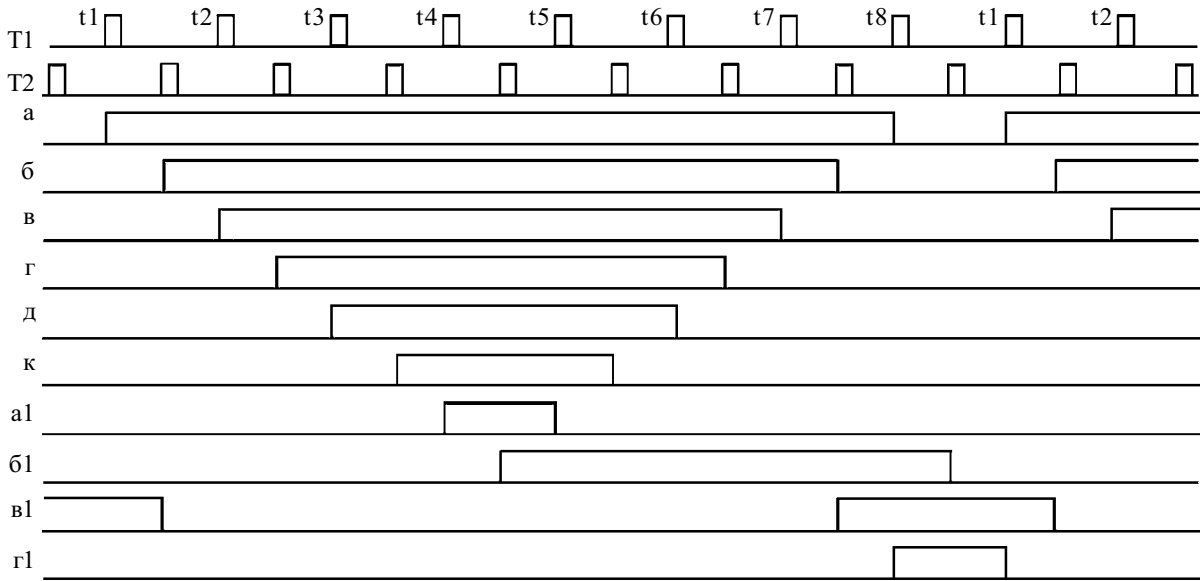


Рис. 4. Временная диаграмма работы 8-разрядного регистра управления

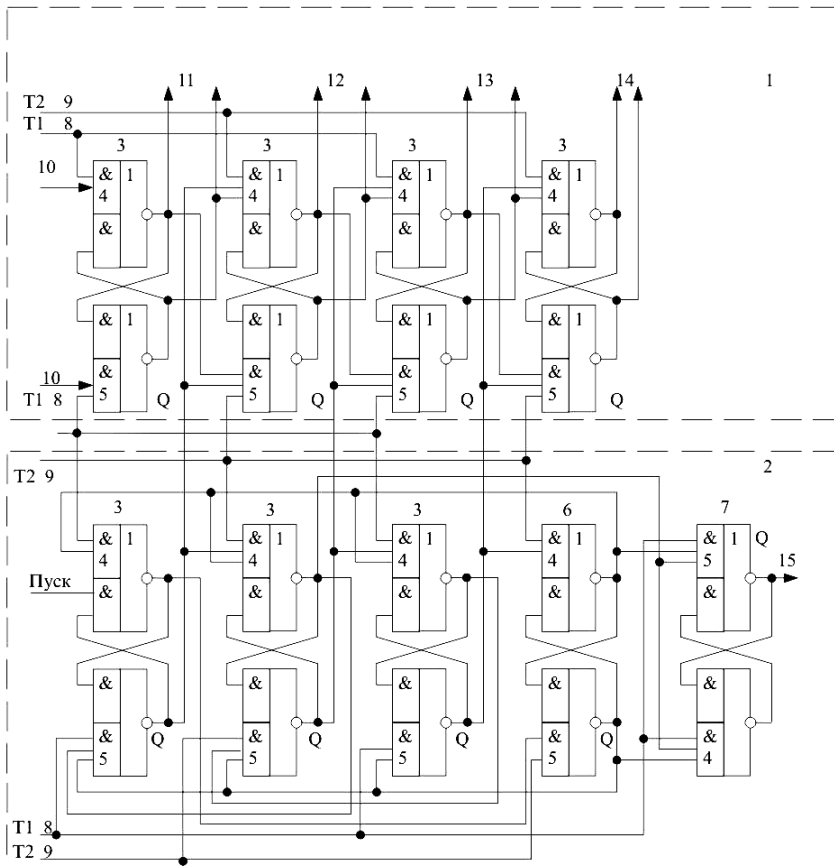


Рис. 5. Регистр сдвига

кода 10, выходные шины парафазного кода 11, 12, 13, 14, выход 15 дополнительного триггера 7.

На рис. 2 приведены этапы 1—7 приема входного четырехразрядного кода (1, 2, 3, 4 — разряды) информационным регистром 1.

На рис. 3 приведены временные диаграммы работы регистра управления:

а — входной последовательный код;

t1, t2, t3, t4 — временные моменты приема кода информационным регистром 1;

б — код, принятый первым информационным триггером;

в — выходные сигналы первого триггера регистра управления;

г — код, принятый вторым информационным триггером;

д — выходные сигналы второго триггера регистра управления;

к — код, принятый третьим информационным триггером;

а1 — выходной сигнал третьего триггера регистра управления;

б1 — код, принятый четвертым информационным триггером;

в1 — выходные сигналы триггера управления;

г1 — выходные сигналы нулевого выхода второго триггера регистра управления;

д1 — выходной сигнал 15 дополнительного триггера.

На рис. 4 показаны временные диаграммы работы регистра управления для случая принятия устройством 8-разрядного кода:

а, б, в, г, д, к, а1 — выходные сигналы триггеров 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7 разрядов регистра управления;

б1 — выходной сигнал триггера управления;

в1 — выходной сигнал нулевого выхода второго триггера регистра управления;

г1 — выходной сигнал дополнительного триггера.

В схеме устройства использованы элементы положительной логики; считаем, что триггер 3 находится в состоянии единицы, если на выходе Q — высокий потенциал.

Устройство работает по приведенному на рис. 2 алгоритму. Входной сигнал парафазным кодом по шинам 10 принимается первым разрядом информационного регистра 1 вентилями 4 и 5 в такты T1, момент времени t1. В такт T2 информация из первого триггера переписывается во второй триггер, в следующий такт T1 информация принимается первым триггером, а из второго триггера переписывается в третий, следующим тактом T2 информация из первого триггера переписывается во второй, а из третьего — в четвертый триггер, далее первый триггер принимает вновь поступившую информацию, информация из второго триггера переписывается в третий; принятая информация четвертым триггером не изменяется. В последний момент t4 входная информация принимается только первым триггером, принятая информацией вторым, третьим и четвертым триггерами не изменяется.

Разрешение и запрет на подачу таких управляющих сигналов осуществляется единичными Q выходами триггеров 3 регистра управления 2, как показано на рис. 3 (диаграммы в, д, а1). Режим работы этих триггеров определяется триггером управления 6 (диаграмма в1 рис. 3), а его циклический режим определен введением связи из нулевого выхода первого триггера на вход вентиля записи нуля в триггер управления 6. Работа дополнительного триггера 7 определяется сигналами на входах вентиля 4 (нулевым выходом второго триггера регистра управления и единичным выходом триггера управления) и сигналами на входе вентиля 5 (нулевым выходом триггера управления и нулевым выходом второго триггера регистра управления). Переключение триггера происходит в моменты следования тактов T1.

На рис. 4 показана временная диаграмма работы регистра управления для случая приема входной информации побайтно в моменты времени $t1 \div t8$. На диаграммах а, б, в, г, д, к, а1 показаны выходы с первого по седьмой триггеров регистра управления; на диаграмме б1 показан выходной сигнал триггера управления, на диаграмме в1 — выходной сигнал нулевого выхода второго триггера. Схема формирования сигнала дополнительного триггера (выходной сигнал на диаграмме г) остается без изменения. Следовательно, быстрдействие регистра управления не зависит от его разрядности. Для построения быстрдействующего счетчика с двухфазным управлением и схемой параллельного переноса необходимо к последующему разряду вести связи с выходов всех предыдущих разрядов, а в силу ограниченности входов логических элементов необходимо делать развязку, снижая тем самым быстрдействие устройства [2].

Считаем, что такты T2 поступают непрерывно, а такты T1 перед работой устройства отсутствуют. Поступающая информация в такты T2 сопровождается через полтакта тактом T1. Принятая информация сигналом дополнительного триггера 7 (рис. 3, диаграмма д1) может быть передана в буферный регистр и принята им в такт T2.

Из временных диаграмм рис. 3 (б, г, к, б1) видно, что при приеме входного кода первый разряд информационного регистра переключается непрерывно с каждым входным разрядом (считаем, что сле-

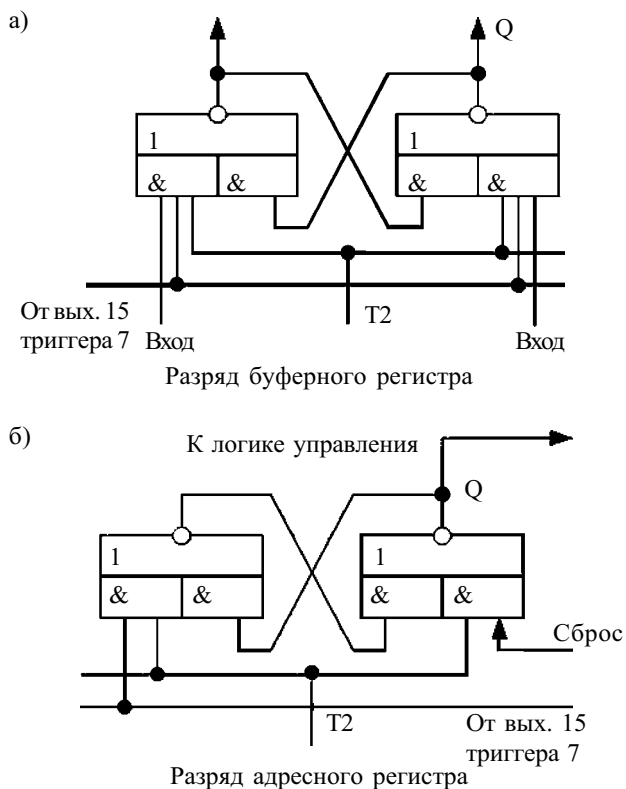


Рис. 6.

дует чередующаяся последовательность нулей и единиц); второй разряд переключается три раза (такты T2), третий — два (такты T1), а четвертый — один (такт T2). На рис. 6, а приведен один разряд буферного регистра контроллера. Принятая информация последовательным информационным регистром переписывается в буферный регистр контроллера сигналом триггера (выход 15) регистра управления в такт T2. Схема адресного регистра A2 приведена на рис. 6, б. Триггер устанавливается в «1» теми же сигналами, что и триггера буферного регистра. Сброс осуществляется устройством управления микропроцессора. Таким образом, произошла замена приемного регистра и счетчика другим приемным регистром (один триггер на один разряд регистра) и регистром управления, что вместе по затратам триггеров равносильно затратам на построение двухтактного регистра. Так как счетчик в таком варианте построения контроллера отсутствует, то получаем экономию в триггерах, необходимых для его реализации.

Совмещенная временная диаграмма импульсов переключения для случая сдвига четырехразрядного числа в варианте классического сдвига и по приведенному алгоритму приведена на рис. 7, где «*» обозначены импульсы переключения триггеров с использованием приведенного алгоритма.

Считаем, что сдвиг идет непрерывно, и следует чередующаяся последовательность нулей и единиц. Общее число переключений при сдвиге n -разрядного числа с использованием классического сдвига

$$S_k = 2n^2. \quad (1)$$

При сдвиге n -разрядного числа, с учетом вывода предыдущей информации и приема новой, каждый

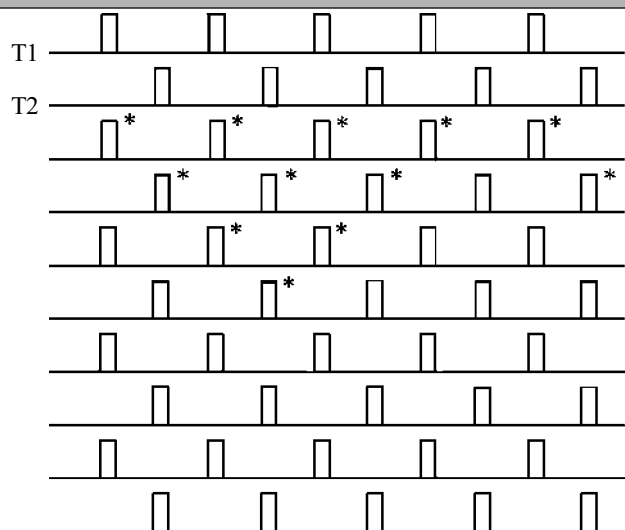


Рис. 7. Совмещенные временные диаграммы двух устройств разряд классического регистра, как основного триггера, так и вспомогательного, переключается n раз.

Общее число переключений при сдвиге с использованием приведенного алгоритма определяется как сумма членов арифметической прогрессии (рис. 7) и равно

$$S_a = \frac{n(3n-1)}{2}. \quad (2)$$

Определим разницу количества переключений.

$$\Delta S_a = S_k - S_a \frac{n(3n-1)}{2}. \quad (3)$$

Относительная оценка разницы количества переключений:

$$\frac{\Delta S}{S_k} = \frac{3}{4} - \frac{1}{4n}, \quad (4)$$

предельное ее значение —

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{\Delta S}{S_k} = \lim_{n \rightarrow \infty} \left(\frac{3}{4} - \frac{1}{4n} \right) = \frac{3}{4}. \quad (5)$$

Следовательно, применение указанного алгоритма уменьшает в пределе общее число переключений на 75%, для 4-разрядного числа — на 68%.

Большинство логических элементов на выходе содержат сложный инвертор. При переключении микросхем мощность достигает заметного значения. Эту

динамическую мощность необходимо учитывать при проектировании микросхем, выбирая между разрядностью регистра и предельной частотой его работы [3, с. 288].

Динамическая мощность определяется как [4]

$$P_d = \frac{1}{Q t_{\phi}} \int_0^{t_{\phi}} I_c U_{\text{ин}} dt \cong \frac{K}{2Q} \cong K t_{\phi} f, \quad (6)$$

где Q — скважность фронтов сигнала, $Q = T/t_{\phi}$;

T — период следования сигналов;

t_{ϕ} — длительность фронта;

I_c — емкостный ток;

$V_{\text{ин}}$ — напряжение источника питания;

K — обобщенный параметр инвертора;

f — частота следования.

Следовательно, динамическая мощность линейно растет с частотой и длительностью фронтов.

Уменьшение числа переключений в каждый момент времени (рис. 7) уменьшает броски тока по цепям питания, увеличивая помехоустойчивость устройства.

Выводы

Использование приведенного алгоритма при проектировании контроллеров последовательного синхронного приема дает следующие преимущества:

- сохраняется быстродействие приемного регистра;
- сохраняется быстродействие регистра управления (счетчика) и не зависит от его разрядности;
- экономится оборудование;
- снижается потребляемая мощность;
- повышается помехоустойчивость.

К недостаткам следует отнести необходимость применения дополнительной цепи синхронизации.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. А. с. 337825 СССР. Параллельно-последовательный сдвигающий регистр / В. П. Тесленко-Пономаренко. — 1972. — Б. И. № 15.
2. Майоров С. А., Кириллов В. В., Приблуда А. А. Введение в микроЭВМ. — Л.: Машиностроение, 1988.
3. Агаханян Т. М. Интегральные микросхемы. — М.: Энергоатомиздат, 1983.
4. Бубенников А. Н. Возможности улучшения энергетических показателей биполярных логических элементов // Микроэлектроника. — 1990. — Т. 19, вып. 5. — С. 511—512.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ

Мусаев Э. С. Оптоэлектронные устройства на полупроводниковых излучателях. — М.: Радио и связь, 2004. — 240 с.

Подробно рассматриваются различные полупроводниковые излучатели и фотоприемники, их характеристики, принципы построения устройств на их основе. Описаны возможные применения оптоэлектронных устройств в сельском хозяйстве, текстильной промышленности, в спорте и т. д. Особое внимание уделяется использованию оптоэлектронных методов в устройствах передачи информации, генераторах импульсов, устройствах освещения и т. д. Книга содержит обширное справочное приложение.

Для специалистов в области оптоэлектроники и квалифицированных радиолюбителей.



К. т. н. Б. А. ДЕМЬЯНЧУК

Украина, Одесский национальный университет им. И. И. Мечникова
E-mail: boris998877@rambler.ru

Дата поступления в редакцию
13.08 2004 г.

Оппонент к. т. н. Э. Н. ГЛУШЕЧЕНКО
(НПП "Сатурн", г. Киев)

ОСНОВЫ ТЕХНОЛОГИИ СОГЛАСОВАНИЯ ВОЛНОВЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ НА ГРАНИЦЕ РАЗДЕЛА ВОЗДУХА И ФЕРРОМАГНИТНОЙ СРЕДЫ

Соотношения между диэлектрической и магнитной проницаемостями и проводимостями отражают условия для согласования волновых сопротивлений сред на границе их раздела.

Проблема ослабления отраженной волны в технологии защиты информации, в оборонных технологиях, в безэховой исследовательской камере и при решении задач экранирования электронной аппаратуры существует, по-видимому, с момента появления радиоэлектронной промышленности [1—3].

Требования к параметрам согласуемых сред без потерь получены в [1], а требования к параметрам кусочно-однородных сред с потерями, а также методический аппарат расчета ослаблений, изложены в работах [2—4].

Целью данной статьи является получение точных зависимостей между действительными и мнимыми составляющими диэлектрической и магнитной проницаемости среды с потерями для плоской электромагнитной волны с произвольным углом падения на границу раздела «воздух—среда», имеющей перпендикулярную или параллельную поляризацию.

Рассмотрим вначале требования к параметрам среды с электромагнитными потерями, при которых обеспечивается равенство ее волнового сопротивления волновому сопротивлению свободного пространства в случае нормального падения волны.

При падении плоской однородной электромагнитной волны по нормали на границу раздела «воздух—среда» (наиболее неблагоприятный случай при решении задачи значительного ослабления отражений) комплексные амплитуды векторов напряженностей падающей, отраженной и прошедшей волн имеют вид

$$\begin{aligned} \dot{E}_m^0 &= \bar{x}_0 \dot{A} e^{-jKz}; \quad \dot{H}_m^0 = \bar{y}_0 \frac{\dot{A}}{W} e^{-jKz}, \quad (z < 0); \\ \dot{E}_m^- &= \bar{x}_0 \dot{B} e^{jK_0z}; \quad \dot{H}_m^- = -\bar{y}_0 \frac{\dot{B}}{W_0} e^{jK_0z}, \quad (z < 0); \\ \dot{E}_m^+ &= \bar{x}_0 \dot{C} e^{-jK_0z}; \quad \dot{H}_m^+ = \bar{y}_0 \frac{\dot{C}}{W} e^{-jK_0z}, \quad (z > 0), \end{aligned} \quad (1)$$

где K — волновые числа согласуемых сред.

Отражение от границы раздела сред отсутствует, а прохождение волны является полным, если выполняется условие равенства волновых сопротивлений ферромагнитной среды \dot{W} и свободного пространства W_0 .

Для границы раздела «воздух—среда (произвольная) с потерями» это условие имеет вид

$$\sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \sqrt{\frac{|\mu - j\sigma_m/\omega\mu_0|}{|\epsilon - j\sigma_3/\omega\epsilon_0|}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \sqrt{\frac{\mu'}{\epsilon'}}, \quad (2)$$

где $\epsilon_0(\mu_0)$ — диэлектрическая (магнитная) проницаемость вакуума; $\epsilon(\mu)$ — относительная проницаемость среды; $\sigma_3(\sigma_m)$ — электрическая (магнитная) проводимость среды; ω — круговая частота колебаний поля; $\epsilon'(\mu')$ — относительная проницаемость воздуха.

Поскольку для воздуха $\mu'=1$, а $\epsilon'=1,000536$, условие (2) представим в виде

$$\sqrt{\frac{|\mu - j\sigma_m/\omega\mu_0|}{|\epsilon - j\sigma_3/\omega\epsilon_0|}} \cdot \exp\left\{ \frac{j}{2} \left(\arctg \frac{\sigma_m}{\omega\mu_0\mu} - \arctg \frac{\sigma_3}{\omega\epsilon_0\epsilon} \right) \right\} \equiv 1. \quad (3)$$

Из условия (3) следует система уравнений

$$\begin{cases} \arctg \frac{\sigma_m}{\omega\mu_0\mu} = \arctg \frac{\sigma_3}{\omega\epsilon_0\epsilon}; \\ \mu^2 + \frac{\sigma_m^2}{\omega^2\mu_0^2} = \epsilon^2 + \frac{\sigma_3^2}{\omega^2\epsilon_0^2}. \end{cases} \quad (4)$$

Решение системы относительно σ_m/μ_0 и ϵ дает искомые требования к соотношению между параметрами ферромагнитной среды, при которых практически обеспечивается отсутствие отражений. Эти соотношения согласования волновых сопротивлений сред имеют вид

$$\frac{\sigma_m}{\mu_0} = \frac{\sigma_3}{\epsilon_0}, \quad \epsilon = \mu. \quad (5)$$

Определим далее требования к этим параметрам, при которых обеспечивается глубокое ослабление поля в согласованной среде с потерями.

Согласно (1) волна в среде с электромагнитными потерями имеет вид

$$\begin{aligned} \bar{E}^+ &= \bar{x}_0 A e^{-K^*z} \cdot \cos(\omega t - K^*z + \varphi); \\ \bar{H}^+ &= \bar{y}_0 \frac{A}{|\dot{W}|} e^{-K^*z} \cdot \cos(\omega t - K^*z + \varphi - \varphi_W), \end{aligned} \quad (6)$$

где K^* — коэффициент затухания поля в среде с потерями.

Вектор плотности потока энергии в среде с потерями (вектор Пойнтинга) равняется

$$\bar{\Pi}^+ = \bar{z}_0 \frac{A^2}{2|\dot{W}|} e^{-2K''z} \cdot \{\cos[2(\omega t - K'z + \varphi) - \varphi_W] + \cos \varphi_W\}. \quad (7)$$

После усреднения (7) по времени получается:

$$\langle \bar{\Pi}^+ \rangle = \bar{z}_0 \frac{A^2}{2|\dot{W}|} e^{-2K''z} \cdot \cos \varphi_W. \quad (8)$$

Поскольку, согласно (2), для условий (5) аргумент и модуль волнового сопротивления среды с потерями равняются

$$\varphi_W = \arg \left\{ \dot{W} \right\} \frac{1}{2} \left(\arctg \frac{\sigma_M}{\omega \mu_0 \mu} - \arctg \frac{\sigma_\varepsilon}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon} \right) = 0;$$

$$|\dot{W}| = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120 \pi,$$

то в согласованной среде вектор Пойнтинга (8) равняется

$$\langle \bar{\Pi}^+ \rangle = \bar{z}_0 \frac{A^2}{2|\dot{W}|} e^{-2K''z} \cdot \cos \varphi_W = \bar{z}_0 \frac{A^2}{2 \cdot 120 \pi} e^{-2K''z}. \quad (9)$$

Введем с учетом (9) показатель диссипирующего качества среды с потерями (коэффициент прохождения поля в среде) в виде

$$K_{пр(дБ)} = 10 \lg \frac{\langle \Pi^+(z) \rangle}{\langle \Pi^+(0) \rangle} = -2K''z 10 \lg e = -20 \lg e \cdot K''z, \quad (10)$$

где коэффициент затухания равняется

$$K'' = -\text{Im} \left\{ \omega \sqrt{\dot{\varepsilon} \dot{\mu}} \right\} = -\text{Im} \left\{ \omega \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0 \varepsilon \mu} \times \sqrt{(1 - j \text{tg} \Delta_\varepsilon)(1 - j \text{tg} \Delta_\mu)} \right\}; \quad (11)$$

$$\text{tg} \Delta_\varepsilon = \frac{\sigma_\varepsilon}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon}; \quad \text{tg} \Delta_\mu = \frac{\sigma_M}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon}.$$

В результате преобразований (11) получается:

$$K'' = \begin{cases} \omega \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0 \varepsilon \mu} \cdot \sqrt[4]{1 + (\text{tg} \Delta_\varepsilon \cdot \text{tg} \Delta_\mu)^2 + \text{tg}^2 \Delta_\varepsilon^2 + \text{tg}^2 \Delta_\mu^2} \times \\ \times \sqrt{\frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \text{tg}(\Delta_\varepsilon + \Delta_\mu)}} \right]}, \text{ если } \text{tg} \Delta_\varepsilon \cdot \text{tg} \Delta_\mu < 1; \\ \omega \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0 \varepsilon \mu} \cdot \sqrt[4]{1 + (\text{tg} \Delta_\varepsilon \cdot \text{tg} \Delta_\mu)^2 + \text{tg}^2 \Delta_\varepsilon^2 + \text{tg}^2 \Delta_\mu^2} \times \\ \times \sqrt{\frac{1}{2} \left[1 + \frac{1}{\sqrt{1 + \text{tg}(\Delta_\varepsilon + \Delta_\mu)}} \right]}, \text{ если } \text{tg} \Delta_\varepsilon \cdot \text{tg} \Delta_\mu > 1. \end{cases}$$

Для согласованной среды при $\text{tg} \Delta_\varepsilon = \text{tg} \Delta_\mu = \text{tg} \delta$ коэффициент затухания поля в среде имеет вид

$$K'' = \begin{cases} \omega \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0} \cdot \varepsilon \sqrt{\frac{1}{2} (1 + \text{tg}^2 \delta) \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \text{tg}^2 \delta}} \right)}, \text{ если } \text{tg}^2 \delta < 1; \\ \omega \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0} \cdot \varepsilon \sqrt{\frac{1}{2} (1 + \text{tg}^2 \delta) \left(1 + \frac{1}{\sqrt{1 + \text{tg}^2 \delta}} \right)}, \text{ если } \text{tg}^2 \delta \geq 1. \end{cases} \quad (12)$$

Анализируя (10) с учетом (12), замечаем, что для малоотражающей и малопрозрачной среды необходимо, чтобы отношения мнимых частей проницаемостей к вещественным, т. е. значения их тангенсов углов потерь, были близки к единице как по диэлектрической составляющей, так и по магнитной, т. е. это должны быть ферромагнитные материалы с полупроводниковым уровнем удельной проводимости.

Обсудим требования к электромагнитным параметрам среды с потерями при падении волны под углом φ к границе раздела для двух случаев, часто встречающихся на практике.

а) Поляризация перпендикулярная.

Коэффициент отражения волны, падающей на границу раздела сред под углом φ и преломленной с углом ϑ , равен

$$\rho_\perp = \frac{\dot{W} \cdot \cos \varphi - W_0 \cdot \cos \vartheta}{\dot{W} \cdot \cos \varphi + W_0 \cdot \cos \vartheta}; \quad \cos \vartheta = \sqrt{1 - \left(\sqrt{\frac{\varepsilon_0 \mu_0}{\dot{\varepsilon} \dot{\mu}}} \sin \varphi \right)^2}.$$

Условие отсутствия отражений имеет вид

$$\dot{W} \cdot \cos \varphi = W_0 \cdot \sqrt{1 - \left(\sqrt{\frac{\varepsilon_0 \mu_0}{\dot{\varepsilon} \dot{\mu}}} \sin \varphi \right)^2}, \quad (13)$$

где

$$W_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}; \quad \dot{W} = |\dot{W}| \cdot e^{j\varphi_W}; \quad |\dot{W}| = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \sqrt{\frac{|\dot{\mu}|}{|\dot{\varepsilon}|}};$$

$$\varphi_W = (\Delta_M - \Delta) \frac{1}{2}; \quad \Delta_M = \arctg \frac{-\text{Im} \dot{\mu}}{\text{Re} \dot{\mu}}; \quad \Delta = \arctg \frac{-\text{Im} \dot{\varepsilon}}{\text{Re} \dot{\varepsilon}};$$

$$\dot{\mu} = \mu - j \frac{\sigma_M}{\mu_0 \omega}; \quad \dot{\varepsilon} = \varepsilon - j \frac{\sigma_\varepsilon}{\varepsilon_0 \omega}. \quad (14)$$

После преобразований условие (13) упрощается —

$$\frac{|\dot{\mu}|}{|\dot{\varepsilon}|} \cdot e^{j(\Delta_M - \Delta)} \cdot \cos^2 \varphi + \frac{\varepsilon_0 \mu_0}{|\dot{\mu}| |\dot{\varepsilon}|} \cdot \sin^2 \varphi = 1, \quad (15)$$

что равносильно системе условий

$$\begin{cases} \frac{|\dot{\mu}|}{|\dot{\varepsilon}|} \cdot \sin(\Delta_M - \Delta) \cdot \cos^2 \varphi = 0; \\ \frac{|\dot{\mu}|}{|\dot{\varepsilon}|} \cdot \cos(\Delta_M - \Delta) \cdot \cos^2 \varphi + \frac{\varepsilon_0 \mu_0}{|\dot{\mu}| |\dot{\varepsilon}|} \cdot \sin^2 \varphi = 1. \end{cases} \quad (16)$$

Поскольку

$$|\dot{\mu}| = \sqrt{\frac{\sigma_M^2}{\mu_0^2 \omega^2} + \mu^2}; \quad |\dot{\varepsilon}| = \sqrt{\frac{\sigma_\varepsilon^2}{\varepsilon_0^2 \omega^2} + \varepsilon^2}$$

и $\cos \varphi \neq 0$, то из (16), согласно (14), следует система

$$\begin{cases} \frac{\sigma_M}{\mu_0 \mu} = \frac{\sigma_\varepsilon}{\varepsilon_0 \varepsilon}; \\ \left\{ \left(\frac{\sigma_M^2}{\mu_0^2 \omega^2} + \mu^2 \right) \cdot \cos^2 \varphi + \varepsilon_0 \mu_0 \sin^2 \varphi = \right. \\ \left. = \sqrt{\left(\frac{\sigma_M^2}{\mu_0^2 \omega^2} + \mu^2 \right) \left(\frac{\sigma_\varepsilon^2}{\varepsilon_0^2 \omega^2} + \varepsilon^2 \right)}. \right. \end{cases} \quad (17)$$

Решение системы (17) относительно неизвестных ϵ и $\frac{\sigma_3}{\epsilon_0}$ находим в виде

$$\epsilon = \mu \left[\cos^2 \varphi + \frac{\epsilon_0 \mu_0}{\left(\frac{\sigma_M}{\mu_0 \omega} \right)^2 + \mu^2} \cdot \sin^2 \varphi \right]; \quad (18)$$

$$\frac{\sigma_3}{\epsilon_0} = \frac{\sigma_M}{\mu_0} \left[\cos^2 \varphi + \frac{\epsilon_0 \mu_0}{\left(\frac{\sigma_M}{\mu_0 \omega} \right)^2 + \mu^2} \cdot \sin^2 \varphi \right]. \quad (19)$$

Учитывая, что обычно справедливы зависимости

$$\epsilon_0 \mu_0 \lll 1; \quad \mu > 1; \quad \frac{\sigma_M^2}{\mu_0^2 \omega^2} \lll 1, \quad (20)$$

искомые условия отсутствия отражений (полного прохождения) поля на границе раздела сред при падении волны с перпендикулярной поляризацией под произвольным углом φ представляют собой следующие соотношения:

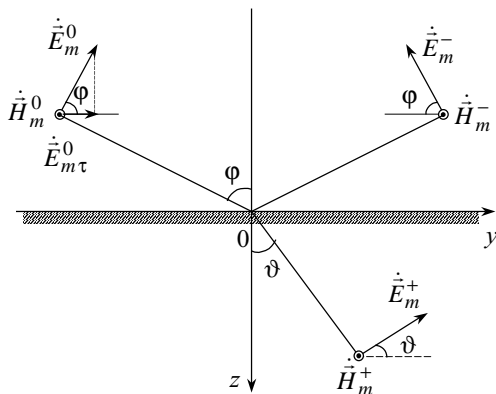
$$\epsilon = \mu \cdot \cos^2 \varphi; \quad \frac{\sigma_3}{\epsilon_0} = \frac{\sigma_M}{\mu_0} \cdot \cos^2 \varphi. \quad (21)$$

Из полученных зависимостей следует, что в произвольном случае полное согласование сред с потерями возможно лишь при применении материалов с пространственной анизотропией, учитывающей как направление прихода волны, так и параметры среды ϵ , μ , σ_3 , σ_M в направлении нормали к границе раздела сред.

б) Поляризация параллельная.

Лучевая схема наклонного падения волны для этого случая показана на рисунке. Импеданс при этом равняется

$$Z_{||}^0 = \frac{\dot{E}_{m\tau}^0}{\dot{H}_{m\tau}^0} = \frac{\dot{E}_m^0 \cdot \cos \varphi}{\dot{H}_m^0} = W_0 \cdot \cos \varphi. \quad (22)$$



Лучевая схема наклонного падения на границу раздела сред электромагнитной волны с параллельной поляризацией

Для падающей, отраженной и прошедшей волн импеданс имеет значения

$$Z_{||}^0 = W_0 \cdot \cos \varphi; \quad Z_{||}^- = -\dot{W} \cdot \cos \varphi; \quad Z_{||}^+ = \dot{W} \cdot \cos \vartheta. \quad (23)$$

Учитываем, что тангенциальные компоненты (на плоскости $z=0$) векторов \vec{E} и \vec{H} остаются непрерывными на границе раздела сред, т. е. накладываем граничные условия

$$\dot{E}_{m\tau}^0 + \dot{E}_{m\tau}^- = \dot{E}_{m\tau}^+; \quad \dot{H}_{m\tau}^0 + \dot{H}_{m\tau}^- = \dot{H}_{m\tau}^+. \quad (24)$$

Поскольку

$$\dot{H}_{m\tau} = \frac{\dot{E}_{m\tau}}{Z_{||}},$$

то разделив (24) на $\dot{E}_{m\tau}^0$ и учитывая определения коэффициентов отражения и прохождения электромагнитной волны через границу раздела сред в виде

$$\rho = \dot{E}_m^-(0)/\dot{E}_m^0(0); \quad \tau = \dot{E}_m^+(0)/\dot{E}_m^0(0),$$

а также учитывая соотношения (23), получим систему:

$$\rho_{||} + \frac{\cos \vartheta}{\cos \varphi} \tau_{||} = 1; \quad \rho_{||} - \frac{W_0}{W} \tau_{||} = -1.$$

Решение системы дает формулы Френеля для рассматриваемого случая:

$$\rho_{||} = -\frac{\dot{W} \cdot \cos \vartheta - W_0 \cdot \cos \varphi}{\dot{W} \cdot \cos \vartheta + W_0 \cdot \cos \varphi}; \quad \tau_{||} = \frac{2\dot{W} \cdot \cos \varphi}{\dot{W} \cdot \cos \vartheta + W_0 \cdot \cos \varphi}. \quad (25)$$

Подобно (13), условие отсутствия отражений (полного прохождения) волны представим равенством

$$\dot{W} \sqrt{1 - \left(\frac{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}{\dot{\epsilon} \dot{\mu}} \cdot \sin \varphi \right)^2} = W_0 \cdot \cos \varphi. \quad (26)$$

Это соответствует комплексному уравнению

$$\frac{|\dot{\epsilon}|}{|\dot{\mu}|} \cdot \cos^2 \varphi \cdot e^{j(\Delta_\epsilon - \Delta_\mu)} + \frac{\sin^2 \varphi}{|\dot{\epsilon}| \cdot |\dot{\mu}|} = 1, \quad (27)$$

что равносильно системе

$$\begin{cases} \frac{|\dot{\epsilon}|}{|\dot{\mu}|} \cdot \cos^2 \varphi \cdot \sin(\Delta_\epsilon - \Delta_\mu) = 0; \\ \frac{|\dot{\epsilon}|}{|\dot{\mu}|} \cdot \cos^2 \varphi \cdot \cos(\Delta_\epsilon - \Delta_\mu) + \frac{\epsilon_0 \mu_0 \sin^2 \varphi}{|\dot{\epsilon}| \cdot |\dot{\mu}|} = 1. \end{cases}$$

После преобразований система упрощается:

$$\begin{cases} \frac{\sigma_3}{\epsilon_0 \epsilon} = \frac{\sigma_M}{\mu_0 \mu}; \\ \left[\frac{\sigma_3^2}{\omega^2 \epsilon^2} + \epsilon^2 \right] \cdot \cos^2 \varphi + \epsilon_0 \mu_0 \sin^2 \varphi = \sqrt{\left[\frac{\sigma_3^2}{\omega^2 \epsilon_0^2} + \epsilon^2 \right] \left[\frac{\sigma_M^2}{\omega^2 \mu_0^2} + \mu^2 \right]}. \end{cases}$$

Решение системы относительно неизвестных μ и $\frac{\sigma_M}{\mu_0}$ имеет вид

$$\mu = \varepsilon \left[\cos^2 \varphi + \frac{\varepsilon_0 \mu_0}{\left(\frac{\sigma_M}{\mu_0 \omega} \right)^2 + \mu^2} \cdot \sin^2 \varphi \right];$$

$$\frac{\sigma_M}{\mu_0} = \frac{\sigma_\varepsilon}{\varepsilon_0} \left[\cos^2 \varphi + \frac{\varepsilon_0 \mu_0}{\left(\frac{\sigma_M}{\mu_0 \omega} \right)^2 + \mu^2} \cdot \sin^2 \varphi \right]. \quad (28)$$

С учетом условий (всегда имеющих место)

$$\varepsilon_0 \mu_0 \ll \ll 1; \varepsilon > 1; \sigma_\varepsilon / \varepsilon_0 \omega \ll 1$$

получаются искомые соотношения:

$$\mu = \varepsilon \cdot \cos^2 \varphi; \quad \frac{\sigma_M}{\mu_0} = \left[\frac{\sigma_\varepsilon}{\varepsilon_0} \right] \cdot \cos^2 \varphi. \quad (29)$$

Эти соотношения показывают, что при параллельной поляризации, т. е. когда тангенциальная составляющая вектора электрической напряженности параллельна оси y , с увеличением угла падения волны на границу раздела для сохранения условий согласования сред относительная диэлектрическая проница-

мость должна быть больше магнитной проницаемости. То же касается и относительных проводимостей.

В целом зависимости (5), (21) и (29) позволяют сделать важный для практики принципиальный вывод о том, что если априори вид поляризации волн, падающих на границу раздела воздушной и ферромагнитной сред, неизвестен, то целесообразно обеспечить равенство соответствующих относительных проницаемостей и относительных проводимостей ферромагнитной среды.

В том случае, когда поляризация волны точно известна, соотношение между параметрами дисперсной среды (диэлектрической и магнитной проницаемостями, а также электрической и магнитной проводимостями) должны реализоваться согласно (21) и (29) с учетом углов падения волны, зависящих от решаемой технологической задачи.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Никольский В. В., Никольская Т. И. Электродинамика и распространение радиоволн.— М.: Наука, 1989.
2. Мицмакер М. Ю., Торгованов В. А. Безэховые камеры СВЧ.— М.: Радио и связь, 1982.
3. Алимин Б. Ф. Техника расчета отражения и рассеяния от поглотителей электромагнитных волн // Зарубежная радиоэлектроника.— 1977.— № 3.— С. 128—151.
4. Демьянчук Б. А. Достаточные условия согласования волновых сопротивлений дисперсных магнитооптических сред с потерями // XIX конференция стран СНГ "Дисперсные системы".— Одесса.— 2000.— С. 53—54.

ВЫСТАВКИ. КОНФЕРЕНЦИИ



POWER
ELECTRONICS

23-25 ноября 2004

МЕЖДУНАРОДНАЯ ВЫСТАВКА И КОНФЕРЕНЦИЯ

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

РОССИЯ, МОСКВА, ИНФОПРОСТРАНСТВО

www.primexpo.ru/power

ОРГАНИЗАТОРЫ:



СООРГАНИЗАТОР:



ОФИЦИАЛЬНАЯ ПОДДЕРЖКА:



Министерство
образования и науки
Российской Федерации

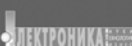
ПРИ УЧАСТИИ:



Федеральный
фонд развития
электронной техники

Тел.: +7 (812) 380 6007/03, Факс: +7 (812) 380 6001, E-mail: electron@primexpo.ru

ИНФОРМАЦИОННАЯ ПОДДЕРЖКА:



К. ф.-м. н. С. В. ПЛАКСИН, к. ф.-м. н. И. И. СОКОЛОВСКИЙ

Дата поступления в редакцию
18.05 2004 г.

Украина, г. Днепропетровск, Институт транспортных систем и технологий
E-mail: svp@westa-inter.com

Оппонент к. т. н. Э. Н. ГЛУШЕЧЕНКО
(НПП "Сатурн", г. Киев)

ИЗМЕРИТЕЛИ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ НА АВТОГЕНЕРАТОРНЫХ ПРИНЦИПАХ ДЛЯ МАГНИТОЛЕВИТИРУЮЩЕГО ТРАНСПОРТА

Представлены концепция и конструкции полупроводниковых измерителей магнитных полей СВЧ-диапазона на основе широкодиапазонного автогенератора с магнитной перестройкой.

При разработке и испытаниях полигонной модели магнитолевитирующих транспортных средств, т. е. транспортных средств, левитирующих и перемещающихся над путевой структурой в результате взаимодействия магнитных полей магнитных катушек самого транспортного средства и путевых катушек [1], возникает задача определения величины магнитных полей в зазоре между путевой структурой и транспортным средством. При этом важно, чтобы датчик магнитного поля был безынерционным, а информацию о величине магнитного поля и его вариациях можно было передавать по радиоканалу. Учитывая, что функционирование магнитолевитирующих транспортных средств сопряжено с возникновением вблизи них значительных по интенсивности помеховых сигналов, необходимо, чтобы сигналы, несущие полезную информацию, были высокоамплитудными и максимально удаленными по частоте от помеховых сигналов, а сами измерители чтобы обладали достаточной энергопрочностью.

Существующие измерители магнитных полей на эффекте Холла (магнитодиоды) обладают тем существенным недостатком, что выходной сигнал имеет низкий уровень и, к тому же, сильно зависит от температуры и уровня помех, что осложняет использование таких измерителей во многих схемах.

Проведенные нами ранее исследования [2, 3] показали, что в значительной мере указанным требованиям могут удовлетворять полупроводниковые автогенераторные измерители магнитных полей сверхвысокочастотного (СВЧ) диапазона.

Задачей настоящего исследования является разработка измерителей магнитных полей на основе полупроводниковых автогенераторов с магнитной перестройкой, удовлетворяющих, по крайней мере, двум условиям: первое — чтобы генерируемый сигнал был линейно связан с величиной магнитного поля; второе — чтобы генерируемая автогенератором выходная мощность была максимальной в диапазоне перестройки в пределах энергетических возможностей активного элемента автогенератора и с минимальной де-

виацией (неравномерностью) выходной мощности в рабочем частотном диапазоне во избежание амплитудно-частотной конверсии, которая могла бы исказить результаты измерений характеристик магнитного поля.

Принципы построения автогенераторного измерителя магнитных полей

Одним из методов перестройки предлагаемого автогенератора могло быть использование сферического резонатора из железо-иттриевого граната (ЖИГ-сферы) в двух ортогональных витках в качестве магнитоуправляемого колебательного контура при условии достижения соответствующего взаимодействия резонатора и диода с междолинным переносом электронов (МЭП-диода), выступающего в роли активного элемента, для осуществления влияния высокочастотного поля на доменную неустойчивость. Предварительные экспериментальные исследования [2] показали, что для реализации контролирующего влияния резонатора на процессы зарождения, роста и исчезновения доменов сильного электрического поля с целью перестройки частоты необходима сильная связь резонатора и МЭП-диода.

При использовании в качестве резонатора сферы ЖИГ это требование означает обеспечение высокой напряженности возбуждающего переменного магнитного поля в объеме ферритового резонатора, причем эта напряженность поля не должна сильно изменяться в диапазоне перестройки генератора. Это означает, что размеры петель связи должны быть порядка размеров сферы. Точные же значения размеров могут быть установлены из анализа схемы на согласование с источником и нагрузкой.

Однако в петле малых размеров, вследствие неоднородности СВЧ магнитного поля, высок уровень паразитных резонансов, и монохроматичности излучения генераторов удалось достичь [2, 3] только за счет значительного увеличения размеров петель связи — соответственно с потерей уровня СВЧ-мощности в нагрузке и потерей широкополосности излучения. Поэтому было решено сначала провести конструирование автогенератора на основании расчетов с позиций получения его максимальной активной выходной мощности, а затем оптимизировать другие характеристики устройства путем настройки.

Анализ радиотехнической цепи, содержащей ЖИГ-сферу в скрещенных петлях и полупроводниковые

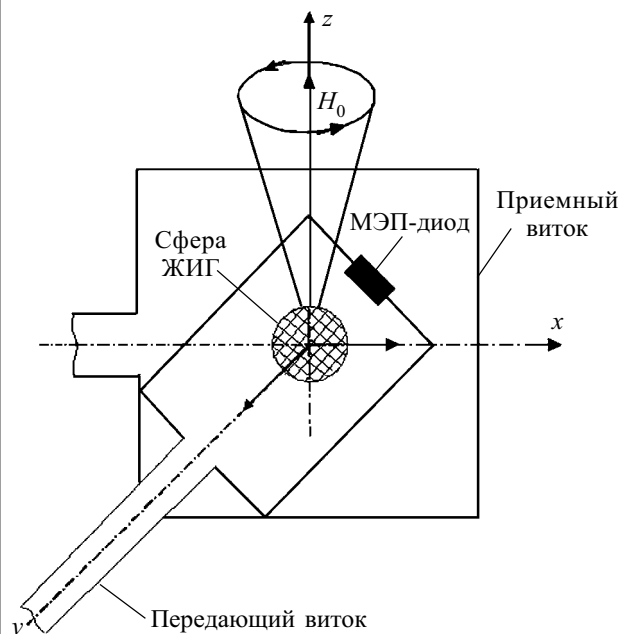


Рис. 1. Общая схема размещения диода Ганна и ЖИГ-сферы в двух ортогональных витках (H_0 — измеряемое магнитное поле)

бескорпусные устройства на эффекте Ганна (рис. 1), был проведен с использованием теории цепей. Для этого схему включения сферы необходимо было представить в виде, который позволяет свести ее расчет к уже разработанному анализу четырехполюсников.

Эквивалентная схема автогенератора

В сантиметровом диапазоне длин волн размеры ферритовой сферы и петель связи значительно меньше длины волны автоколебаний, так что справедливо квазистатическое приближение [4]. Это позволяет отдельно выделить ферритовый резонатор со своими параметрами и отдельно элементы связи — петли, размеры которых следует определить, и представить

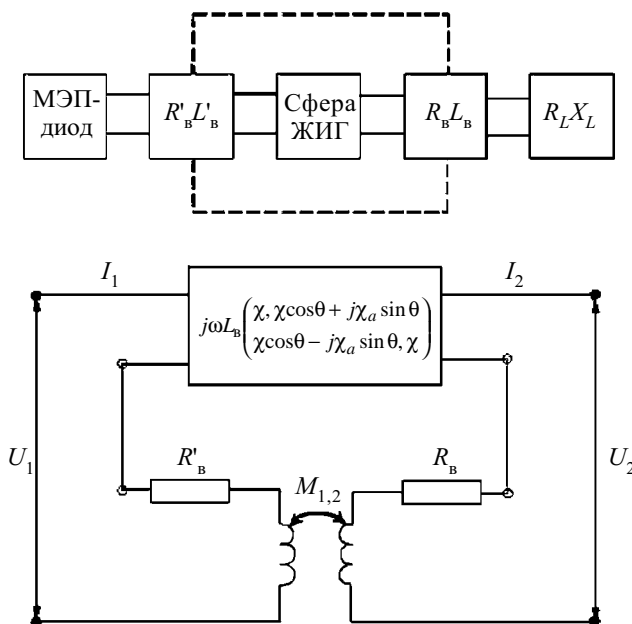


Рис. 2. Эквивалентная схема автогенератора со сферой ЖИГ в скрещенных витках

их на эквивалентной схеме (рис. 2) в виде некоторого четырехполюсника (результата последовательного включения четырехполюсников ферритового резонатора и элементов связи), который включается между генератором и нагрузкой. Для эффективной передачи мощности от МЭП-диода к нагрузке необходима определенная связь между элементами входной и выходной цепей и внутренними элементами четырехполюсника. На рисунке: R'_B, L'_B — сопротивление и индуктивность приемного витка; R_B, L_B — сопротивление и индуктивность передающего витка; R_L, X_L — активное и реактивное сопротивления нагрузки; I_1, U_1 и I_2, U_2 — соответственно входные и выходные значения тока и напряжения; ω — круговая частота; θ — угол между приемным и передающим витками; χ и χ_a — элементы тензора восприимчивости сферы; $M_{1,2}$ — коэффициент взаимной индукции витков.

Из соображений максимального взаимодействия сферы и МЭП-диода в некотором выбранном частотном диапазоне оптимизация передачи в предлагаемой схеме может быть осуществлена при заданных параметрах ферритовой сферы регулировкой индуктивности петель связи, выбором величины питающих напряжений на МЭП-диоде (с целью создания необходимого импеданса в заданном диапазоне частот) и выбором величины нагрузочного сопротивления. При этом следует различать два типа согласования: 1) на максимум выходной активной мощности; 2) на отсутствие отражений от нагрузки и генератора.

Согласование четырехполюсника на максимум активной мощности на выходе требует такой зависимости между конечными сопротивлениями и внутренними параметрами четырехполюсника, при которой уровень активной мощности на выходе системы оказывается максимально возможным по отношению к максимальной мощности генератора.

Из условия сопряженного равенства выходного сопротивления МЭП-диода и входного сопротивления витка, окружающего сферу ЖИГ, являющегося условием отдачи максимальной мощности во внешнюю цепь, можно получить выражение для величины индуктивности витка L_B :

$$L_B = c^2 \frac{C_d R_{oc}^2}{(1 + \omega^2 C_d^2 R_{oc}^2)} - \frac{8\pi}{3} \left(\frac{r_c}{r_B} \right)_{P_{min}} \cdot M_{bc} \chi'$$

где c — электродинамическая постоянная, равная $3 \cdot 10^{10}$ см·с⁻¹, коэффициент, обеспечивающий переход от системы СГСЭ к системе СИ;

C_d — емкость домена в МЭП-диоде;

R_{oc} — величина отрицательного дифференциального сопротивления;

r_c, r_B — размеры сферы и витка, соответственно;

M_{bc} — коэффициент, зависящий от соотношения r_c и r_B , соответствующего минимальным потерям мощности (P_{min}) при передаче, и способа усреднения переменных магнитных полей (в [4] приведены значения для нескольких типов усреднения);

χ' — магнитная восприимчивость ЖИГ-сферы, имеющая сложный характер зависимости от величины магнитного поля и намагниченности насыщения.

Оптимальные значения индуктивности петель связи в некотором выбранном диапазоне частот вычисля-

Характерные электрические параметры петель связи в выбранном диапазоне частот

$\frac{\omega}{2\pi}$, ГГц	2,0	2,2	2,4	2,6	2,8	3,0	3,2	3,4	3,6	3,8	4,0
L_B , нГн	4,87	4,34	3,31	3,5	2,0	2,9	2,81	2,64	2,51	2,5	2,37
L'_B , нГн	4,39	4,21	4,07	3,69	3,21	3,06	3,00	2,84	2,72	2,6	2,53
R_B , Ом	0,194	0,204	0,214	0,225	0,237	0,245	0,253	0,260	0,265	10,27	0,275

лись при следующих предположениях: емкость домена при пороговом напряжении $C_d=1,1$ пФ, величина намагниченности насыщения 1750 Гс, величины постоянных магнитных полей определялись из условия гиромагнитного соотношения $\gamma=2,8$ МГц/Гс. Ориентировочные значения M_{bc} были взяты для случая усреднения переменных полей по объему сферы, отношение размеров сферы и витка $r_c/r_b=0,6$ получено из условия минимальных потерь при передаче [4]. Сопротивление образцов в слабом поле равнялось 20 Ом, длина — 30 мкм. Диаметр ЖИГ-сферы составлял 1,3 мм. Данные расчета приведены в **таблице**.

Установив, таким образом, приближенное значение индуктивности, нетрудно найти значение последовательно соединенного сопротивления петель с учетом скин-эффекта. Полученные на основании значений индуктивности и сопротивления петель величины сопротивления нагрузки и сопротивления генератора включают в себя условия согласования на получение максимальной выходной мощности и максимальной широкополосности.

Теперь можно уточнить значение индуктивности петель с учетом включения во вторичном витке сопротивления нагрузки. Эти значения в таблице представлены как L'_B . Очевидно, что эти значения L'_B можно использовать для получения более точных значений сопротивления нагрузки. Однако проведение столь громоздких вычислений вряд ли оправдано.

Исходя из того, что низкочастотной части диапазона соответствуют более высокие значения мощности при одинаковых смещающих напряжениях и, следовательно, можно пренебречь мерой согласованности в этом диапазоне, значение индуктивности при конструировании выбираем как промежуточное между требуемыми значениями для высокочастотной и для средней части диапазона перестройки. Конечно, столь большой разброс L_B затрудняет сопряжение нагрузки в требуемом интервале частот. Можно было бы использовать дополнительную электрически управляемую емкость (варактор), включенную параллельно с МЭП-диодом, сопряженную с управляющим магнитным полем и обеспечивающую противофазное (по знаку) изменение емкости контура при изменении частоты.

Таким образом, синтез цепи, содержащей сферу ЖИГ в качестве управляемого контура в генераторах, возможен при удобной структуре входящих элементов, позволяющей определить их параметры: МЭП-диода — из специфики воздействия микроволнового поля на электронные процессы, сферы ЖИГ — на основании решения задачи о реакции поля, создаваемого однородной прецессией намагниченности ферритовой сферы, на магнитное поле кругового тора.

Затем с использованием метода классической теории цепей элементы схемы соединяют так, чтобы обеспечить требуемую частотную характеристику. И, наконец, погрешности приближений устанавливаются при настройке, где схема оптимизируется либо в сторону улучшения

широкополосности, либо в сторону повышения энергетических характеристик устройства. Это может быть достигнуто в том числе и регулировкой смещающих напряжений на МЭП-диодах.

Механизмы частотного и амплитудного гистерезиса в перестраиваемых генераторах

Условие получения узкополосного сигнала, а также требование отсутствия сигнала в нагрузке без наличия управляющего магнитного поля обусловили выбор двухпетлевой конструкции, расчет которой проведен выше. Требование широкодиапазонности перестройки генераторов непрерывного режима предполагает использование диодов с длиной, соответствующей средней части диапазона перестройки. Для обеспечения непрерывной перестройки приходится либо заведомо идти на ухудшение энергетических характеристик генерации, либо получить неполный диапазон перестройки. Причем в последнем случае наблюдается неоднозначность в зависимости выходной мощности и частоты генерации от собственной частоты резонатора при изменении направления перестройки — амплитудный и частотный гистерезисы. При этом величина гистерезиса является функцией величины внутреннего сопротивления источника питания и параметров диода и изменяется от диода к диоду.

Кратко проанализируем причины, вызывающие такое поведение генераторов.

Фактически любая схема с использованием сферы ЖИГ — с непосредственным включением нагрузки в виток, содержащий МЭП-диод, или с включением нагрузки во вторичный виток — сводится к схеме двухконтурного генератора, и различие способов включения нагрузки в эквивалентной схеме сказывается лишь на величине вносимого в первый контур полного сопротивления.

Условие возникновения генерации на резонансной частоте ω_1 получаем из условия равенства нулю полного сопротивления эквивалентного контура:

$$\omega_1 L_B - \frac{1}{\omega_1 C_3(\omega_1, U_1, U_B)} + X_{вн}(\omega_1) = 0;$$

$$\bar{r}_3(\omega_1, U_1, U_B) + r_{вн}(\omega_1) + r_{нз}(\omega_1) = 0,$$

где C_3 — приведенная к последовательной схеме емкость домена;

U_B, U_1 — напряжение смещения и амплитуда высокочастотного напряжения, соответственно;

$X_{вн}, r_{вн}$ — внесенное в первый контур реактивное и активное сопротивление, соответственно;

\bar{r}_3 — усредненное отрицательное дифференциальное сопротивление (ОДС) диода;

$r_{нз}$ — эквивалентное сопротивление нагрузки.

Дальнейшее исследование сводится к решению уравнения генерации в двухконтурной схеме. При

$$|\omega_1 - \omega_p| > \frac{\omega_p}{Q_0}$$

(где ω_1 — резонансная частота системы, ω_p , Q_0 — соответственно собственная частота и добротность сферического резонатора) в системе возможно возникновение двух частот — ω_1 и ω_{II} . Графики зависимости ω_1, ω_{II} от собственной частоты сферы (кривые Вина) при фиксированной частоте первичного контура, образованного индуктивностью петли и выводов диодов, емкостью и усредненным отрицательным сопротивлением, показаны на **рис. 3**.

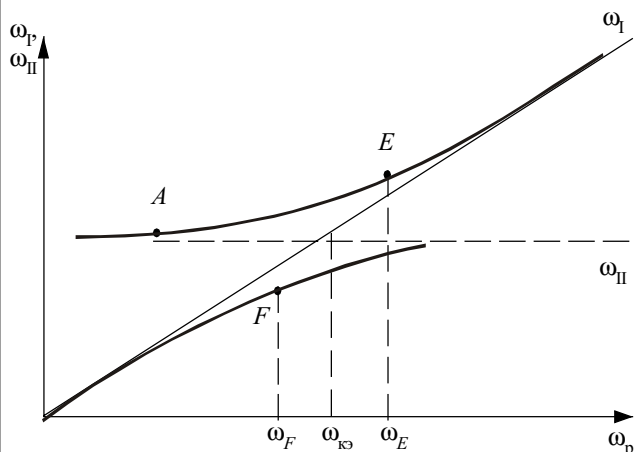


Рис. 3. Зависимость выходных частот генерации от собственной частоты резонатора ($\omega_{кэ}$ — резонансная частота эквивалентного контура, точкам E и F соответствует потеря устойчивости колебаний на частотах ω_1 и ω_{II} при больших нагрузках автогенератора)

Задача состоит в том, чтобы определить, на какой из этих частот в конкретной схеме будут поддерживаться колебания и в какой мере они устойчивы. Для этого можно воспользоваться результатами анализа свободных колебаний двух связанных контуров [5, с. 157—160, 213—215] в пределах, ограниченных следующими условиями. Так как режим работы исследуемой нами системы состоит в том, что характер «вынуждающего» напряжения-сигнала в установившемся режиме должен всецело определяться характером «свободных» колебаний, то включение МЭП-диода не вносит неравноправия в систему до тех пор, пока частотные и энергетические возможности диода не ограничивают развитие колебаний в системе, т. е., по меньшей мере, пока отсутствует эффект частотного насыщения и частотный спектр отрицательного сопротивления не уже диапазона частот, задаваемого системой связанных контуров. В первоначальный момент после запуска генератора (когда амплитуды малы) такие условия выполняются в наибольшей мере.

Как следует из известного из теории колебаний механизма взаимодействия двух колебаний с нелинейным элементом, при воздействии двумя колебаниями с амплитудами E_1 и E_2 на элемент, обладающий ограничительной характеристикой вида типичной ВАХ МЭП-диода, соотношение амплитуд (при условии $E_1 > E_2$) будет изменяться в пользу E_1 как более сильного колебания. В стационарном режиме уста-

новится колебание на одной из частот, если выбрать напряжение смещения так, чтобы рабочая точка находилась вблизи плоской части ВАХ. И такой режим мог бы быть устойчивым. Однако при уменьшении амплитуды колебаний в контуре может произойти потеря контролирующего влияния ВЧ-поля данной частоты на доменную неустойчивость, что скажется в скачкообразном изменении режима — диод будет работать либо на второй частоте связи, либо на пролетной частоте. Такое поведение генератора отражено зависимостью на **рис. 3**.

В целом же концепция использования магнитоуправляемого широкодиапазонного генератора со сферой ЖИГ в качестве управляемого контура выглядит продуктивной.

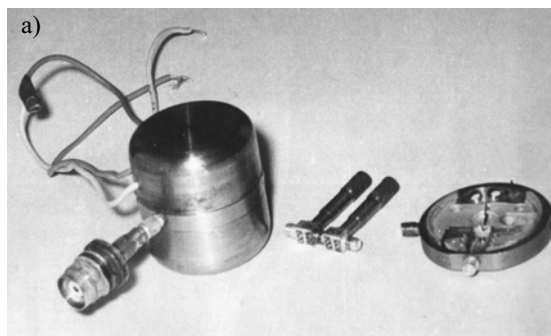


Рис. 4. Лабораторная модель измерителя магнитных полей:
а — общий вид измерителя;
б — элементы конструкции измерителя

нами разработаны конструкции измерителей магнитных полей диапазона $50...200 \text{ кА} \cdot \text{м}^{-1}$ (**рис. 4**), в которых полусферические ферритовые резонаторы размещены в объеме интегральных (планарных) арсенидгаллиевых полупроводниковых устройств. При помощи таких устройств возможно измерение магнитных полей до $350 \text{ кА} \cdot \text{м}^{-1}$ с погрешностью, не превышающей 3% измеряемой величины, что удовлетворительно для электродинамических транспортных средств с магнитной левитацией [1].

График зависимости частоты генерации от величины тока (**рис. 5**), а следовательно, и от напряженности магнитного поля, демонстрирует высокую меру

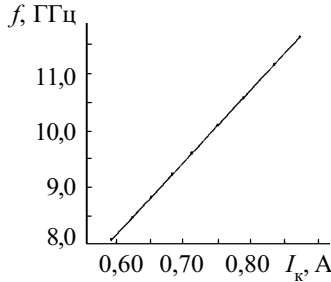


Рис. 5. Зависимость частоты генерации f от тока электромагнита I_k

линейности величины информационного сигнала (в частотном измерении) от напряженности магнитного поля.

Таким образом, датчик, построенный на основе широкодиапазонного автогенератора с использованием сферического ЖИГ-резонатора в двух ортогональных витках, характеризуется достаточно линейной зависимостью частоты информационного СВЧ-сигнала от величины магнитного поля для напряженностей магнитных полей, отличающихся на порядок. Такая конструкция датчика перспективна, поскольку допускает использование сферических резонаторов из планарных ферритов (бариевых гексаферритов), размещаемых непосредственно в объеме интегрального арсенидгаллиевого генератора Ганна [3], при этом измерение напряженности магнитных полей возможно до $350 \text{ кА} \cdot \text{м}^{-1}$ с погрешностью, не превышающей 3% от измеряемой величины.

Дальнейшим шагом в направлении намеченной цели явилась разработка и создание измерителя магнитных полей на базе магнитоуправляемого полупроводникового СВЧ-автогенератора волноводной конструкции [6].

Волноводная конструкция измерителя магнитных полей

При испытаниях полигонной модели магнитолевирующего транспортного средства с автогенераторными измерителями магнитных полей выявилось, однако, что девиация магнитных полей в транспортных системах с электродинамическим подвешиванием существенно ниже установленного заранее интервала магнитных полей. В связи со сложностью конструктивного и технологического исполнения указанных измерителей, обусловленной, в частности, необходимостью модернизации серийных корпусных диодов Ганна, возникает задача упрощения и удешевления измерителей, но с сохранением упомянутых ранее преимуществ автогенераторных измерителей магнитных полей.

Был разработан и в лабораторных условиях испытан измеритель магнитных полей на базе магнитоуправляемого полупроводникового СВЧ-автогенератора волноводной конструкции при размещении магниточувствительного элемента резонансной цепи (ферритовой пластинки) автогенератора в объеме волноводного призматического резонатора. В такой конструкции измерителя отпадает необходимость декорпусирования генераторных диодов, упрощается настройка устройства. Важным обстоятельством при этом остается определение условий, при которых обеспечиваются линейность перестроечной характеристики и — при необходимости — возможность изменения крутизны передаточной характеристики измерителя.

В [7] представлены соотношения для определения относительного изменения резонансной частоты f волноводного призматического резонатора за счет намагничивания ферритовой пластинки, расположенной на боковой стенке прямоугольного резонатора —

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{f - f_0}{f} = -\frac{c}{a} \frac{l}{(l^2 + m^2 a^2)} (\mu_{\perp} - 1) = -\frac{2d}{\lambda_0} \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{кр}}} \right)^3 (\mu_{\perp} - 1)$$

и у торца —

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{d \cdot m^2 a^2}{(l^2 + m^2 a^2) \cdot a} (\mu_{\perp} - 1) = -\frac{2d}{m \lambda_0} \left[1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{кр}}} \right)^2 \right]^{3/2} (\mu_{\perp} - 1).$$

Здесь c — электродинамическая постоянная, равная $3 \cdot 10^{10} \text{ см} \cdot \text{с}^{-1}$;

a, l — ширина и длина резонатора, соответственно;

m — число полуволн вдоль длины резонатора;

$\mu_{\perp} = \mu - (\mu_0^2 / \mu)$;

μ_0, μ, μ_z — компоненты тензора магнитной проницаемости феррита

$$\|\mu\| = \begin{vmatrix} \mu & i\mu & 0 \\ i\mu & \mu & 0 \\ 0 & 0 & \mu_z \end{vmatrix};$$

i — мнимая единица;

d — толщина ферритовой пластины;

λ_0 — длина волны в свободном пространстве, соответствующая резонансу в пустом резонаторе на частоте f_0 ;

$\lambda_{\text{кр}} = 2a$ — критическая длина основной волны волновода одинаковых с резонатором поперечных размеров.

Следует заметить, что оба выражения получены в приближении метода возмущений (намагничивание вдоль оси, перпендикулярной широкой стенке волновода).

Из приведенных уравнений следует, что действие феррита на резонатор можно трактовать как уменьшение размеров широкой стенки резонатора в случае торцевого включения ферритовой пластинки. Действительно, при возрастании магнитного поля эффективная магнитная проницаемость μ_{\perp} феррита уменьшается и при некотором значении поля обращается в нуль, что оказывает на частоту резонанса такое же действие, как если бы металлическая стенка была придвинута к внутреннему краю феррита.

Данные соотношения относятся к полюсу резонатора. Наличие в резонаторе корпусного генераторного диода (диода Ганна) существенно усложняет картину распределения полей и токов в резонаторе, и поэтому зависимость частоты генерации от изменения параметров феррита может отличаться от зависимости, задаваемой вышеприведенными уравнениями. Вместе с тем соответствующим выбором элементов крепления диодов Ганна [8], а также элементов подстройки в цепи питания диодов, роль реактивных параметров диодов можно свести к минимуму.

В данной работе использовались диоды Ганна типа 3А723 Б, резонатор был выполнен на отрезке прямоугольного волновода сечением $23 \times 10 \text{ мм}$. Включение диода Ганна в резонаторе осуществлялось так, что один конец диода с помощью узла крепления был гальванически связан с нижней широкой стенкой резонатора, а второй через блокировочную емкость (фильтр нижних частот) связывался с источником питания. Блокировочная емкость устанавливалась в подвижном поршне на коаксиальной линии аналогично [9], так что его регулировкой удавалось скомпенсировать реактивные параметры корпусного диода Ганна и снизить, тем самым, частотную зависимость генерируемой диодом Ганна выходной мощности. Нагруженную добротность колебательной системы, определяющую скорость перестройки частоты при

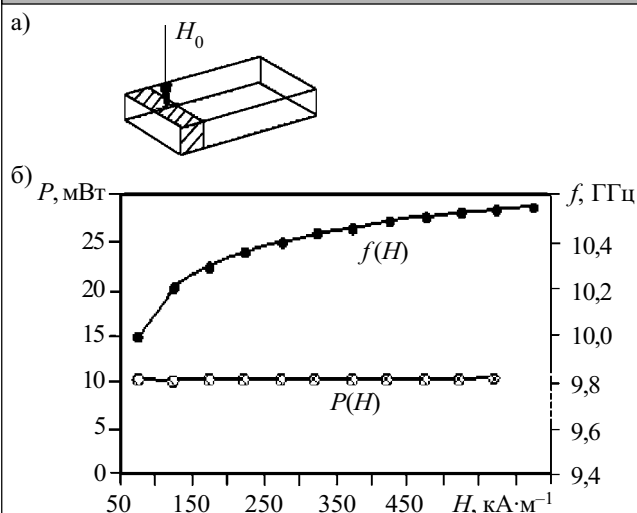


Рис. 6. Характеристики измерителя при торцевом включении магнитоуправляемого элемента

изменениях воздействующего на феррит магнитного поля, можно было изменять регулировкой индуктивной диафрагмы, устанавливаемой на излучательном конце резонатора, аналогично [9].

Пластика феррита марки 40СЧ толщиной 4,9 мм с намагниченностью насыщения 0,085 Тл, действительной и мнимой частью относительной магнитной восприимчивости $\mu' = 1,0$, $\mu'' = 0,011$, действительной и мнимой частью электрической проницаемости $\epsilon' \approx 10$, $\epsilon'' \approx 5 \cdot 10^{-2}$ (на частоте 10 ГГц) устанавливалась на торцевой стенке резонатора (рис. 6, а), магнитное поле электромагнита, запитываемого от регулируемого источника постоянного тока, прикладывалось перпендикулярно широким стенкам резонатора.

На рис. 6, б представлены одна из типичных зависимостей частоты выходного сигнала от напряженности магнитного поля H вместе с зависимостью генерируемой мощности P (информационного сигнала) от напряженности магнитного поля. Величину информационного сигнала можно было увеличить, снижая толщину ферритовой пластинки, а диапазон генерируемых частот можно было регулировать посредством подвижного короткозамыкающего поршня с высокой фиксирующей способностью [10] без снижения виброустойчивости самого измерительного устройства.

Как видно из рис. 6, б, изменения мощности в исследуемом диапазоне магнитных полей незначительны, следовательно, явления амплитудно-частотной конверсии и вызванные этим погрешности в определении напряженности магнитного поля исключаются. Наблюдаемая незначительная неравномерность выходного сигнала f скорее всего обусловлена невысокой внешней добротностью колебательной системы. Этим обстоятельством можно, по-видимому, объяснить и отсутствие заметного уменьшения мощности выходного сигнала в области полей, соответствующих ферромагнитному резонансу. В диапазоне полей до $160 \text{ kA}\cdot\text{m}^{-1}$ крутизна перестройки составляет $12,5 \text{ МГц}/\text{kA}\cdot\text{m}^{-1}$ и соответствует вышеприведенной аналитической зависимости. Варьированием тол-

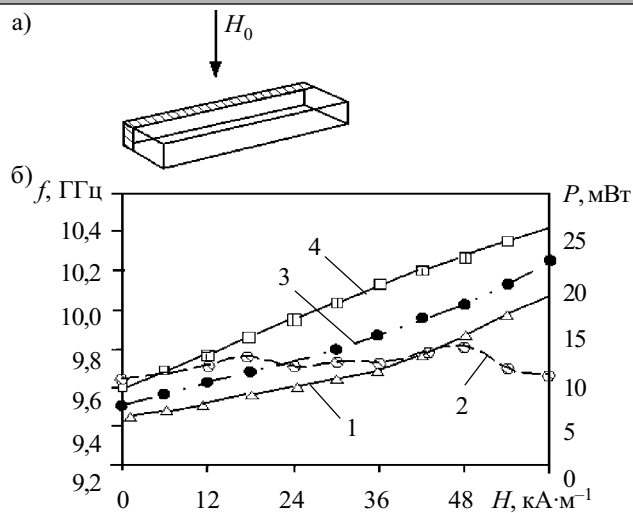


Рис. 7. Характеристики измерителя при размещении магнитоуправляемого элемента на боковой стенке призматического волноводного резонатора

щины ферритовой пластинки и длины резонатора удавалось обеспечить и более значительный линейный участок на кривой зависимости частоты выходного сигнала от напряженности магнитного поля.

Перестроечная характеристика автогенератора, в котором ферритовый вкладыш (также из феррита 40СЧ толщиной 4,9 мм) размещался на боковой стенке резонатора (рис. 7, а), работающего на волне H_{102} , с сечением волновода 23×10 мм, приведена на рис. 7, б, кривая 1. Здесь же кривой 2 представлено изменение выходной мощности СВЧ-сигнала в диапазоне магнитных полей от 0 до $60 \text{ kA}\cdot\text{m}^{-1}$.

Из выражения для относительной перестройки резонатора следует резкая зависимость диапазона перестройки от величины критической длины волны ($\lambda_{кр}$), т. е. от размера широкой стенки резонатора a при тех же значениях частот СВЧ-сигнала: чем меньше $\lambda_{кр}$, тем шире будет диапазон перестройки. Указанная зависимость подтвердилась экспериментально при использовании волноводных резонаторов с различными поперечными размерами в качестве колебательной системы автогенератора.

На рис. 7, б кривыми 3 и 4 представлены перестроечные характеристики автогенераторов, волноводные резонаторы которых имели сечения $21,2 \times 10$ мм ($\lambda_0/\lambda_{кр} = 0,722$) и $19,1 \times 10$ мм ($\lambda_0/\lambda_{кр} = 0,8$), соответственно. Резонаторы с уменьшенными поперечными сечениями изготавливались на основе отрезков прямоугольного волновода сечением 23×10 мм, в которых на узких стенках припаивались металлические пластинки толщиной 0,9 и 1,15 мм, соответственно. Зависимость уровня выходного сигнала в диапазоне изменения напряженности магнитного поля была аналогичной соответствующей зависимости для резонатора с поперечными размерами 23×10 мм (рис. 7, б, кривая 1) и характеризовалась незначительной неравномерностью (менее 1,7 дБ).

Ход кривой 3 на рис. 7, б хорошо совпадает с теоретической зависимостью. Зависимость девиации частоты от магнитного поля для резонатора с поперечным сечением $19,1 \times 10$ мм (кривая 4) несколько

иная, что может быть вызвано близостью ферритового вкладыша к генераторному диоду, где высокочастотное магнитное поле весьма неоднородно, значительны высшие составляющие. Независимо от причин, обуславливающих указанное различие, можно сделать вывод, что в автогенераторах с уменьшенным сечением волноводных резонаторов зависимость частоты СВЧ-излучения (являющегося информационным) от напряженности магнитного поля характеризуется высокой линейностью и большей крутизной по сравнению с конструкциями генераторов с номинальным поперечным сечением.

Заключение

Таким образом, разработанные автогенераторные измерители магнитных полей решают поставленную задачу: они обладают достаточно протяженной линейной характеристикой на зависимости "частота генерации — магнитное поле", максимальные значения генерируемой мощности приходятся на диапазон измеряемых магнитных полей, изменения генерируемой мощности в исследуемом диапазоне магнитных полей незначительны, следовательно, явления амплитудно-частотной конверсии и вызванные этим погрешности в определении напряженности магнитного поля исключаются. Все это предопределяет возможность использования рассмотренных измерителей магнитных полей не только при испытаниях полигонных моделей, но и в системе вертикальной стабилизации полномасштабных магнитолевитирующих транспортных средств.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Дзензерский В. А., Омеляненко В. И., Васильев С. В. и др. Высокоскоростной магнитный транспорт с электродинамической левитацией.— Киев: Наукова думка, 2001.
2. Соколовский И. И., Костылев С. А. Об использовании сферы железо-иттриевого граната в качестве управляемого контура в генераторах Ганна // Изв. вузов. Радиоэлектроника.— 1973.— Т. 16, № 3.— С. 118—119.
3. Костылев С. А., Гончаров В. В., Соколовский И. И., Челябин А. В. Полупроводники с объемной отрицательной проводимостью в СВЧ-полях.— К.: Наукова думка, 1987.
4. Лебедь Б. М., Николаева К. С. Квазистатическая цепь сферы ЖИГ с витком // Электронная техника. Сер. Ферритовая техника.— 1969.— Вып. 5.— С. 17—21.
5. Малкин И. Г. Некоторые задачи теории нелинейных колебаний.— М.: Изд-во технико-теоретической литературы, 1956.
6. А. с. 669469 СССР. Перестраиваемый генератор / И. И. Соколовский, З. Л. Винтман, А. Г. Яцуненко.— 1979.— Бюл. № 23.
7. Ковтун Н. Н., Коробкин В. А., Терещенко А. Н. Перестройка прямоугольных СВЧ резонаторов ферритами // Тр. радиотех. ф-та Харьковского госуниверситета.— 1962.— Вып. 5.— С. 129—131.
8. Пат. 57222 А України. Вузел кріплення напівпровідникового діода / І. І. Соколовський, С. В. Плаксін, М. Я. Житник та ін.— 2003.— Бюл. № 6.
9. Соколовский И. И., Костылев С. А. Перестройка генераторов Ганна электрически управляемой емкостью // Радиотехника.— 1973.— Т. 28, № 3.— С. 102—103.
10. Коломойцев В. Ф., Плаксин С. В., Соколовский И. И. Короткозамыкающий поршень для полупроводниковых СВЧ генераторов // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ.— 1984.— Вып. 7.— С. 8—10.

Д. ф.-м. н. А. М. ГАСАНОВ, д. ф.-м. н. Ф. Д. КАСИМОВ,
А. Э. ЛЮТФАЛИБЕКОВА

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

Дата поступления в редакцию
13.01 2004 г.

Оппонент д. т. н. Н. А. ФИЛИНЮК
(ВНТУ, г. Винница)

МИКРОНЕГАТРОННЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ КРЕМНИЕВОЙ МОП-СТРУКТУРЫ

Исследовано влияние локального анизотропного давления на кремниевую МОП-структуру. Предложена негatronная схема, преобразующая давление в частоту.

Развитие аэро- и авиакосмической, автомобильной и бытовой техники, создание научной аппаратуры для исследования и контроля параметров окружающей среды требует разработки надежных и малогабаритных полупроводниковых датчиков механических величин. Наиболее перспективным материалом для изготовления микроэлектронных чувствительных элементов для таких датчиков остается кремний [1].

В данной работе приведены результаты исследования влияния локального анизотропного давления, создаваемого с помощью стальной иглы диаметром

50 мкм, на электрические свойства кремниевых МОП-структур и рассмотрена негatronная схема, преобразующая давление в частоту.

Образцы изготавливались на кремниевых пластинах КЭФ-1 с плоскостью кристаллографической ориентации (111). Пластины химически обрабатывались и полировались, затем термически окислением в атмосфере сухого кислорода выращивался окисел толщиной 0,1 мкм. На поверхность окисла вакуумным испарением наносили пленку алюминия толщиной 1 мкм. Измерялись высокочастотные (1 МГц) вольт-емкостные ($C-V$) характеристики с помощью моста полных проводимостей Л2-7.

Результаты измерений $C-V$ -характеристик при различных значениях давления показаны на рис. 1.

При положительном напряжении на затворе емкость структуры постоянна. Это объясняется тем, что

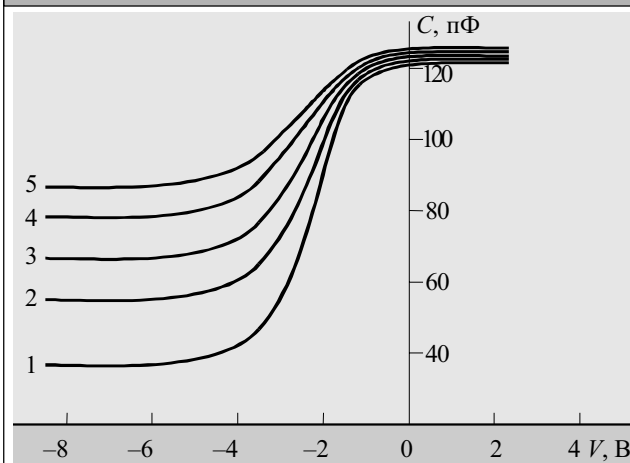


Рис. 1. Вольт-емкостные характеристики МОП-структур при различных значениях локального давления: 1 — без давления; 2 — 10^2 кг/см²; 3 — $2 \cdot 10^2$; 4 — $4 \cdot 10^2$; 5 — $6 \cdot 10^2$ кг/см²

электроны притягиваются к поверхности пластин и образуют вторую обкладку конденсатора с диэлектриком в виде пленки SiO₂. По мере перехода напряжения смещения на затворе в сторону отрицательных значений электроны отталкиваются от границы раздела Si-SiO₂, область пространственного заряда (ОПЗ) расширяется, а емкость C_s этой области прибавляется к емкости окисла C_o. При этом общая емкость структуры уменьшается согласно формуле

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_o} + \frac{1}{C_s} \quad (1)$$

Одновременно с этим к границе раздела Si-SiO₂ притягиваются дырки и при некотором напряжении смещения на затворе происходит инверсия типа проводимости на поверхности полупроводника с n-типа на p-тип. После этого расширение ОПЗ прекращается, и емкость опять становится постоянной (назовем эту область C-V-характеристики инверсной).

По известной методике интерпретации C-V-характеристик [2, с. 41] сдвиг кривой относительно оси ординат в точке плоских зон объясняется присутствием в окисле положительного заряда Q_o, обусловленного наличием ионов щелочных металлов, попадающих в окисел во время термического выращивания. Для Q_o справедлива формула

$$Q_o + Q_{ss} = C_o \Delta U_g^{FB} \quad (2)$$

где Q_{ss} — поверхностный заряд;
 ΔU_g^{FB} — сдвиг экспериментальной кривой относительно оси ординат в точке плоских зон.

При этом емкость плоских зон

$$C_g^{FB} = q(\epsilon_s N_D / kT)^{1/2} \quad (3)$$

где ϵ_s — диэлектрическая проницаемость полупроводника;
 N_D — концентрация легирующей примеси в полупроводнике;
 k — постоянная Больцмана;
 T — абсолютная температура.

Для определения поверхностного заряда Q_{ss} находится емкость полупроводника в точке инверсии:

$$C_s^{inv} = \{q\epsilon_s N_D / [2(U_s^{inv} - \phi_s)]\}^{1/2} \quad (4)$$

где U_s^{inv} — разность потенциалов инверсного слоя;
 ϕ_s — поверхностный потенциал, принимаемый в точке инверсии равным удвоенному значению потенциала, соответствующего уровню Ферми.

Теперь, используя (2), можно вычислить суммарный заряд, локализованный на границе раздела, в точке инверсии.

Поскольку заряд ионов щелочных металлов в окисле при изменении напряжения смещения на затворе не меняется, разность между значениями суммарного заряда, локализованного на границе раздела Si-SiO₂, в точке плоских зон и в точке инверсии и есть заряд поверхностных состояний Q_{ss}.

В результате проведенных вычислений получены значения Q_{ss} = $1,3 \cdot 10^{-7}$ Кл/см² и соответствующей концентрации поверхностных состояний $4,6 \cdot 10^{11}$ см⁻².

С увеличением давления емкость МОП-структуры, как видно из рис. 1, увеличивается в инверсной части C-V-характеристики и мало изменяется в области емкости окисла, а кривые несколько сдвигаются влево. Следовательно, давление, оказываемое иглой, вызывает значительное увеличение концентрации носителей у поверхности полупроводника и небольшое увеличение поверхностных состояний на границе раздела Si-SiO₂. Поле упругих механических напряжений приводит к миграции положительных ионов в окисле к границе раздела с кремнием, что влечет за собой горизонтальный сдвиг C-V-характеристик в сторону отрицательных напряжений. Наряду с этим дополнительный положительный заряд на границе вызывает обогащение поверхности подложки электронами и, как следствие, рост емкости МОП-структуры в инверсной области. (Отметим, что заряд в окисле, вычисленный для случая кривой 5, увеличивался по сравнению с исходным состоянием в два раза, а увеличение концентрации носителей у поверхности кремния было более значительным.)

Ширина запрещенной зоны деформированного полупроводника описывается формулой

$$E_g = E_{g0} - \Delta E_g \quad (5)$$

где E_{g0} — ширина запрещенной зоны в недеформированном полупроводнике.

При деформациях, вызванных давлением иглой, величина ΔE_g зависит от расстояния до точки приложения силы и описывается формулой [3]

$$\Delta E_g = \alpha \frac{3F \sqrt{r_0^2 - r^2}}{2\pi r_0 (r_0^2 + z^2)} \quad (6)$$

где α — некоторая постоянная, определяемая из опыта, такая, что при $r=r_0$ величина E_g максимальна;

r₀ — радиус иглы;
 r — текущая координата, изменяющаяся в пределах от 0 до r₀;
 F — сила;
 z — текущая координата, направленная вглубь материала.

Поскольку в нашем случае $z \ll r_0$, а в центре $r=0$, то формула (6) упрощается:

$$\Delta E_g = \alpha \frac{3F}{2\pi r_0^2} \quad (7)$$

Из приведенных на рис. 2 зависимостей видно, что в центре приложения силы при увеличении F

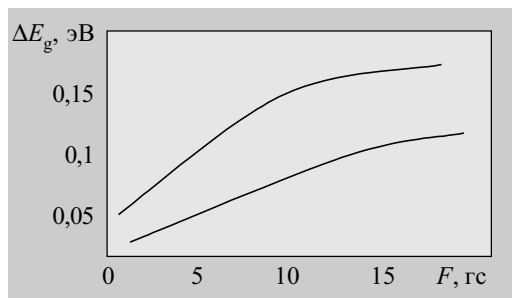


Рис. 2. Зависимость изменения ширины запрещенной зоны от силы, действующей на иглу: 1 — в центре; 2 — на краях области приложения силы

значение ΔE_g увеличивается почти на 0,1 эВ. Этого достаточно для значительного увеличения концентрации свободных носителей у поверхности кремния, что и наблюдалось экспериментально при измерениях C - V -характеристик.

При воздействующей нагрузке свыше 20 гс (кривая 5, рис. 1) происходили необратимые процессы — емкость в инверсной области не принимала исходного значения после снятия нагрузки. Это явление, по-видимому, связано с возникновением дислокаций, которые приводят к искажению зонной структуры и появлению в запрещенной зоне дополнительных уровней, на которых происходит захват и рекомбинация носителей. Как было показано в [4], величина механических напряжений в 4 гс/мм² является критической, выше которой могут возникать дислокации.

Таким образом, проведенные исследования показали, что увеличение концентрации свободных носителей у поверхности кремниевой подложки в МОП-структуре под влиянием анизотропного давления, оказываемого иглой, обусловлено не только увеличением заряда в окисле у границы раздела Si-SiO₂, но и уменьшением ширины запрещенной зоны полупроводника.

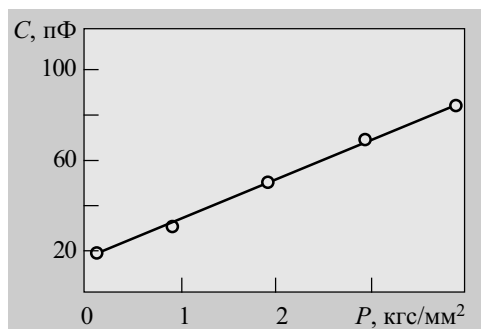


Рис. 3. Изменение инверсной емкости от давления

На рис. 3 показана зависимость инверсной емкости МОП-структуры от давления. Ее линейный характер говорит о возможности применения кремниевых МОП-структур в качестве датчиков давления с частотным выходом, в том числе для дистанционных измерений.

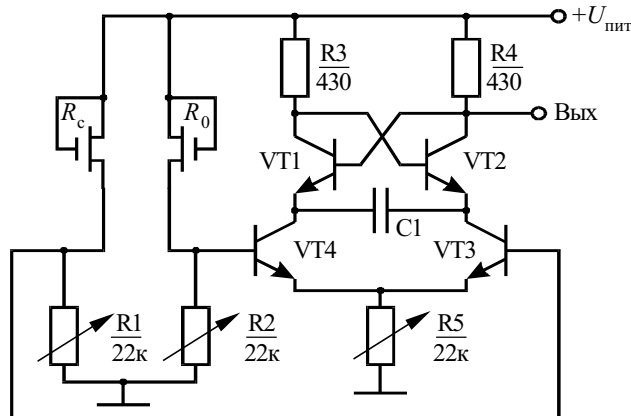


Рис. 4. Принципиальная схема датчика давления с частотным выходом на основе МОП-структуры

На рис. 4 приведена схема разработанного макета негатронного преобразователя давления в частоту.

МОП-транзистор с затвором, соединенным с истоком, (МОП-резистор) в качестве чувствительного элемента (R_c) включается в одно из плеч моста схемы негатрона. Другим плечом служит МОП-резистор R_0 , свободный от давления. Одна диагональ моста подключается к источнику питания, а с другой напряжение разбаланса подается на базы двух транзисторов VT3 и VT4, входящих в состав аналога негатрона.

При отсутствии давления мост сбалансирован резисторами. Под действием локального давления на один из МОП-резисторов сопротивление его меняется вследствие повышения концентрации носителей в инверсионном канале, в результате чего происходит разбаланс моста и изменение генерируемой частоты. В диапазоне давлений до 8 кгс/см² относительная частота линейно изменялась на 12% при напряжении питания $E_{п} = 10$ В.

Таким образом, очевидно преимущество предлагаемого конструктивного решения: при локальном давлении не оказывается воздействие на другие элементы микросхемы, чего нельзя избежать при давлении через жидкую или воздушную среду.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Чаплыгин Ю. А. Микроэлектронные датчики физических и физико-химических величин / В сб.: Разработка и исследование микроэлектронных кремниевых датчиков и элементов памяти СБИС ДОЗУ.— М.: МИЭТ, 1994.— С. 5—13.
2. Кроуфорд Р. Схемные применения МОП-транзисторов.— М.: Мир, 1970.
3. Полякова А. Л., Шкловская-Корди В. В. Электрические характеристики кремниевых p - n -переходов, подвергнутых неоднородной деформации / В сб.: Физика электронно-дырочных переходов и полупроводниковых приборов.— Л.: Наука, 1969.— С. 141—147.
4. Касимов Ф. Д., Исмаилова С. А. Исследование механических напряжений в эпитаксиальных датчиках Холла различной конфигурации // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2001.— № 1.— С. 35—37.

И. К. СУНДУЧКОВ

Украина, г. Киев, Научно-производственное предприятие «Сатурн»
E-mail: sunduchkov@ukrkosmos.kiev.ua

Дата поступления в редакцию
01.07 2004 г.

Оппонент к. т. н. С. А. КРАВЧУК
(НТУУ "КПИ", г. Киев)

ПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА ММ-ДИАПАЗОНА ДЛЯ СИСТЕМ СВЯЗИ И ВЕЩАНИЯ

Приведены результаты разработки приемных устройств миллиметрового диапазона длин волн, предназначенных для систем связи и вещания.

Интерактивные мультимедийные приложения будущего потребуют одновременной передачи данных и видео, для чего необходимо создание радиосетей большой емкости. Системы следующего поколения будут работать со скоростями передачи данных порядка 100 Гбит/с и выше. Очевидно, что системы миллиметрового диапазона длин волн могут обеспечить эти требования, поскольку они широкополосные, обладают высокой разрешающей способностью, имеют малые габариты, обладают способностью объединять в одном чипе цифровые мультиплексоры, делители частоты, генераторные источники, усилители, преобразователи и другие элементы приемных устройств.

Поскольку материалы и изготовленные на их основе элементы приемных устройств миллиметрового диапазона более дорогие, чем низкочастотные элементы, применяются специальные меры по удешевлению устройств. Чтобы уменьшить количество схем, использующих дорогие материалы, прежде всего применяют как можно больше дискретных устройств вместо аналоговых. Размещение комплектующих делают компактным, т. к. в миллиметровом диапазоне длин волн длинные линии вносят ощутимое ухудшение отношения сигнал/шум (с/ш). Кроме того, если это возможно, ряд выполняемых функций переносят в диапазон более низких частот, где и элементы дешевле, и обеспечение высококачественных характеристик достигается проще. Так, использование умножения частот для получения сигнала в миллиметровой области имеет ряд преимуществ: схема генератора дешевле, проще получить генератор с низким уровнем фазового шума, легче обеспечить температурную и частотную стабильность генератора.

В данной работе ставится задача обратить внимание разработчиков на основные тенденции построения приемных устройств миллиметрового диапазона, а также представить новые результаты разработки их ключевых элементов — входных малошумящих устройств (МШУ): от создания математической модели СВЧ-транзистора для миллиметрового диапазона до достижения выходных параметров приемных входных МШУ.

Некоторые тенденции построения приемных устройств в мм-диапазоне

Примером радикального уменьшения дорогостоящих компонентов в приемнике является отказ от схемы супергетеродинного приема в пользу схемы приемника прямого преобразования, т. е. приемника с «детекторами биений».

Известно, что приемники прямого преобразования (direct-conversion) имеют преимущества по сравнению с обычными гетеродинными приемниками как в простоте схемы, так и в более высоком уровне интеграции [1]. Этот приемник, изготовленный с помощью новых технологий и на современной элементной базе, оказался устойчивым, дешевым, с достаточно хорошими характеристиками для применения в широкополосных беспроводных QPSK-коммуникациях.

Результаты экспериментальных исследований такого приемника убеждают в его пригодности для вышеуказанных целей [2]. Приемник обеспечивает прием информации при скорости передачи 40 Мбит/с с вероятностью ошибки, равной 10^{-6} при отношении $c/\text{ш} \geq 11$ дБ, фазовой нестабильности местного источника сигнала не более $\pm 30^\circ$ при полосе рабочих частот порядка 100 МГц в диапазоне частот 23...31 ГГц. Максимальный уровень мощности входящего сигнала равен 3 дБм. Динамический диапазон — порядка 40 дБ при уровне мощности сигнала местного источника 20 дБм. Динамический диапазон приемника может быть увеличен более чем до 70 дБ за счет автоматической регулировки усиления в малошумящем входном усилителе.

Передача видеосигнала в квартиры домов — самое простое применение миллиметровых волн, прежде всего потому, что это система односторонняя, распределительная. Однако есть ряд трудностей, которые нужно преодолеть: преобразование с повышением частоты сигнала до миллиметрового диапазона серьезно ухудшает фазовый шум и характеристики стабильности частоты.

Пример оригинального решения изложен в работе [3], где предложена схема «самогетеродинного» приема. В ней передатчик передает сигнал вместе с локальной несущей, используемой для преобразования частоты. Передатчик состоит из генератора миллиметровых волн, смесителя, полосового фильтра и усилителя. Эти узлы должны иметь широкую полосу, чтобы передать и модулированный сигнал, и локальную несущую. Конвертор приемника преобразовывает сигнал, используя «самогетеродинный при-

ем», т. е. смешивает полученный сигнал с полученной локальной несущей.

Жизненность данного решения подтверждена экспериментально. В миллиметровом диапазоне длин волн, на частоте 60 ГГц, в полосе 300 МГц передавались многоканальные (8 каналов) цифровые видеосигналы, модулированные 4-позиционной фазовой модуляцией (QPSK). При этом измеренное подавление фазового шума составило 100 дБ к уровню несущей на 1 Гц при отстройке на 1 кГц. В этой системе отношение с/ш зависит не только от мощности полученного сигнала, но также и от распределения мощности передачи между сигналом и локальной несущей. Равное распределение мощности дает лучшее отношение с/ш, которое равно 27 и 21 дБ при передаче сигнала на расстояние 4 и 8 м, соответственно. Ожидается увеличение этого соотношения до 34 дБ при оптимизации системы.

Результаты разработок входных малошумящих приемных устройств в мм-диапазоне

Требования к элементам, узлам и блокам приемных устройств диктуются как построением системы в целом, так и конкретным назначением приемника в ней.

В работе [4] представлено входное усилительно-преобразовательное устройство для приема сигналов ТВ в диапазоне частот 40 ГГц, которое не содержит входного малошумящего усилителя (в силу требования низкой цены на один комплект, а также из-за достаточной излучаемой мощности сигнала центральной станцией распределительной сети). Входное приемное устройство содержит антенну, волноводно-полосковый переход, фильтр зеркального канала, смеситель, малошумящий усилитель промежуточной частоты, выходной усилитель, гетеродин, платы питания.

Коэффициент стоячей волны по напряжению на входе ($K_{СВН_{вх}}$) и на выходе ($K_{СВН_{вых}}$) равен соответственно 2,5 и 1,8. Уровень выходной мощности при компрессии коэффициента передачи в 1 дБ равен +14 дБм. Ток потребления — до 0,4 А. При климатических испытаниях конверторов в диапазоне температур от +60 до -20°C параметры изменялись в следующих пределах: коэффициент усиления от 34 до 36,2 дБ, коэффициент шума от 7,2 до 6,6 дБ, неравномерность коэффициента передачи в диапазоне частот от 1,2 до 1,3 дБ. Структурная схема приемного устройства и параметры его составных частей приведены в [4].

Ключевым элементом входных приемных устройств является малошумящий усилитель. Основные параметры МШУ, достигнутые в НПП «Сатурн» в различных диапазонах, приведены в табл. 1.

Таблица 1

	L	$K_{ш}$	$K_{а}$	V
Диапазон рабочих частот, ГГц	1,5...2,5	11,25...12,75	19,0...21,0	35,0...37,0
Коэффициент усиления, дБ	33,5	45	45	30
Входная эквивалентная шумовая температура, К	120	75	100	230
Неравномерность АЧХ коэффициента усиления в диапазоне 500 МГц, дБ	±0,5	±0,5	±0,5	±1,0

Малошумящий усилитель диапазона рабочих частот 35...37 ГГц выполнен по планарной технологии с волноводно-полосковыми переходами на входе и выходе. Согласование транзисторов типа PHEMT EC2612 выполнялось с помощью согласующих цепей. Межкаскадная «развязка» выполнена в виде связанной полосковой линии. Материал подложки — кварц толщиной 0,3 мм. Топология согласующих цепей и полученные результаты измерений параметров приведены в работе [5].

От приемных устройств требуется обеспечение не только низких собственных шумов и «развязки» входа от шумов последующих каскадов приемного тракта, но и обеспечение достаточной выходной мощности сигнала для их «раскачки». Малошумящий усилитель с выходной мощностью 10 мВт в диапазоне частот 35...37 ГГц представлен в работах [6, 7].

Усилитель с выходной мощностью 10 мВт состоит из входного малошумящего усилителя, предварительного усилителя, полосно-пропускающего фильтра и выходного усилителя. Каждый из усилителей состоит из двух каскадов. Входной усилитель настроен на минимум коэффициента шума, выходной — на максимум выходной мощности.

Результаты проведенных исследований показали, что разработанный малошумящий 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 изменении коэффициента усиления -1 дБ равен 10,1—15,7 мВт, $K_{СВН_{вых}}$ — 1,23—1,71, $K_{СВН_{вх}}$ — 2,4—4,1.

Антенные комплексы приемных спутниковых систем связи, как правило, комплектуются малошумящими усилителями, которые размещаются в непосредственной близости у зеркала антенны [8—10]. Это эффективно снижает эквивалентную шумовую температуру системы, однако климатическое воздействие изменяет общий коэффициент усиления. Это обстоятельство налагает более жесткие требования к энергетике элементов канала и динамическому диапазону усилителя.

Автоматическая регулировка усиления (АРУ), работающая от датчика температуры, может при соответствующей настройке существенно уменьшить изменение коэффициента усиления в малошумящем усилителе. Исполнительный элемент ($p-i-n$ -аттенюатор) устанавливался между двумя двухкаскадными усилителями.

Полученные результаты [11] стабилизации коэффициента усиления многокаскадного входного малошумящего усилителя в Ka -диапазоне до величины менее 1 дБ при изменении температуры окружающей среды от -40 до +60°C полностью отвечают требованиям, предъявленным ко входным усилителям приемо-передающих комплексов земных станций спутниковых систем связи.

Исследование малошумящего усилителя с учетом нелинейных свойств транзистора проводилось на однокаскадном усилителе в диапазоне частот 46...50 ГГц. При проектировании использовалось программное обеспечение «Serenade» для линейного и нелинейно-

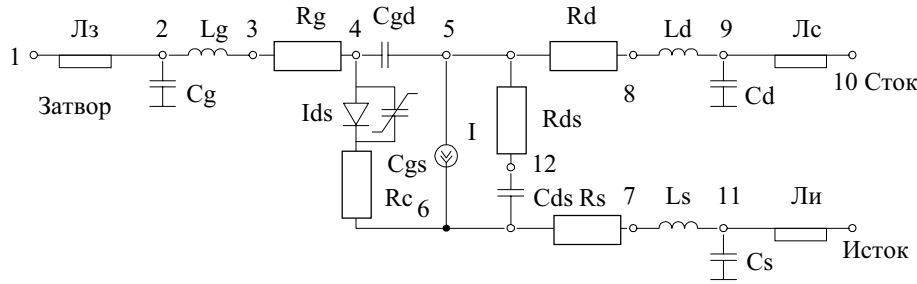


Рис. 1. Эквивалентная схема транзистора

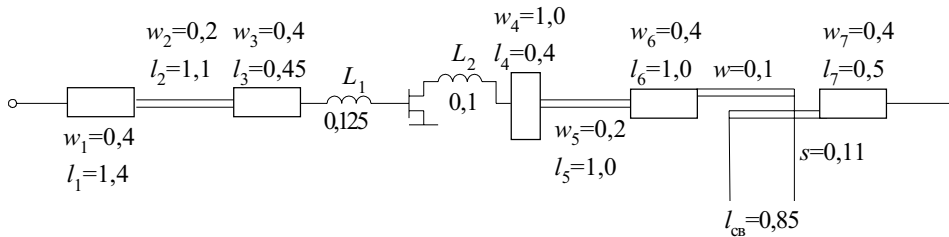


Рис. 2. Расчетная топологическая схема усилителя

го анализа в частотной области. Были выполнены следующие этапы:

- корректировка модели транзистора на основе экспериментальных вольт-амперных характеристик, S-параметров при различных режимах и измеренных значений шумовых параметров;
- оптимизация выходной и входной согласующих цепей и всей схемы усилителя с целью получения заданных характеристик (параметров) усилителя;
- расчет конструктивно-технологических параметров и топологии схемы усилителя;
- сравнение с результатами экспериментального исследования.

Математическая модель СВЧ-транзистора включала в себя источники постоянного тока и нелинейные емкости. При разработке модели транзистора использовались соотношения, представленные в работе [12]. Параметры модели уточнялись посредством оптимизации на основе экспериментально полученных S-параметров при односигнальном и двухсигнальном воздействиях. Эквивалентная схема транзистора представлена на рис. 1, где L_z, L_c, L_i — контактные площадки затвора, стока и истока, соответственно; L_g, L_d — индуктивности затвора и стока; $C_g, C_{gd}, C_{gs}, C_d, C_s$ — емкости затвора, "затвор–сток", "затвор–исток", стока и истока, соответственно; I_{ds} — ток "сток–исток"; I — источник; R_c, R_{ds}, R_s, R_d — сопротивления перехода, "сток–исток", истока, стока, соответственно.

Значения оптимальных параметров, полученные с помощью программы «Serenade», составляют:

- индуктивность L_s (между узлами 7 и 11) 0,7369 нГ;
 - сопротивление R_g (между узлами 3 и 4) 0,7728 Ом;
 - емкость C_{ds} (между узлами 6 и 12) 0,8727 пФ.
- Расчет проводился в диапазоне частот 46—50 ГГц с шагом 1 ГГц.

Для заданного режима по постоянному току были определены входные ($Z_{вх}$) и выходные ($Z_{вых}$) сопро-

тивления транзистора с учетом и без учета индуктивности проволоки соединения. Вычисленные значения сопротивлений использовались при оптимизации согласующих цепей. Расчетная топологическая схема усилителя приведена на рис. 2, где $l_{1,...,7}$ — длина, $w_{1,...,7}$ — ширина отрезков микрополосковых линий, s — ширина зазора в области связи, $l_{св}$ — длина линии связи, w — ширина полосковой линии в области связи, L_1, L_2 — индуктивность соединительной проволоки затвора и стока, соответственно.

При заданных коэффициенте передачи и коэффициенте шума усилителя получены следующие оптимальные варьируемые параметры:

$L_1=0,12538$ нГ, $L_2=0,1$ нГ; $l_5=1,0$ мм; $l_6=1,0$ мм; $l_{св}=0,85$ мм.

Результаты расчетной оптимизации схемы усилителя приведены в табл. 2.

Экспериментальная модель каскада усилителя была построена по планарной технологии на кварцевой подложке с размерами 2,5×8 мм. Толщина подложки равна 0,2 мм, диэлектрическая проницаемость $\epsilon=3,78$, тан-

Таблица 2

Freq GHz	MS11 mag BR	HS11 der BR	MS21 dB BR	PS21 deg BR	MS12 mag BR	PS12 deg BR	MS22 mag BR	PS22 deg BR	VSWR BR
46.00000	0.238	30.2	3.35	-32.6	0.186	-52.7	0.737	126.7	1.62:1
47.00000	0.142	-8.1	2.96	-56.2	0.180	-75.0	0.752	113.9	1.33:1
48.00000	0.077	-70.7	2.83	-79.5	0.180	-97.0	0.754	100.1	1.17:1
49.00000	0.089	-152.5	2.95	-103.1	0.185	-119.0	0.741	84.6	1.20:1
50.00000	0.135	161/6	3.35	-127.6	0.197	142.6	0.711	66.5	1.31:1

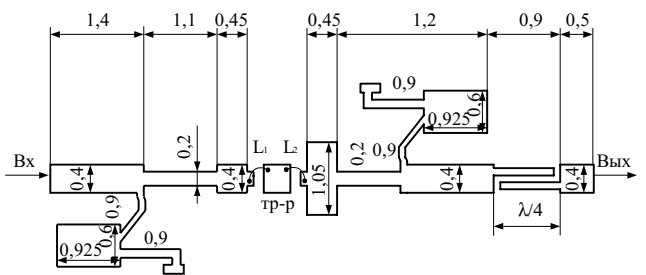


Рис. 3. Топология реализованного каскада усилителя

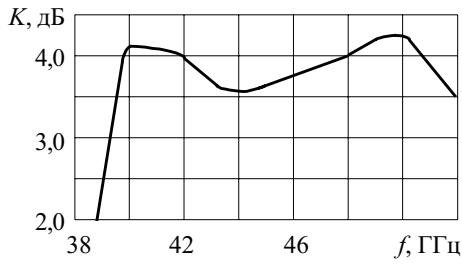


Рис. 4. Коэффициент усиления однокаскадного усилителя

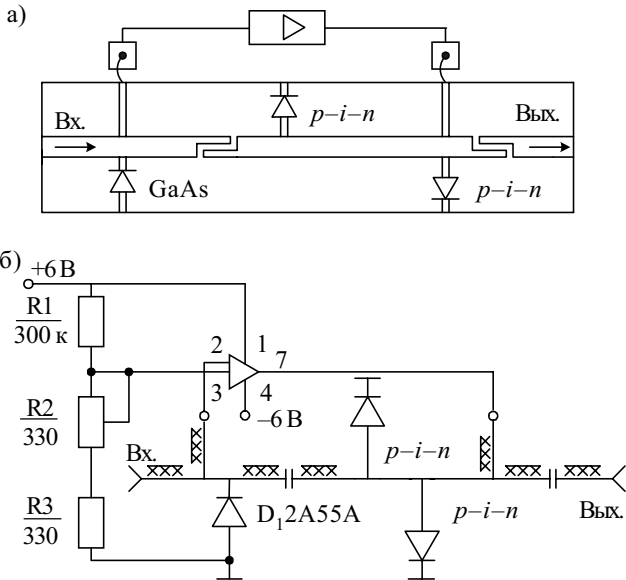


Рис. 5. Схема ограничителя и его топология: а — топология; б — схема принципиальная электрическая

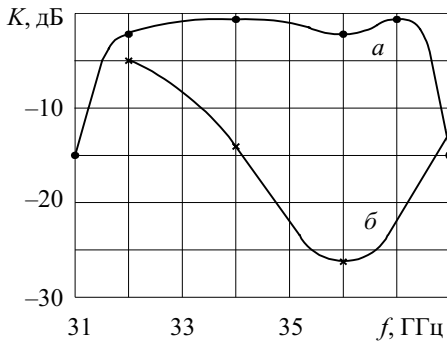


Рис. 6. Коэффициент передачи ограничителя в диапазоне частот 31...38 ГГц: а — диоды «закрыты»; б — диоды «открыты»

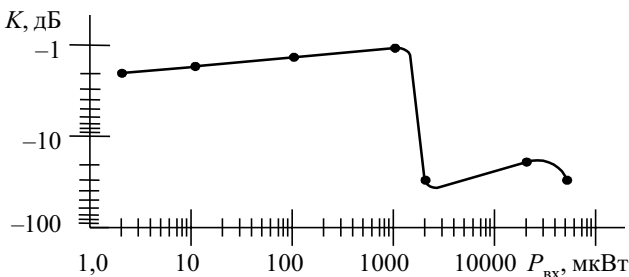


Рис. 7. Зависимость коэффициента передачи ограничителя от величины входной мощности сигнала

генс угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta=1\cdot 10^{-4}$. Размеры отдельных участков топологии даны на рис. 3.

Использовался GaAs-транзистор с длиной затвора 40 мк и с шириной 0,25 мк разработки НПП «Сатурн». Длина соединительных проволочек затвора l_{L1} и стока l_{L2} равна, соответственно, 0,1 и 0,3 мм. Диаметры соединительных проволочек равны 0,02 мм. Способ соединения — сварка.

Экспериментальная характеристика коэффициента передачи одного каскада усилителя в диапазоне частот 38...52 ГГц приведена на рис. 4.

Для исключения эффектов выгорания в МШУ включают ограничитель мощности. Разработанный для МШУ ограничитель мощности на диодах имеет порог срабатывания при входной мощности сигнала, равной 1—2 мВт. Схема ограничителя и его топология представлены на рис. 5. Коэффициенты передачи ограничителя в диапазоне частот 31...38 ГГц в двух режимах (диоды «закрыты» и диоды «открыты») приведены на рис. 6. Зависимость коэффициента передачи ограничителя от величины входной мощности сигнала $P_{\text{вх}}$ показана на рис. 7.

В ограничителе использованы GaAs-диоды типа 2A55A (разработка НПП «Сатурн») в качестве датчика уровня входной мощности. В роли исполнительного механизма ослабления сигнала применен p-i-n-диод (ЩЭЗ 362.182 ТУ, НИИ «Орион», г. Киев). В качестве усилителя сигнала датчика взята микросхема компаратора типа LM211. Микрополосковая плата выполнена на кварце толщиной 0,3 мм. Межкаскадная емкостная «развязка» конструктивно представляет собой «связанную» полосковую линию длиной $\lambda/4$ с шириной микрополосков 150 мкм с зазором 30 мкм. Потери в межкаскадной емкостной «развязке» менее -0,1 дБ.

Измерения проводились на частоте $f=36$ ГГц. При возрастании мощности входного сигнала до 2 мВт ослабление сигнала в ограничителе составило -27 дБ. Начальные потери в ограничителе равны -2 дБ.

Методики экспериментальных исследований, расчета погрешностей и неидентичности характеристик у образцов из одной партии малой серии изложены в работах автора [7, 13].

Заклучение

1. В настоящее время разработчики приемников активно ведут работы в миллиметровом диапазоне и в поисках оптимальных решений часто отходят от классических схем построения приемников. В миллиметровом диапазоне задача моделирования транзисторов продолжает оставаться актуальной. Входные малошумящие приемные устройства в миллиметровом диапазоне наделяются характеристиками, не свойственными им ранее в более низкочастотных диапазонах.

2. Получены новые результаты: усиление сигналов на отечественном транзисторе до 4 дБ на частоте до 50 ГГц, ограничения входного сигнала на 25 дБ при пороге срабатывания на уровне входного сигнала 1—2 мВт, стабилизация коэффициента усиления до величины 1 дБ при изменении температуры окружающей среды от -40 до +60°C, выходная мощность 10—15 мВт в диапазоне частот 35...37 ГГц при эквивалентной шумовой температуре 221—226 К.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Abidi A. A. Direct-conversion radio transceivers for digital communications // Solid-State Circuits.—1995.— Vol. 30, N 12.— P. 2766—2772.
2. Tatu S. O., Moldovan E., Wu K., Bossio R. G. A new direct millimeter-wave six-port receiver // IEEE Trans. on Microw. Theory and Techn.— 2001.— Vol. 49, N 12.— P. 2517—2521.
3. Yozo Shoji, Kiyoshi Hamaguchi, Hiroyo Ogawa. Millimeter-wave remote self-heterodyne system for extremely stable and low-cost broad-band signal transmission // Ibid.— 2002.— Vol. 50, N 6.— P. 1458—1468.
4. Сундучков К. С., Сундучков И. К., Яковлев И. В. и др. Конвертор для приема телевидения в диапазоне частот 40 ГГц // Известия вузов. Радиоэлектроника.— 1999.— № 11.— С. 50—53.
5. Чмиль В. М., Сундучков И. К. Малошумящий усилитель диапазона рабочих частот 35÷37 ГГц // Радиотехника. (ХНУРЭ, Харьков.) — 2002.— Вып. 128.— С. 216—218.
6. Чмиль В. М., Сундучков И. К., Сундучков К. С. Малошумящий усилитель с выходной мощностью 10 мВт в диапазоне рабочих частот 35÷37 ГГц // Тр. 12-й Междунар. конф. "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии".— Севастополь.— 2002.— С. 133—134.
7. Сундучков И. К. Экспериментальные исследования случайных погрешностей измерения характеристик малошумящих усилителей в миллиметровом диапазоне // Известия вузов. Радиоэлектроника.— 2004.— № 5.— С. 61—68.
8. Сундучков К. С., Макаров А. А., Сундучков И. К. Приемные системы радиосвязи и телевидения // Праці УНДІРТ.— 2003.— № 4.— С. 39—49.
9. Чмиль В. М., Сундучков К. С., Сундучков И. К. Техника и технология систем миллиметровых волн // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2003.— № 4.— С. 6—14.
10. Сундучков К. С., Макаров А. А., Нарытник Т. Н., Сундучков И. К. Распределительные системы телевидения и мультимедиа // Праці УНДІРТ.— 2003.— № 3.— С. 17—20.
11. Сундучков И. К., Яковлев И. В. Компенсация температурного ухода усиления в малошумящем усилителе Ka-диапазона // Радиотехника. (ХНУРЭ, Харьков.) — 2004.— Вып. 137.— С. 56—59.
12. Materka A., Kasprzak T. Computer calculation of large-signal GaAs FET amplifier characteristics // IEEE Transactions on Microw. Theory and Techn.— 1985.— Vol. MTT-33, N 2.— P. 129—135.
13. Сундучков И. К. Методика определения неидентичности параметров между образцами МШУ в миллиметровом диапазоне // Тр. 13-й Междунар. конф. "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии".— Севастополь.— 2003.— С. 150—152.

К. т. н. Ю. П. СЕРДЮКОВ

Россия, г. Санкт-Петербург
E-mail: zavinfo@zdrav.spb.ru

Дата поступления в редакцию
23.01 2004 г.

Оппонент д. т. н. С. Ю. ЛУЗИН
(ОАО "Авангард", г. С.-Петербург)

МЕТОД ЭФФЕКТИВНОЙ ОБРАБОТКИ ИМПУЛЬСНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Получена оценка величины межсимвольных искажений, которая может быть использована при проектировании систем связи.

Поток импульсно-модулированных и цифровых сигналов после прохождения через канал связи содержит в себе ошибки. Они обусловлены различными факторами, в том числе и межсимвольной интерференцией. Эффективность метода обработки сигнала на приемной стороне в значительной мере определяется степенью подавления этой составляющей погрешности [1, с. 249].

В данной работе рассматривается метод уменьшения межсимвольных искажений за счет большей концентрации принятого сигнала, что в итоге позволяет повысить скорость передачи информации по каналу связи.

Метод повышения концентрации или «обуживания» принятого сигнала реализуется на основе двукратного применения интегральных преобразований. Интегральные преобразования в этом смысле представляют собой описание фильтра, оптимизирующего концентрацию энергии сигнала в заданной полосе частот. Фильтр — композиция двух интегральных операторов. Первый оператор можно рассматривать как сверточный фильтр, приближенно устраняющий из свертки компоненты, описывающие эталонный

сигнал входной последовательности, канала связи и окна данных. При этом оператор преобразования сохраняет аддитивно-сдвиговую структуру обрабатываемого информационного сигнала*. Второй интегральный оператор, используемый в описываемом методе обработки, сохраняющий также аддитивно-сдвиговую структуру сигнала, переводит результат обработки первого этапа в единичную функцию длительности меры нуля.

Ввиду того, что основой описываемого метода являются интегральные преобразования, повышающие концентрацию обрабатываемого сигнала, будем называть его методом концентрирующих интегральных преобразований [2].

Описание модели исследования

Считаем, что обработка принимаемой последовательности импульсов производится в режиме реального времени на основе процедуры периодического оценивания. При этом учитываются следующие факторы.

Во-первых, конечность времени наблюдения, присутствующая процедуре периодического оценивания и определяемая протяженностью некоторого окна данных — $d(t)$. Во-вторых, согласованный канал связи, от-

* В какой-то мере первый оператор можно рассматривать как некоторый аналог интегрального оператора известного метода, описанного в [1], использующего фильтр с частотной характеристикой, обратной спектру сигнала.

вещающий модели в виде некоторого линейного фильтра. Частотная характеристика канала связи $H(f)$ ограничена величиной W и дисперсионная — в том смысле, что скорость распространения сигнала зависит от частоты.

Отметим также, что при проведении теоретических исследований более удобна симметричная модель канала связи. Частотная характеристика для нее определена в диапазоне $[-W, W]$ и симметрична относительно нуля оси частот.

Модулированная последовательность импульсов характеризуется периодом следования T и длительностью Δt импульсного сигнала, а также амплитудой.

Оценка эффективности метода проводится на примере сигнала с амплитудно-импульсной модуляцией, когда величины Δt и период T следования импульсов являются постоянными. Носителем информации является амплитуда импульса x_k .

Основные теоретические результаты

При периодическом оценивании последовательности сигналов k -импульс на входе приемника описывается выражением

$$y_k(t) = x_k s_{yk} d_k(t), \tag{1}$$

где $s_{yk}(t)$ — его огибающая, описываемая соотношением

$$s_{yk}(t) = \text{rect}\left(\frac{t - kT}{\Delta t}\right) h'_k(t). \tag{2}$$

Через $d_k(t)$ обозначено окно данных k -импульса амплитудой x_k , $h'_k(t)$ — импульсная характеристика канала связи.

Метод периодического оценивания обеспечивает выделение из последовательности каждого поступающего на вход приемника импульса посредством умножения ее на некоторое временное окно данных. С учетом определения $s_{yk}(t)$ в соответствии с выражением (2), соотношение (1) запишем в следующем виде:

$$y_k(t) = \left[x_k \text{rect}\left(\frac{t}{\Delta t}\right) h'(t) + \eta_0 \right] d_k(t). \tag{3}$$

В (3) величина η_0 определена условием

$$|\eta(t)| \leq \eta_0 \ll x_k$$

и характеризует верхнюю границу ошибки фильтрации при обработке входной информационной последовательности. Индекс k для окна данных является носителем аддитивно-временной структуры исходной информационной последовательности.

Метод периодического оценивания предполагает использование достаточно коротких временных апертур окон данных, т. к. их длительность ограничена периодом следования импульсов в последовательности. Указанное свойство окон приводит к увеличению дисперсии оценок спектра. В какой-то мере эту составляющую погрешности можно снизить соответствующим выбором класса временных окон и их параметров.

Процедуру обработки сигнала на основе концентрирующих интегральных преобразований рассмотрим для временного окна прямоугольного типа, которое имеет в частотной области самый узкий главный лепесток спектральной характеристики и множество убывающих со скоростью $O(1/\omega)$ боковых, что вызывает эффект «просачивания».

Рассмотрим выражение (3) более подробно. Легко заметить, что оно состоит из двух групп компонент, взаимодействующих между собой аддитивно. К первой относятся описание импульсного сигнала, передаваемого в канал связи, импульсная характеристика канала связи и окно данных. Эти компоненты взаимодействуют через операцию свертки и умножения. Вторая группа характеризует верхнюю границу ошибки линейной фильтрации при выделении огибающей информационного сигнала. Кроме того, окно данных воздействует на обе группы через операцию умножения.

Применим процедуру интегральных концентрирующих преобразований к выражению (3). Осуществим на первом шаге обратное преобразование Фурье и получим

$$F^{-1}[y_k(t)](v) = F^{-1}\left\{ \left[x_k \text{rect}\left(\frac{t}{\Delta t}\right) h'(t) + \eta_0 \right] \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \right\}(v) \tag{4}$$

или, в развернутом виде,

$$F^{-1}[y_k(t)](v) = \frac{x_k}{2\pi} F^{-1}\left[\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \right](v) \times \\ \times \left\{ F^{-1}\left[\text{rect}\left(\frac{t}{\Delta t}\right) \right](v) F^{-1}[h'(t)](v) + \frac{1}{2\pi} \left[F^{-1}[\eta_0 \left[\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \right]] \right](v) \right\}.$$

Последнее соотношение, после нахождения обратного преобразования Фурье, представляется следующим образом:

$$F^{-1}[y_k(t)](v) = \frac{x_k T \Delta t}{2\pi} \left\{ \frac{\sin \frac{T}{2} v}{\frac{T}{2} v} \left[\frac{\sin \frac{\Delta t}{2} v}{\frac{\Delta t}{2} v} H(v) \right] \right\} + \\ + \frac{T}{2\pi} \left[\eta_0 \frac{\sin \frac{T}{2} v}{\frac{T}{2} v} \right], \tag{5}$$

где $H(v)$ — обратное преобразование Фурье от импульсной функции $h'(t)$, являющейся по своей сути частотной характеристикой канала связи.

Перепишем выражение (5) в виде

$$Y_k(v) = Y_h(v) + Y_\eta(v), \tag{6}$$

где

$$Y_k(v) = F^{-1}[y_k(t)](v); \tag{7}$$

$$Y_h(v) = \frac{x_k T \Delta t}{2\pi} \left\{ \frac{\sin \frac{T}{2} v}{\frac{T}{2} v} \left[\frac{\sin \frac{\Delta t}{2} v}{\frac{\Delta t}{2} v} H(v) \right] \right\}; \tag{8}$$

$$Y_\eta(v) = \frac{T}{2\pi} \left[\eta_0 \frac{\sin \frac{T}{2} v}{\frac{T}{2} v} \right]. \tag{9}$$

Соотношения (6)—(9) применимы к моделям каналов связи самого общего вида и являются основой дальнейших рассуждений.

Концентрирующие интегральные преобразования для идеализированной модели канала связи

Конкретизируем полученные выше результаты. Пусть моделью канала связи является фильтр ниж-

них частот с амплитудно-частотной характеристикой вида $H(\omega) = \text{rect}(\omega/2W)$, полосой пропускания $[-W, W]$ и импульсной характеристикой

$$h'(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{W}{\pi} \frac{\sin Wt}{Wt}.$$

С учетом этого соотношение (8) примет вид

$$Y_h(v) = \frac{x_k T \Delta t}{2\pi} \left\{ \frac{\sin \frac{T}{2} v}{\frac{T}{2} v} \left[\frac{\sin \frac{\Delta t}{2} v}{\frac{\Delta t}{2} v} \text{rect} \left(\frac{v}{2W} \right) \right] \right\}. \quad (10)$$

Выражение (10) описывает амплитудно-временные параметры информационного сигнала, в то время как (9) характеризует погрешность, вносимую операцией линейной фильтрации.

Рассмотрим выражение (9). Из определения свертки следует, что

$$\eta_0 * \frac{\sin \frac{T}{2} v}{\frac{T}{2} v} = \eta_0 \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\sin \frac{T}{2} \xi}{\frac{T}{2} \xi} d\xi = \pi \eta_0.$$

Таким образом, составляющая $Y_\eta(v)$ равна

$$Y_\eta(v) = T \eta_0 / 2. \quad (11)$$

Далее. Выражение (10) представим в следующем виде:

$$Y_h(v) = \frac{x_k T \Delta t}{2\pi} \left[\int_{-W}^W \frac{\sin \frac{\Delta t}{2} \xi}{\frac{\Delta t}{2} \xi} \frac{\sin \frac{T}{2} (v-\xi)}{\frac{T}{2} (v-\xi)} d\xi \right]. \quad (12)$$

Интеграл в квадратных скобках является сверткой с конечными пределами интегрирования. Временные параметры последовательности и окна данных, а также частотный диапазон полосы пропускания канала связи известны. Это позволяет предварительно найти их свертку, т. е. получить некоторую функцию, зависящую от v .

На следующем шаге произведем перенормировку, т. е. разделим правые и левые части соотношений (11) и (12) на нормирующий множитель (исключая точки неопределенности), который может быть вычислен заранее. Множитель имеет вид

$$I(v) = \int_{-W}^W \frac{\sin \frac{\Delta t}{2} \xi}{\frac{\Delta t}{2} \xi} \frac{\sin \frac{T}{2} (v-\xi)}{\frac{T}{2} (v-\xi)} d\xi. \quad (13)$$

Использование множителя вида (13) позволяет переписать выражения (11) и (12):

$$Y'_h(v) = \frac{x_k T \Delta t}{2\pi}; \quad (14)$$

$$Y'_\eta(v) = \frac{\eta_0 T}{2} I^{-1}(v), \quad (15)$$

где

$$Y'_h(v) = Y_h(v) I^{-1}(v), \quad Y'_\eta(v) = Y_\eta(v) I^{-1}(v).$$

Поэтому можно записать:

$$Y'_k(v) = Y'_h(v) + Y'_\eta(v) = T \left(\frac{x_k \Delta t}{2\pi} + \frac{\eta_0}{2} I^{-1}(v) \right). \quad (16)$$

Соотношение (16) содержит интеграл вида (13). Оценим его, для чего рассмотрим выражение (4).

Учитывая известность импульсной характеристики канала связи, запишем:

$$y_k(t) = x_k \left[\frac{x_k W}{\pi} \text{rect} \left(\frac{t}{\Delta t} \right) \frac{\sin Wt}{Wt} + \eta_0 \right] \text{rect} \left(\frac{t}{T} \right)$$

или, в развернутом виде,

$$y_k(t) = x_k \left[\frac{x_k W}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \text{rect} \left(\frac{\xi}{\Delta t} \right) \frac{\sin W(t-\xi)}{W(t-\xi)} d\xi + \eta_0 \right] \text{rect} \left(\frac{t}{T} \right).$$

Ограниченность длительности функции $\text{rect}(\xi/\Delta t)$ величиной Δt позволяет последнее соотношение представить так:

$$y_k(t) = \left[\frac{x_k W}{\pi} \int_{-\Delta t/2}^{\Delta t/2} \frac{\sin W(t-\xi)}{W(t-\xi)} d\xi + \eta_0 \right] \text{rect} \left(\frac{t}{T} \right).$$

Произведя замену $W(t-\xi)$ на переменную z , получим

$$y_k(t) = \left\{ \frac{x_k}{\pi} \left[\text{Si} \left(W \left(t + \frac{\Delta t}{2} \right) \right) - \text{Si} \left(W \left(t - \frac{\Delta t}{2} \right) \right) \right] + \eta_0 \right\} \text{rect} \left(\frac{t}{T} \right). \quad (17)$$

Воспользуемся полученным результатом следующим образом. Найдем обратное преобразование Фурье от выражения (17), учитывая ограниченность во времени функции $\text{rect}(t/T)$. Запишем:

$$F^{-1}[y_k(t)](v) = \frac{x_k}{2\pi^2} \left\{ F^{-1} \left[\text{Si} \left(W \left(t + \frac{\Delta t}{2} \right) \right) \right]_{-T/2}^{T/2} (v) - F^{-1} \left[\text{Si} \left(W \left(t - \frac{\Delta t}{2} \right) \right) \right]_{-T/2}^{T/2} (v) \right\} + \frac{\eta_0}{2\pi} \cdot F^{-1} \left[\text{rect} \left(\frac{t}{T} \right) \right] (v). \quad (18)$$

Во-первых, функции интегрального синуса в выражении (18) имеют временной сдвиг, что при обратном преобразовании Фурье эквивалентно умножению на множитель $\exp(\pm jW\Delta t/2)$. Знак показателя экспоненты определяется направлением временного сдвига. Таким образом, соотношение (18) представим так:

$$F^{-1}[y_k(t)](v) = \frac{x_k}{2\pi^2} \left\{ F^{-1} [\text{Si}(Wt)]_{-T/2}^{T/2} (v) \left(e^{-j\frac{W\Delta t}{2}} - e^{j\frac{W\Delta t}{2}} \right) \right\} + \frac{T\eta_0}{2}.$$

Во-вторых, учтем, что функция $\text{Si}(\cdot)$ нечетна и потому для нее верно

$$F^{-1} \left[\int_{-T/2}^{T/2} \right] (v) = 2j F_{\sin}^{-1} \left[\int_0^{T/2} \right] (v),$$

где через $F_{\sin}^{-1}[\cdot]$ обозначено обратное синус-преобразование Фурье.

Следует отметить, что при $v < 0$ функция преобразована может быть продолжена на интервал $(-\infty, 0)$ как четным, так и нечетным образом. Поэтому считая переменную v , так же как и переменную t , положительной, можно пользоваться как косинус-, так и синус-преобразованием Фурье. Однако результаты этих преобразований в общем случае могут быть различными. Поэтому более обоснованным и логичным представляется такое продолжение в область отрицательного аргумента, когда функция сохраняет свойства непрерывности и нечетности. Кроме того, если исхо-

дить из свойства симметрии преобразования Фурье, то результат преобразования должен оставаться нечетной функцией.

Воспользуемся таблицами преобразования [6] для выражения в фигурных скобках и найдем, что

$$F^{-1}[y_k(t)](v) = \frac{x_k}{2\pi^2} \left\{ \int_v \left[\text{Si} \left(\frac{T}{2}(v+W) \right) - \text{Si} \left(\frac{T}{2}(v-W) \right) \right] - 2\text{Si} \left(\frac{WT}{2} \right) \cos \left(\frac{T}{2}v \right) \left[e^{-j\frac{W\Delta t}{2}v} - e^{j\frac{W\Delta t}{2}v} \right] \right\} + \frac{T\eta_0}{2}$$

или в виде

$$F^{-1}[y_k(t)](v) = \frac{x_k}{2\pi^2} \left\{ \left[\text{Si} \left(\frac{T}{2}(v+W) \right) - \text{Si} \left(\frac{T}{2}(v-W) \right) \right] - 2\text{Si} \left(\frac{WT}{2} \right) \cos \left(\frac{T}{2}v \right) \left[\frac{\sin(W\Delta t v/2)}{W\Delta t v/2} \right] \right\} + \frac{T\eta_0}{2}.$$

Последнее соотношение может быть представлено так:

$$F^{-1}[y_k(t)](v) = \frac{x_k T \Delta t}{2\pi} I(v) + \frac{T\eta_0}{2}. \quad (19)$$

Выражения (6) и (19) по своей сути эквивалентны. С учетом обозначений в виде формул (7)—(9) и (13) запишем:

$$I(v) = \int_{-w}^w \frac{\sin \frac{\Delta t}{2} \xi}{\frac{\Delta t}{2} \xi} \frac{\sin \left[\frac{T}{2}(v-\xi) \right]}{\frac{T}{2}(v-\xi)} d\xi = \frac{1}{\pi T \Delta t} \left\{ \left[\text{Si} \left(\frac{T}{2}(v+W) \right) - \text{Si} \left(\frac{T}{2}(v-W) \right) \right] - 2\text{Si} \left(\frac{WT}{2} \right) \cos \left(\frac{T}{2}v \right) \left[\frac{\sin(W\Delta t v/2)}{W\Delta t v/2} \right] \right\}. \quad (20)$$

Левая часть соотношения (20) является по своей сути сверткой обратного преобразования Фурье импульсного сигнала единичной амплитуды и длительностью Δt и временного окна данных с апертурой, равной T . Пределы вычисления свертки конечны и определяются интервалом $[-W, W]$.

Рассмотрим поведение функции, отвечающей правой части выражения (20).

Во-первых, множитель $\sin(W\Delta t v/2)/(W\Delta t v/2)$ непрерывен на всей оси, имеет максимум, равный 1 при $v=0$, и осциллирует вдоль оси v с периодом $2\pi/W\Delta t$ и амплитудой, убывающей как $O(1/v)$.

Во-вторых, при $v=0$ функция тождественно равна нулю. Таким образом, на основании результата (19) можно заключить, что для одиночного импульса как предельного случая импульсной последовательности уровень межсимвольных искажений равен нулю в точке $v=0$. Погрешность, содержащаяся в переданной амплитуде импульса, определяется только характеристиками выделяющего этот импульс линейного фильтра. Исходя из того факта, что длительность передаваемого импульса $\Delta t \ll T$, будем считать уровень межсимвольных искажений в пределах вершины импульса длительностью Δt постоянной величиной, которая в данном случае равна нулю.

В-третьих, т. к. рассматривается модель согласованного канала связи [1, с. 163], для которого выполняется неравенство $W \geq 1/2T$, то очевидно, что $WT/2 \geq 1/4$.

Следует отметить, что для значений $WT/2 \leq 10$ разность сдвинутых на $\pm W$ интегральных синусов ведет себя как функция типа $\sin x/x$, имеющая максимум, равный $2\text{Si}(TW/2)$ при $v=0$. Поэтому функция в квадратных скобках имеет при $v=0$ минимум, равный нулю. Таким образом, функция вида (20) непрерывна и регулярна на всей оси v .

Получение аналитической зависимости для $I(v)$, как в рассматриваемом случае, в виде соотношения (20) — это скорее исключение из общего правила. Достичь этого результата позволило использование простейшей модели канала связи. В случае же применения более содержательных моделей канала связи и окон данных не прямоугольного типа функция $I(v)$ не будет выражаться в квадратурах. Необходимая информация об особенностях поведения и влияния функции $I(v)$ для проведения анализа или использования в приложениях может быть получена только на основе численных методов. Это, естественно, приведет к появлению некоторой методической погрешности $\epsilon(v)$:

$$|\epsilon(v)| < \epsilon_0 \ll I(v), \quad (21)$$

где ϵ_0 — верхняя граница этой методической ошибки.

С другой стороны, даже знание функциональной зависимости для $I(v)$ не гарантирует объективного отражения ею свойств нормирующего множителя. Это связано с тем, что размер апертуры окна данных T , его форма, параметры носителя информации (импульсного сигнала) реально содержат в себе ошибки их практической реализации, следствия влияния технологического разброса и дестабилизирующих факторов. Поэтому реальную зависимость $I_{\text{реал}}(v)$, учитывая эти факторы, определим как

$$I_{\text{реал}}(v) = I(v) + \epsilon(v),$$

или, с учетом неравенства (21),

$$I_{\text{реал}}(v) < I(v) + \epsilon_0. \quad (22)$$

Следующим этапом реализации описываемого метода концентрирующих интегральных преобразований является операция нормировки. Осуществим ее с учетом принятого обозначения в виде (20). Для этого разделим правую и левую части соотношения (19) на правую часть (22). Заметим, что в идеальном случае, когда $\epsilon(v)=0$, точки нулевого альтернанса функции $I(v)$ при перенормировке создают неопределенности, которые можно исключить, удалив эти точки. В результате получим:

$$\frac{F^{-1}[y_k(t)](v)}{I(v) + \epsilon_0} = \frac{T}{2\pi} \frac{x_k \Delta t I(v) + \pi \eta_0}{I(v) + \epsilon_0}. \quad (23)$$

Введем обозначение

$$\frac{F^{-1}[y_k(t)](v)}{I(v) + \epsilon_0} = \tilde{Y}(v).$$

После некоторых преобразований выражение (23) представим в виде

$$\tilde{Y}(v) = \frac{T x_k \Delta t}{2\pi} \left[1 + \frac{\pi \eta_0 - \epsilon_0}{x_k \Delta t I(v) + \epsilon_0} \right]$$

или

$$\tilde{Y}(v) = \frac{T x_k \Delta t}{2\pi} [1 + E(v)], \quad (24)$$

где член

$$E(v) = \frac{\frac{\pi\eta_0}{x_k \Delta t} - \varepsilon_0}{I(v) + \varepsilon_0} \quad (25)$$

характеризует суммарную ошибку, определяемую свойствами линейного аддитивного фильтра, метода формирования операндов интегрального множителя $I(v)$ и метода его вычисления.

Очевидно, что в случае, если функция $I(v)$ будет гладкой и у нее будут отсутствовать точки нулевого альтернанса на оси v , то и функция погрешности $E(v)$ будет также гладкой. В значительной мере это будет определяться выбором типа окна данных. Так, если его спектр будет иметь монотонный характер с асимптотическим стремлением к нулю, то поведение погрешности $E(v)$ будет описываться гладкой и монотонной функцией. Анализ функции $E(v)$ с учетом свойств интегрального множителя $I(v)$ показывает, что ее приближенный вид со всеми характерными точками поведения может быть проиллюстрирован графиком **рис. 1**.

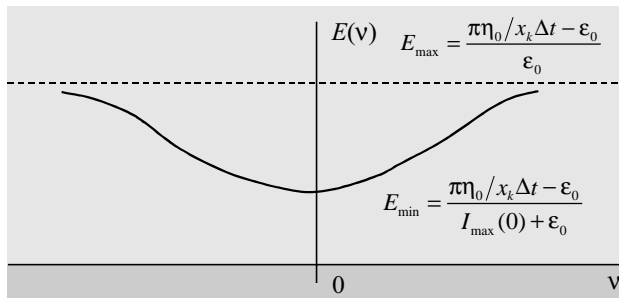


Рис. 1

Следующим шагом в описании реализации метода интегральных концентрирующих преобразований является операция умножения правой и левой частей выражения (24) на $1/v$ и осуществление обратного преобразования Фурье.

Заметим, что деление на величину v образа эквивалентно при обратном преобразовании операции интегрирования.

Итак, результатом проделанных преобразований при описании метода концентрирующих интегральных преобразований является следующее соотношение:

$$F^{-1} \left[\frac{1}{v} \tilde{Y}(v) \right] (t) = \frac{T x_k \Delta t}{2\pi} \frac{1}{2\pi} \left\{ F^{-1} \left[\frac{1}{v} 1 \right] (t) + F^{-1} \left[\frac{1}{v} E(v) \right] (v) \right\}.$$

Обратное преобразование от константы есть δ -функция Дирака, проинтегрированная в интервале $(-\infty, t)$. В результате получим единичную функцию, обладающую следующими свойствами:

$$1(t) = \begin{cases} 1, & t = 0, \\ 0, & t \neq 0. \end{cases}$$

Проведенные рассуждения и результат получены при преобразовании Фурье первого слагаемого.

Для второго слагаемого трансформанта Фурье представляется в виде $\int_{t_0}^t e(\theta) d\theta$, где $e(t)$ — функция, полученная как результат обратного преобразования Фурье от функции погрешности $E(v)$, т. е.

$$e(t) = F^{-1}[E(v)](t).$$

Окончательный результат преобразований примет следующий вид:

$$F^{-1} \left[\frac{1}{v} \tilde{Y}(v) \right] (t) = \frac{T x_k \Delta t}{(2\pi)^2} \left[1(t) + \int_{-\infty}^t e(\theta) d\theta \right]. \quad (26)$$

Очевидно, что даже в случае использования простейших математических моделей аналитического выражения получить нельзя — из-за невозможности нахождения обратного преобразования Фурье от функции ошибок $E(v)$ вида (25). В сложившейся ситуации полезно получение качественной оценки общего вида — исходя из знания общих свойств функции $E(v)$. Для получения такой оценки проведем ряд тождественных преобразований, целью которых является представление функции $E(v)$ в виде другой функции — $E_{\text{доп}}(v)$, обладающей требуемыми свойствами, а именно:

$$E_{\text{доп}}(v) \rightarrow 0 \text{ при } |v| \rightarrow \infty.$$

Кроме того, функция $E_{\text{доп}}(v)$ должна иметь максимум в точке, где график исходной функции $E(v)$ имеет минимум.

С этой целью осуществим сдвиг функции $E(v)$ по оси ординат на величину E_{min} и затем пронормируем ее. Для этого, во-первых, запишем очевидное тождество

$$E(v) = E_{\text{min}} + \Delta E \left[\frac{E(v) - E_{\text{min}}}{\Delta E} \right], \quad (27)$$

где $\Delta E = E_{\text{max}} - E_{\text{min}}$.

Очевидно, что выражение в квадратных скобках имеет своим верхним пределом значение, равное единице при $E(v) = E_{\text{max}}$, и равно нулю при $E(v) = E_{\text{min}}$.

Во-вторых, для выражения в квадратных скобках построим дополняющую функцию. Очевидно, что верно соотношение

$$\frac{E(v) - E_{\text{min}}}{\Delta E} = - \left(1 - \frac{E(v) - E_{\text{min}}}{\Delta E} - 1 \right),$$

которое может быть представлено в виде следующей функции так:

$$E_{\text{д\`ен}}(v) = E_{\text{min}} \left(1 - \frac{E(v) - E_{\text{min}}}{\Delta E} \right).$$

При $|v| \rightarrow \infty$ $E_{\text{доп}}(v) \rightarrow 0$ и имеет максимальное значение E_{min} . Таким образом, функция $E_{\text{доп}}(v)$ обладает требуемыми свойствами.

С учетом введенной выше функции $E_{\text{доп}}(v)$ соотношение (27) представим следующим образом:

$$E(v) = E_{\text{max}} - \frac{\Delta E}{E_{\text{min}}} E_{\text{д\`ен}}(v). \quad (28)$$

Учтем, что значение E_{min} известно, а величина E_{max} определяется как $\sup E(v)$ при $|v| \rightarrow \infty$. Кроме того, учтем и то, что функция $E_{\text{доп}}(v)$ выражается че-

рез функцию $I(v)$. Введем обозначение $I_{\max} = I_{\max}(0)$. После проведения простейших преобразований соотношение (28) запишем так:

$$E(v) = \frac{1}{\varepsilon_0} [\Delta\varepsilon_0 - I_{\max} E_{\text{дл}}(v)], \quad (29)$$

где $\Delta\varepsilon_0 = \frac{\pi\eta_0}{x_k \Delta t} - \varepsilon_0$.

Воспользуемся полученным выражением (29) для $E(v)$ и найдем обратное преобразование от функции ошибки, т. е.

$$F^{-1} \left[\frac{1}{v} E(v) \right] (t) = \frac{\Delta\varepsilon_0}{\varepsilon_0} F^{-1} \left[\frac{1}{v} 1 \right] (t) - \frac{1}{\varepsilon_0} \left[I_{\max} F^{-1} \left(\frac{1}{v} E_{\text{дл}}(v) \right) (t) \right].$$

С учетом известных свойств обратного преобразования Фурье получим:

$$F^{-1} \left[\frac{1}{v} E(v) \right] (t) = \frac{1}{\varepsilon_0} \left[\Delta\varepsilon_0 1(t) - I_{\max} \int_{-\infty}^t e_{\text{дл}}(\theta) d\theta \right], \quad (30)$$

где $e_{\text{дл}}(t)$ — прообраз функции $E_{\text{дл}}(v)$.

Таким образом, с учетом результата (30) выражение (26) может быть переписано в виде

$$\hat{y}_k(t) = F^{-1} \left[\frac{1}{v} \tilde{Y}(v) \right] (t) = \frac{T x_k \Delta t}{(2\pi)^2} \left[1(t) \left(1 - \frac{\Delta\varepsilon_0}{\varepsilon_0} \right) + \frac{I_{\max}}{\varepsilon_0} \int_{-\infty}^t e_{\text{дл}}(\theta) d\theta \right]. \quad (31)$$

Рассмотрим детальнее полученное соотношение (31). Видно, что ошибки фильтрации и методов вычислений приводят к искажению истинного значения амплитуды информационного импульса — как в виде постоянных составляющих $\Delta\varepsilon_0$ и ε_0 , так и в виде интегрального соотношения, обусловленного межсимвольными искажениями. Очевидно и то, что прообраз ошибки $e_{\text{дл}}(t)$ является монотонной функцией ввиду монотонности функции $E(v)$. Отметим также, что при $|v| \rightarrow \infty$ функции $E_{\text{дл}}(v)$ и $I(v)$ имеют порядок убывания не менее $O(1/v)$. Поэтому во временной области скорость убывания $e_{\text{дл}}(t)$ имеет порядок $O(\exp(-t))$, что следует из основных свойств преобразования Фурье.

Введем в рассмотрение коэффициент сжатия R , определяемый как отношение эффективных длительностей импульсов до и после обработки. Так, в результате применения метода концентрирующих интегральных преобразований удалось получить на выходе устройства обработки импульс типа $1(t)$, эффективная длительность которого теоретически равна нулю, т. е. без учета интегральной составляющей ошибки коэффициент сжатия $R \rightarrow \infty$. Реальная эффективная длительность сигнала после обработки методом концентрирующих интегральных преобразований конечна, и потому величина R также конечна.

Интегральная составляющая погрешности, найденная для единичного импульса, позволяет найти общую оценку уровня межсимвольных искажений для всей последовательности. Для этого запишем ее общее выражение —

$$\Delta\varepsilon(t) = \frac{T x_k \Delta t}{(2\pi)^2} \frac{I_{\max}}{\varepsilon_0} \int_{-\infty}^t e_{\text{дл}}(\theta) d\theta \quad (32)$$

и оценим ее величину. Для этого построим модель погрешности в классе функций, удовлетворяющих сформулированным выше основным требованиям. За основу примем наличие у функции $E_{\text{дл}}(v)$ известных асимптотических свойств. Во-первых, $E_{\text{дл}}(v) \geq O(1/v)$. И, во-вторых, функция $E_{\text{дл}}(v)$ должна иметь максимум, равный E_{\min} .

В качестве одной из возможных функций, удовлетворяющей указанным условиям поведения ошибки, может быть использована спектральная функция

$$E_{\text{дл}}(v) = \left((1/E_{\min}) + j|v| \right)^{-1}. \quad (33)$$

Данная функция обладает перечисленными выше свойствами и описывает наихудший — в смысле асимптотического поведения спектральной функции — случай. Поэтому интегральная составляющая ошибки при таком выборе функции модели дает верхнюю границу оценки. Знак модуля учитывает симметричность импульсной последовательности на временной оси, т. к. нами используется представление, при котором сигналы продолжены в область отрицательных значений времени.

Найдем двустороннее обратное преобразование Фурье от функции [3, с. 113], определенной соотношением вида (33). Запишем:

$$e_{\text{дл}}(t) = \frac{1}{2\pi} \exp \left(\frac{1}{E_{\min}} |t| \right).$$

Отметим, что нормирующий коэффициент обратного преобразования Фурье, равный $1/2\pi$, в выражении (32) уже учтен при его выводе. В последней же формуле он приведен только из соображений корректности математической записи.

Полученное выражение для описания поведения функции погрешности интересно с точки зрения прогноза поведения межсимвольной помехи внутри интервала между двумя соседними импульсами. Интегральную составляющую погрешности представим так:

$$\Delta\varepsilon(t) = \frac{T x_k \Delta t}{4\pi^2} \frac{I_{\max}}{\varepsilon_0} \int_{-\infty}^t \exp \left(-\frac{1}{E_{\min}} |\theta| \right) d\theta.$$

В результате после выполнения операции интегрирования получим:

$$\Delta\varepsilon(t) = \frac{T x_k \Delta t}{4\pi^2} \frac{I_{\max} E_{\min}}{\varepsilon_0} \exp \left(-\frac{|t|}{E_{\min}} \right).$$

Известная величина E_{\min} и ее взаимосвязь с ошибками фильтрации ε_0 и η_0 позволяют представить полученное выражение для интегральной составляющей погрешности в иной форме, т. е. в виде

$$\Delta\varepsilon(t) = \frac{T I_{\max}}{4\pi^2} \frac{(\pi\eta_0 - \varepsilon_0 x_k \Delta t)}{(I_{\max} + \varepsilon_0)} \exp \left(-\frac{(I_{\max} + \varepsilon_0) x_k \Delta t}{\pi\eta_0 - \varepsilon_0 x_k \Delta t} |t| \right). \quad (34)$$

Выражение для интегральной составляющей погрешности может быть использовано для оценки эффективной длительности импульса на выходе уст-

ройства обработки в соответствии с описанным методом.

Найдем оценку эффективной длительности информационного импульса после его обработки методом концентрирующих интегральных преобразований. Воспользуемся для этого следующим подходом.

Аппроксимируем передний и задний его фронты отрезками прямых, исходящих из точки $(0, \Delta\epsilon_0(0))$, с угловым коэффициентом, равным значению производной в той же точке (рис. 2)

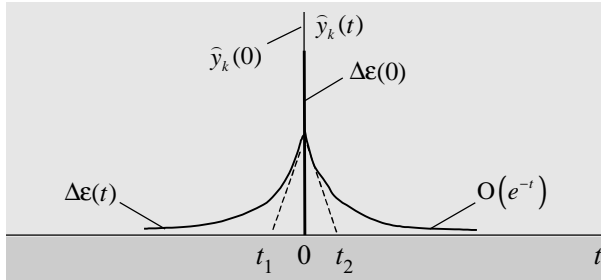


Рис. 2

Величина погрешности в указанной точке равна

$$\Delta\epsilon(0) = \frac{T}{4\pi^2} \frac{I_{\max} (\pi\eta_0 - \epsilon_0 x_k \Delta t)}{I_{\max} + \epsilon_0}$$

Угловым коэффициентом прямой, проходящей через данную точку при $t > 0$, равен

$$\Delta\epsilon'(t)|_{t=0} = -\frac{T x_k \Delta t I_{\max}}{4\pi^2}$$

и, соответственно, при $t < 0$ он определяется выражением

$$\Delta\epsilon'(t)|_{t=0} = \frac{T x_k \Delta t I_{\max}}{4\pi^2}$$

Уравнения прямых, проходящих через точку $(0, \Delta\epsilon_0(0))$ с угловыми коэффициентами $\pm\Delta\epsilon'(0)$, имеют вид

$$\hat{y}_k(t) = \pm \frac{T x_k \Delta t I_{\max}}{4\pi^2} t + \frac{T}{4\pi^2} \frac{I_{\max} (\pi\eta_0 - \epsilon_0 x_k \Delta t)}{I_{\max} + \epsilon_0}$$

Отсюда точки пересечения прямых с осью абсцисс соответственно равны

$$t_1 = -\frac{\pi\eta_0 - \epsilon_0 x_k \Delta t}{(I_{\max} + \epsilon_0) x_k \Delta t} \quad \text{и} \quad t_2 = \frac{\pi\eta_0 - \epsilon_0 x_k \Delta t}{(I_{\max} + \epsilon_0) x_k \Delta t}$$

Эффективная длительность импульса в информационной последовательности такова:

$$\Delta\tilde{t} = 2 \frac{\pi\eta_0 - \epsilon_0 x_k \Delta t}{(I_{\max} + \epsilon_0) x_k \Delta t} \tag{35}$$

С учетом принятых ограничений на η_0 и ϵ_0 следует, что $\Delta\tilde{t} \ll \Delta t$.

Коэффициент сжатия R в рассматриваемом случае определяется выражением

$$R = \frac{\Delta t}{\Delta\tilde{t}} = \frac{(I_{\max} + \epsilon_0) x_k \Delta t^2}{2(\pi\eta_0 - \epsilon_0 x_k \Delta t)} \gg 1 \tag{36}$$

Таким образом, на основе мажорантной модели интегральной составляющей погрешности получены результаты, демонстрирующие эффективность метода концентрирующих преобразований.

Воспользуемся результатом, полученным выше для интегральной составляющей погрешности, и на ее основе найдем оценку уровня межсимвольных искажений для последовательности импульсов. Для этого просуммируем значения $\Delta\epsilon(t)$ в точках $t = \pm kT$. Полученная сумма дает оценку величины межсимвольных искажений для текущего k -импульса последовательности:

$$\Delta\epsilon(t + kT) = \sum_{n=-k}^k \frac{T I_{\max} (\pi\eta_0 - \epsilon_0 x_k \Delta t)}{4\pi^2 (I_{\max} + \epsilon_0)} \exp\left[-\frac{(I_{\max} + \epsilon_0) x_k \Delta t}{\pi\eta_0 - \epsilon_0 x_k \Delta t} (t + kT)\right]$$

Учитывая, что последовательность импульсов обладает свойством циклостационарности в широком смысле [1], запишем:

$$\Delta\epsilon(t + kT) = \frac{T I_{\max} (\pi\eta_0 - \epsilon_0 \bar{x}_k \Delta t)}{4\pi^2 (I_{\max} + \epsilon_0)} \times \sum_{n=-k}^k \exp\left[-\frac{(I_{\max} + \epsilon_0) \bar{x}_k \Delta t}{\pi\eta_0 - \epsilon_0 \bar{x}_k \Delta t} (t + kT)\right] \tag{37}$$

Соотношение в виде выражения (37) позволяет оценить величину погрешности для текущего импульса, обусловленную межсимвольной интерференцией, при использовании метода обработки на основе концентрирующих интегральных преобразований. Это, в свою очередь, позволяет не только сравнить результаты обработки сигнала, полученные стандартными методами и описанным в данной статье, но и оценить эффективность предлагаемого метода.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Френкс Л. Е. Теория сигналов. М.: Сов. радио, 1974.
2. Сердюков Ю. П. Метод концентрирующих интегральных преобразований. Ч. 1. Потенциальные возможности метода концентрирующих интегральных преобразований // Проблемы машиноведения и машиностроения. Вып. 27.— СПб.: СЗТУ, 2002.— С. 56—66.
3. Бейтмен Г., Эрдейи А. Таблицы интегральных преобразований. Т. 1. — М.: Наука, 1969.

К. т. н. А. Г. СОРОЧАН

Украина, г. Донецк, НИИ комплексной автоматизации
E-mail: niika@dn.farlep.net

Дата поступления в редакцию
10.09 2004 г.

Оппонент д. т. н. В. В. ДАНИЛОВ
(ДонНУ, г. Донецк)

ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ В J-КОРРЕЛЯЦИОННОМ МЕТОДЕ ПЕЛЕНГАЦИИ

На основании анализа обрабатываемого сигнала и особенностей J-корреляционного метода пеленгации определены соотношения для расчета временных задержек линий пеленгационного устройства.

В [1] предложен J-корреляционный метод пеленгации, для реализации которого необходимо использовать три линии задержки. Оптимизация временных задержек в этих линиях определяет возможность достижения как предельных характеристик метода, так и полного использования его функциональных возможностей.

Цель настоящей работы — получить расчетные соотношения и разработать алгоритм расчета временных задержек в линиях задержки J-корреляционного метода пеленгации.

Структурная схема опорного и регулируемого каналов J-корреляционного метода пеленгации приведена на рисунке [2], где РЛЗ — калиброванная регулируемая линия задержки на время θ_x ; ФЛЗ — фиксированная линия задержки с постоянной времени θ_1 ; СМ — смеситель; Г — высокостабильный генератор; ЛЗ — линия задержки с постоянной времени τ_1 ; X1, X2 и X3 — первый, второй и третий множители; РПФ1, РПФ2 — первый и второй режекторно-полосовые фильтры.

Метод использует два канала обработки сигнала. В первом, опорном канале (РЛЗ, СМ, Г, ЛЗ и X2) для формирования опорного сигнала используется линия задержки ЛЗ. В [3] показано, что при приеме сигнала, модулированного по частоте гармоническим колеба-

нием частотой Ω и индексом модуляции β , спектр выходного сигнала опорного канала при подавленной фильтром РПФ1 несущей описывается выражением

$$U_1'(t) = U_1 \left\{ \sum_{n=-\infty}^{-1} J_n(\beta') \cos[(W_\Gamma + n\Omega)t + \varphi_1' + \varphi_n'] + \sum_{n=1}^{\infty} J_n(\beta') \cos[(W_\Gamma + n\Omega)t + \varphi_1' + \varphi_n'] \right\}, \quad (1)$$

где U_1 — амплитуда сигнала;

$J_n(\beta')$ — функционал Бесселя n -го порядка;

β' — вновь сформированный опорным каналом индекс модуляции, $\beta' = 2\beta \sin(0,5\Omega\tau_1)$;

W_Γ — несущая частота (частота генератора Г);

$\varphi_1' = (W - W_\Gamma)\tau_1$;

W — несущая частота сигналов, действующих на входах РЛЗ и ФЛЗ;

$\varphi_n' = n[\varphi - \Omega(\theta + 0,5\tau_1)]$;

φ — начальная фаза модулирующего сигнала.

Во втором, регулируемом канале (РЛЗ, ФЛЗ, СМ, Г, ЛЗ и X1) путем свертки перемножаемых в X1 спектров сигналов формируется регулируемый сигнал, спектр которого при подавленной несущей фильтром РПФ2 описывается выражением

$$U_1''(t) = U_1 \left\{ \sum_{n=-\infty}^{-1} J_n(\beta'') \cos[(W_\Gamma + n\Omega)t + \varphi_1'' + \varphi_n''] + \sum_{n=1}^{\infty} J_n(\beta'') \cos[(W_\Gamma + n\Omega)t + \varphi_1'' + \varphi_n''] \right\}, \quad (2)$$

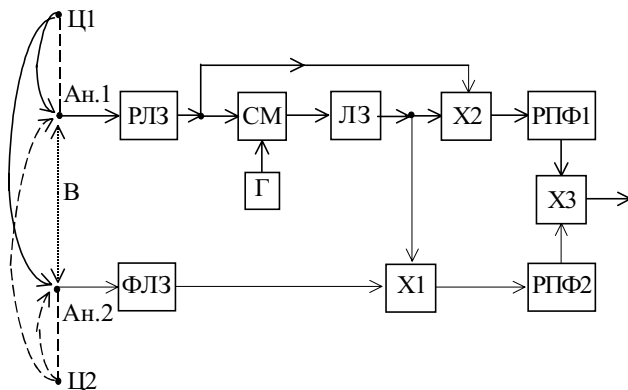
где β'' — индекс модуляции, формируемый регулируемым каналом, $\beta'' = 2\beta \sin[0,5\beta\Omega(\theta_x + \tau_1 - \theta_1 + \tau)] = 2\beta \sin(0,5\Omega\tau_{\text{отн}})$ ($\tau_{\text{отн}}$ — относительная временная задержка входных сигналов множителя X2);

$\varphi_1'' = W(\theta_x + \tau_1 + \tau - \theta_1) - W_\Gamma(\theta_x + \tau_1)$;

$\varphi_n'' = n[\varphi - 0,5\Omega(\theta_x + \varphi_1 - \theta_1 + \tau)]$.

Из результата перемножения спектральных составляющих $J_{-n}(\beta')$ и $J_n(\beta'')$ при $n \in [-\infty, -1; 1, \infty]$ сигналов опорного и регулируемого каналов на частоте $2W_\Gamma$ выделяется сигнал взаимно корреляционной свертки, относительное значение которого есть пеленгационная характеристика J-корреляционного метода пеленгации, которая описывается выражением [2]

$$f(\theta, \tau) = \sum_{n=1}^{\infty} J_n(\beta') J_n(\beta''). \quad (3)$$



Поведение пеленгационной характеристики определяется функционалом Бесселя $J_n(\beta'')$, пределы изменения которого определяются максимальной пространственной временной задержкой $\tau_{\text{макс}} = B/c$ (B — базовое расстояние между антеннами, c — скорость распространения радиоволны в свободном пространстве) входных сигналов.

В малобазовой пеленгации измерение пространственной временной задержки производится при небольших изменениях относительной временной задержки $\tau_{\text{отн}}$, а следовательно, и нешироких изменениях индекса модуляции β'' . В этом случае поведение пеленгационной характеристики будет определяться функционалом Бесселя первого порядка $J_1(\beta'')$. Тогда из (3) следует очевидный вывод, что величина временной задержки τ_1 в ЛЗ выбирается из условия обеспечения максимального значения функционала $J_1(\beta')$. Максимум функционала определится через его производную, которая имеет вид

$$J_1'(\beta') = 0,5 [J_0(\beta') - J_2(\beta')] \Omega \beta \cos(0,5\Omega\tau_1). \quad (4)$$

Из этого следует, что $J_1(\beta')$ достигает своего максимального значения при индексе модуляции $\beta' = 1,95$. Тогда из равенства $\beta' = 2\beta \sin(0,5\Omega\tau_1)$ получим:

$$\tau_1 = \frac{2}{\Omega} \arcsin\left(\frac{1,95}{2\beta}\right). \quad (5)$$

Переходя к оценке значения временной задержки в ЛЗ на обобщенный случай при приеме сигнала, модулированного по частоте сложным напряжением, выразим исходные индексы модуляции, модулирующие частоты через эквивалентные параметры сигнала. Эквивалентными параметрами будем считать параметры модулирующего гармонического напряжения частотой $\Omega_{\text{экр}}$, которое при индексе модуляции $\beta_{\text{экр}}$ формирует спектр шириной $\Delta\Omega$, равный ширине спектра входного сигнала. При модулирующей частоте $\Omega_{\text{экр}} = 0,5\Delta\Omega$ эквивалентный индекс модуляции

определится равенством $\beta_{\text{экр}} = \frac{\Delta\Omega}{\Omega_{\text{экр}}} = 2$. В таком случае полученное выражение упрощается и запишется в виде

$$\tau_1 = \frac{2\pi}{3\Delta\Omega}. \quad (6)$$

При построении пеленгатора с большим базовым расстоянием изменение задержки $\tau_{\text{отн}}$ велико. Поведение функционала $J_n(\beta'')$ неоднозначно, поэтому основным требованием является однозначность пеленгационной характеристики. В этом случае равномерность характеристики достигается при выполнении равенства $\sin(0,5\theta_{\text{экр}} \tau_1) = 1$, откуда

$$\tau_1 = \frac{\pi}{\Omega_{\text{экр}}}. \quad (7)$$

Для определения предельных значений временных задержек других линий воспользуемся структурной схемой (см. рис.), на которой отображены источники излучения Ц1 и Ц2. Положение этих источников относительно антенной системы Ан.1 и Ан.2 задает максимальную пространственную временную задержку $\tau = \tau_{\text{макс}} = B/c$. При положении источника сигнала в точке Ц1 для обеспечения равенства $\tau_{\text{отн}} = 0$ значение временной задержки в РЛЗ должно принять максимальное значение, т. е. $\theta_x = \theta_{\text{макс}}$, при этом выполняется равенство

$$\theta_{\text{макс}} + \tau_1 = \tau_{\text{макс}} + \theta_1. \quad (8)$$

При положении источника сигнала в точке Ц2 значение задержки в РЛЗ будет минимальным, т. е. $\theta_x = \theta_{\text{мин}}$, и условие, при котором $\tau_{\text{отн}} = 0$, запишется в виде

$$\theta_{\text{мин}} + \tau_1 + \tau_{\text{макс}} = \theta_1. \quad (9)$$

Из последних равенств следует, что максимальное изменение временной задержки в РЛЗ определится равенством $\Delta\theta = 2\tau_{\text{макс}}$, тогда среднее значение временной задержки РЛЗ (при условии равенства нулю ее начального значения) $\theta_{\text{ср}} = \tau_{\text{макс}}$. Тогда из условия равносигнального направления, когда $\tau = 0$, определяем значение временной задержки в ФЛЗ как

$$\theta_1 = \tau_{\text{макс}} + \tau_1. \quad (10)$$

Таким образом, проведенный анализ позволяет предложить следующий алгоритм расчета временных задержек в J-корреляционном методе пеленгации.

1. По известному базовому расстоянию B определяется максимальная пространственная временная задержка $\tau_{\text{макс}}$.
2. Определяется максимальный предел изменения временной задержки, которую должна обеспечить калиброванная РЛЗ, как $\Delta\theta_{\text{макс}} = 2\tau_{\text{макс}}$.
3. По параметрам входного сигнала $\Omega_{\text{экр}}$ и $\beta_{\text{экр}}$ определяется временная задержка τ_1 линии ЛЗ.
4. По известным значениям временных задержек $\tau_{\text{макс}}$ и τ_1 определяется временная задержка θ_1 линии ФЛЗ.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Пат. 42816А Украины. Спосіб вимірювання тимчасової затримки модульованого сигналу при його проходженні окремими каналами розповсюдження та пристрій для його здійснення / А. Г. Сорочан, В. І. Литвиненко, С. М. Лігінов.— 2001.— Бюл. № 10.
2. Сорочан А. Г. Второй способ J-корреляционного метода пеленгации // Изв. вузов. Радиоэлектроника.— 2003.— № 10.— С. 53—60.
3. Сорочан А. Г. J-корреляционный метод пеленгации // Изв. вузов. Радиоэлектроника.— 2001.— № 11.— С. 57—65.

Г. А. ДЕВЯТКО, С. А. ЛАЦИС, Г. М. СЫЧЁВ

Дата поступления в редакцию
06.08 2004 г.

Украина, г. Киев, УкрНИИ аналитического приборостроения
E-mail: analyt@ukranalyt.com.ua

Оппонент д. х. н. В. П. АНТОНОВИЧ
(ФХИ им. А. В. Богатского, г. Одесса)

ГАЗОАНАЛИТИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ УТЕЧЕК ХЛОРА НА ОСНОВЕ ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКИХ СЕНСОРОВ

Созданы и внедряются газоаналитические средства контроля и сигнализации утечек хлора на основе электрохимических сенсоров с улучшенными характеристиками.

Одним из важных вопросов создания газоаналитических средств для системы контроля утечек хлора на химически опасных предприятиях является разработка и использование необходимых первичных преобразователей хлора.

Предпочтительными здесь являются сенсоры, основанные на электрохимическом методе измерения концентрации хлора. Эти сенсоры имеют достаточно линейные выходные характеристики в диапазоне измерений от 0 до 20 мг/м³, при этом основная относительная погрешность не превышает ±25%. Быстродействие электрохимических сенсоров хлора не хуже 30 с. Удовлетворительная селективность и возможность работы в диапазоне температур от -30°C до +40°C, небольшое потребление энергии, малые размеры и масса, низкая стоимость и простота технического обслуживания — это основные характеристики газоаналитических приборов, построенных на электрохимических сенсорах хлора.

Другие первичные преобразователи, например оптические, имеют достаточно высокую стоимость, требуют постоянного трудоемкого обслуживания, конструктивно сложны и не могут стабильно работать в сложных условиях эксплуатации.

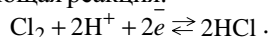
В основу работы электрохимического сенсора хлора положен принцип преобразования массовой концентрации газообразного хлора в электрический ток на основе электрохимического эффекта по методу электролиза постоянным током при сохранении определенного потенциала на поверхности рабочего электрода сенсора. При этом в такой системе происходит реакция восстановления, а ток, возникающий в результате электрохимического эффекта при воздействии хлора на чувствительный слой рабочего электрода сенсора, прямо пропорционален концентрации хлора.

Электрохимический сенсор хлора состоит из рабочего (чувствительного), сравнительного (эталонного) и вспомогательных электродов. Все электроды расположены таким образом, что постоянно находятся в контакте с электролитом, которым заполнена реакционная камера сенсора.

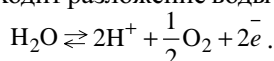
С помощью специального потенциостата на рабочем электроде сенсора хлора поддерживается опре-

деленный потенциал относительно сравнительного электрода, который не зависит от изменений, происходящих на вспомогательных электродах. Сравнительный электрод сенсора служит в качестве опорного элемента при заданном потенциале рабочего электрода и в электрохимической реакции не участвует.

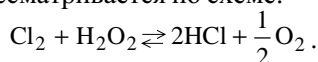
При поступлении хлора происходит его восстановление на рабочем электроде сенсора и протекает следующая реакция:



Одновременно на вспомогательном электроде происходит разложение воды раствора электролита:



Таким образом, суммарная электродная реакция рассматривается по схеме:



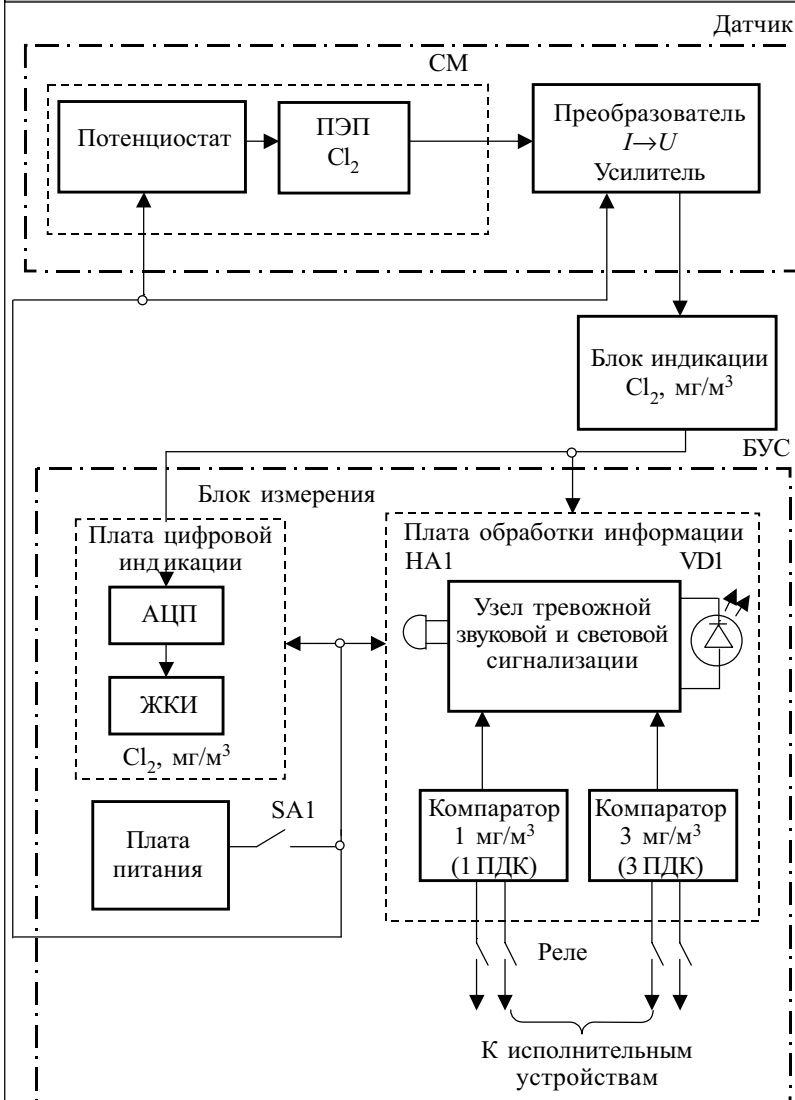
Возникшие в результате электролиза электроны создают ток, прямо пропорциональный концентрации хлора.

В зависимости от назначения средств контроля локальной системы утечек хлора возможно использование в них трех- и четырехэлектродных сенсоров хлора. Трехэлектродные сенсоры применяются в стационарных анализаторах и сигнализаторах, которые являются пороговыми газоаналитическими устройствами с уставками 1 ПДК (1 мг/м³) и 3 ПДК (3 мг/м³).

Портативные газоанализаторы хлора должны обеспечивать достаточно широкий диапазон измерений (0—5 мг/м³ или 0—10 мг/м³). Поэтому в них целесообразно использовать четырехэлектродные сенсоры, в которых установлены два вспомогательных электрода.

С помощью изменения величины потенциалов на вспомогательных электродах сенсора хлора стабилизируются и компенсируются его фоновые токи, устанавливаются условия селективности и обеспечиваются условия работы сенсора в заданном диапазоне рабочих температур. Для повышения селективности электрохимических сенсоров хлора специалистами АО "Укрналит" разработаны следующие методы:

- выбор оптимального состава катализатора рабочего электрода сенсора;
- стабилизация установки номинального значения потенциала рабочего электрода сенсора;
- встраивание в сенсор специальных фильтров, обеспечивающих поглощение неизмеряемых газов из состава контролируемого воздуха.



Функциональная схема газоанализатора хлора приведена на рисунке. В стационарных газоанализаторах в датчике хлора, который устанавливается в месте контроля, размещается сенсорный модуль (СМ), включающий в себя первичный электрохимический преобразователь (ПЭП) хлора и потенциостат, преобразователь выходного токового сигнала ПЭП и усилитель.

Конструктивно датчик газоанализатора выполнен в герметичном пластмассовом корпусе, на боковых сторонах которого установлены ПЭП хлора и герметичный ввод для кабеля, соединяющего датчик с блоком управления и сигнализации (БУС). Внутри датчика установлена плата с потенциостатом, поддерживающим ПЭП хлора в оптимальном рабочем режиме, что обеспечивает линейную зависимость выходного токового сигнала ПЭП от массовой концентрации хлора. В датчике формируется электрический сигнал, который поступает в БУС.

БУС состоит из блока измерения и двух реле, обеспечивающих подключение внешних исполнительных устройств (тревожной звуковой и световой сигнализации, принудительной аварийной вентиляции, устройств блокировки технологического оборудования

или системы нейтрализации хлора) при достижении установленных уровней хлора в контролируемом воздухе, соответствующих 1 ПДК и 3 ПДК. БУС выполнен в пластмассовом корпусе с прозрачной крышкой, закрывающей переднюю панель блока.

В блок измерения входят плата обработки информации, плата индикации и плата питания. Плата обработки информации обрабатывает сигнал, поступающий от датчика, и с помощью двух компараторов напряжения формирует управляющие сигналы реле. Выходные сигналы компараторов поступают также в узел тревожной звуковой и световой сигнализации, содержащий зуммер НА1, светодиод VD1 и схему управления. Кроме того, плата обработки информации преобразует сигнал, поступающий от сенсорного модуля датчика, в нормированный токовый сигнал 4—20 мА.

Выходной сигнал с датчика преобразуется АЦП платы индикации в цифровой сигнал и индицируется на жидкокристаллическом индикаторе (ЖКИ) цифрового табло газоанализатора в виде текущих значений концентрации хлора в мг/м³ с дискретностью 0,1 мг/м³.

Схема платы питания формирует напряжения, необходимые для питания блоков и узлов, входящих в состав газоанализатора.

В линию связи между датчиком и БУС включается блок индикации, необходимый для информационного отображения текущего значения хлора в контролируемой зоне.

Блок индикации устанавливается у входа в рабочее помещение или склад для оценки наличия в них хлора и уровня загазованности.

Структурное построение портативных газоанализаторов подобно описанному. Однако вместо платы питания в них устанавливаются автономные источники питания (гальванические элементы или аккумуляторы). БУС дополнительно формирует двухтональный предупредительный сигнал об уменьшении напряжения питания прибора ниже необходимого уровня. В силу своего функционального назначения портативные газоанализаторы не имеют релейных выходов, дополнительного блока индикации и выхода 4—20 мА.

Блочное-модульное построение газоаналитических средств контроля хлора позволяет создавать современные приборы с широкими возможностями, взаимозаменяемостью составных частей, удобством настройки, ремонта и технического обслуживания.

Специалистами АО «Украналит» разработаны различные типы электрохимических сенсоров и газоаналитических средств контроля утечек хлора на их основе, которые внедрены на водоканалах и предприятиях энергетической отрасли Украины.

К. ф.-м. н. Л. Н. ВИХОР, Р. Г. ЧЕРКЕЗ

Украина, г. Черновцы, Институт термоэлектричества
E-mail: vikhorl@ukr.net

Дата поступления в редакцию
22.01 2004 г.

Оппонент д. т. н. А. Л. ВАЙНЕР
(НИИ "Шторм", г. Одесса)

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПРОНИЦАЕМЫХ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ОХЛАДИТЕЛЕЙ ИЗ ФУНКЦИОНАЛЬНО-ГРАДИЕНТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

Холодильный коэффициент предлагаемых охладителей в 2—3 раза выше, чем у однородных монолитных термоэлементов.

В системах обеспечения тепловых режимов электронной, медицинской и другой компактной аппаратуры часто используются жидкости и газы. Для охлаждения таких потоков широко применяются термоэлектрические батареи из термопарных элементов, выполненных из однородных полупроводниковых материалов.

Обычно передача тепла от теплоносителя (жидкости или газа) осуществляется в теплообменнике, расположенном непосредственно на теплопоглощающей поверхности термоэлектрической батареи. При этом охлаждаемый теплоноситель, как правило, движется в контуре теплообменника вдоль холодных спаев термоэлементов [1]. Такие конструкции охладителей, использующие схему взаимодействия термоэлементов с охлаждаемым объектом только через поверхность спаев, наиболее распространены в настоящее время. Их энергетическая эффективность ограничена двумя основными факторами — качеством термоэлектрических материалов и потерями в перепаде температуры из-за теплового сопротивления теплообменника.

Общеизвестны и пути повышения энергетической эффективности термоэлектрического охлаждения, основанные на принципиально новых физических подходах.

Во-первых, это применение для ветвей термоэлементов неоднородных или, как их принято называть, функционально-градиентных материалов (ФГМ) вместо однородных материалов, добротность которых, несмотря на многочисленные усилия ученых, остается на уровне критерия Иоффе ZT , примерно равного 1. Физическая особенность термоэлементов из таких материалов заключается в использовании для охлаждения не только контактного эффекта Пельтье, имеющего место на спае n - и p -ветвей из однородных материалов, а и объемного эффекта Пельтье [2], возникающего на неоднородностях материала внутри ветвей. Правильный выбор функций неоднородности материала дает повышение энергетической эффективности охлаждения [3—5].

Второй путь связан с улучшением технико-экономических характеристик термоэлектрических батарей

путем организации теплообмена с охлаждаемым теплоносителем не только через поверхность спаев термоэлементов, но и внутри ветвей, в которых имеются поры или капилляры для прокачки через них теплоносителя. Такие термоэлементы часто называют проницаемыми. Теоретические и экспериментальные исследования показали, что использование термобатарей из таких термоэлементов для охлаждающих устройств дает возможность повысить их холодильный коэффициент в 1,5—2 раза по сравнению с традиционными батареями из монолитных термоэлементов [6].

Таким образом, разработка методов для оптимального проектирования и расчета характеристик проницаемых термоэлементов из ФГМ, в которых реализуются возможности сразу двух указанных путей повышения энергетической эффективности охлаждения, является актуальной и рациональной задачей.

До настоящего времени расчет и оптимизация проницаемых термоэлементов проводились для случая однородного полупроводникового термоэлектрического материала без учета температурных зависимостей его параметров [7, 8]. Поиск оптимальных функций неоднородности термоэлектрических материалов для обычных монолитных охлаждающих термоэлементов успешно проводится методами компьютерного проектирования, разработанными на основе математической теории оптимального управления и ее принципа — максимума Понтрягина [9]. Поэтому целесообразно использовать эти методы и для проектирования проницаемых термоэлементов из ФГМ. Суть задачи оптимального управления состоит в определении функций ФГМ, плотности тока питания и скорости движения теплоносителя в ветвях, при которых достигается наибольший холодильный коэффициент проницаемых термоэлементов.

Для решения поставленной задачи в качестве физической модели выбран проницаемый термоэлемент, используемый для охлаждения потоков теплоносителя (газа или жидкости) за счет его продувки по капиллярам или порам ветвей в направлении от горячих спаев к холодным (рис. 1). Свойства материалов ветвей n - и p -типа проводимости изменяются с координатой x вследствие их зависимости от температуры и неоднородности материала. Температуры горячего (T_h) и холодного (T_c) спаев термоэлемента поддерживаются постоянными. Теплообмен

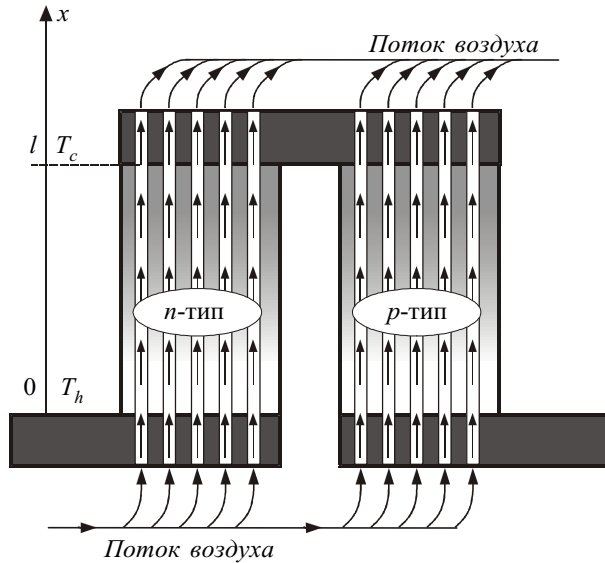


Рис. 1. Модель проникаемого термоэлемента охлаждения термоэлемента происходит внутри ветвей термоэлемента через поверхности пор или капилляров.

Исходная система дифференциальных уравнений, описывающая тепловые и электрические процессы в бесконечно малой части неоднородной ветви проникаемого термоэлемента, имеет вид [10]

$$\begin{cases} \frac{dT}{dx} = -\frac{\alpha j}{\kappa} T - \frac{j}{\kappa} q; \\ \frac{dq}{dx} = \frac{\alpha^2 j}{\kappa} T + \frac{\alpha j}{\kappa} q + j\rho - \frac{\alpha_T \Pi_k N_k l^2}{(S - S_k)j} (T - t); \\ \frac{dt}{dx} = \frac{\alpha_T \Pi_k N_k l}{V c_p S_k} (T - t), \end{cases} \quad (1)$$

- где T — температура ветви в точке x ;
- x — безразмерная координата, $x=x/l$;
- l — высота веток термоэлемента;
- α, κ, ρ — коэффициенты термо-эдс, теплопроводности и удельного сопротивления, соответственно;
- j — плотность тока $I, j=I/(S-S_k)$;
- I — ток;
- S — площадь поперечного сечения ветви вместе с каналами;
- S_k — площадь поперечного сечения всех каналов;
- q — удельный (отнесенный к силе тока) тепловой поток;
- α_T — коэффициент теплоотдачи;
- Π_k — периметр канала;
- N_k — число каналов;
- t — температура теплоносителя;
- $V=vr_T$ — удельная массовая скорость теплоносителя в канале;
- v — скорость теплоносителя в канале;
- ρ, c_p — плотность и теплоемкость теплоносителя, соответственно.

Коэффициенты термо-эдс α , теплопроводности κ и удельного сопротивления ρ материала являются функциями температуры T и неоднородности материала $\xi(x)$: $\alpha=\alpha(T, \xi(x)), \kappa=\kappa(T, \xi(x)), \rho=\rho(T, \xi(x))$. Функцией $\xi(x)$ может быть концентрация носителей тока, легирующих примесей или иная величина, характеризующая неоднородность термоэлектрической структуры вдоль высоты ветвей термоэлемента.

Отметим, что параметры термоэлектрической среды α, κ, ρ взаимосвязаны. Система этих связей за-

дает некоторую область G_ξ изменения неоднородности ξ . Конкретизируя физическую модель, необходимо задать эти связи (например, в виде теоретических или экспериментальных зависимостей α, κ, ρ от ξ и T) и определить область G_ξ .

Основная цель поставленной задачи оптимального управления — это получение максимального значения холодильного коэффициента проникаемого термоэлемента при фиксированных температурах горячих и холодных спаев и температуры теплоносителя T_a на входе в термоэлемент. Поэтому граничные условия для системы дифференциальных уравнений (1) имеют вид

$$T_{n,p}(0) = T_h; T_{n,p}(l) = T_c; t_{n,p}(0) = T_a. \quad (2)$$

Решение системы уравнений (1) задает распределения температур и теплового потока в материале ветвей и в продуваемом веществе и позволяет вычислить холодильный коэффициент:

$$\varepsilon = \frac{Q_c}{Q_h - Q_c}. \quad (3)$$

Полезная холодопроизводительность Q_c и теплопроизводительность термоэлемента Q_h определяются как

$$Q_c = \sum_{n,p} V c_p S_k (T_a - t(1)); \quad (4)$$

$$Q_h = -(q_n(0) + q_p(0))I \quad (5)$$

и зависят от функций неоднородности термоэлектрических материалов $\xi_{n,p}(x)$, плотности тока в ветвях $j_{n,p}$ и удельной массовой скорости теплоносителя в каналах V .

Задача оптимизации состоит в том, чтобы из множества допустимых управлений $\xi \in G_\xi$ выбрать такие функции неоднородности материалов и одновременно назначить такие значения V и $j_{n,p}$, которые обеспечивают максимальное значение холодильного коэффициента.

Решить поставленную задачу можно используя принцип максимума Понтрягина, в соответствии с которым для получения максимума ε должны выполняться следующие условия.

1. Оптимальные функции $\xi_{n,p}(x)$, характеризующие неоднородность термоэлектрических материалов n - и p -типа, определяются из условия максимума функции Гамильтона (H):

$$\begin{aligned} H_{n,p}(\psi(x), T(x), q(x), t(x), \xi(x), j, V) = \\ = \max_{\xi_{n,p} \in G_\xi} H_{n,p}(\psi(x), T(x), q(x), t(x), \xi, j, V), \end{aligned} \quad (6)$$

где

$$H_{n,p} = (\psi_1 f_1 + \psi_2 f_2 + \psi_3 f_3)_{n,p}, \quad (7)$$

$(f_1, f_2, f_3)_{n,p}$ — правые части уравнений (1), $\psi = (\psi_1, \psi_2, \psi_3)_{n,p}$ — вектор импульсов [9, с. 24].

2. Плотность тока должна удовлетворять равенству

$$-\frac{\partial \varepsilon}{\partial j_{n,p}} + \int_0^1 \frac{\partial H(\psi, T, q, t, j_n, j_p, V, \xi)}{\partial j_{n,p}} dx = 0. \quad (11)$$

3. Скорость теплоносителя в каналах определяется из уравнения

$$-\frac{\partial \varepsilon}{\partial V} + \sum_{n,p} \int_0^1 \frac{\partial H(\psi, T, q, t, j_n, j_p, V, \xi)}{\partial V} dx = 0. \quad (12)$$

Решение задачи оптимального управления реализовано численными методами путем разработки компьютерной программы для проектирования проникаемых термоэлементов из ФГМ.

Приведем результаты расчета холодильного коэффициента проникаемых термоэлементов из функционально-градиентных материалов на основе Вi—Те и сравним их с аналогичными данными, полученными ранее для технологически более простых вариантов термоэлементов — однородных и неоднородных монокристаллических [4], а также однородных проникаемых [10].

Исследования проводились на примере термоэлемента с высотой ветвей 1 см и площадью поперечного сечения 1 см². Проницаемость обеспечивалась при помощи каналов диаметром 0,1 см, плотность расположения которых составляет 25 каналов на 1 см². Температура теплоносителя на входе в пористый термоэлемент T_a принималась равной температуре горячего спаия термоэлемента $T_h=300$ К. Холодильный коэффициент вычислялся для различных температур холодного спаия термоэлемента. Расчеты проводились для двух случаев. В первом случае теплообмен между теплоносителем и материалом ветвей считался идеальным, т. е. коэффициент теплообмена имел граничное значение, при котором теплопередача в каналах проходит при бесконечно малом перепаде температуры. Во втором случае рассматривался реальный проникаемый термоэлемент. Коэффициент конвективного теплообмена внутри термоэлемента принимался равным 0,01 Вт/(см²·К) [7, с. 48].

При расчетах термоэлементов использовались зависимости параметров термоэлектрических материа-

лов на основе Вi—Те от температуры и концентрации носителей, приведенные в [11, с. 66].

Результаты компьютерных расчетов, позволяющие сравнить эффективность работы четырех вариантов термоэлементов при идеальном теплообмене в каналах, приведены на рис. 2. Заметим, что условие идеального теплообмена использовалось с целью более корректного сравнения результатов с холодильными коэффициентами монокристаллических термоэлементов, при расчете которых не учитывались потери на теплообмен между теплоносителем и холодными спаиями.

Как видно, проникаемые термоэлементы по энергетической эффективности значительно превосходят монокристаллические, а при больших перепадах температуры (65—70 К) можно достичь двух- и даже трехкратного роста холодильного коэффициента.

На рис. 3 показан рост холодильного коэффициента монокристаллического и проникаемого термоэлементов при использовании функционально-градиентных материалов вместо наилучших однородных.

Повышение холодильного коэффициента при использовании неоднородных монокристаллических термоэлементов в однокаскадных охладителях становится ощутимым лишь вблизи максимального перепада температуры (65—70 К). Здесь можно получить улучшение на 20—30%. При традиционных для таких батарей рабочих интервалах в 10—50 К применение монокристаллических термоэлементов из ФГМ на основе Вi—Те нецелесообразно.

В отличие от монокристаллического варианта, использование оптимально неоднородных материалов для проникаемых термоэлементов может дать реально ощутимый эффект повышения холодильного коэффициента практически для любого перепада температуры. Применение функционально-градиентных термоэлектрических материалов для проникаемых термоэлементов позволяет дополнительно повысить холодильный коэффициент на 5—20% при небольших перепадах температуры и на 30—40% при граничных ΔT . Такие

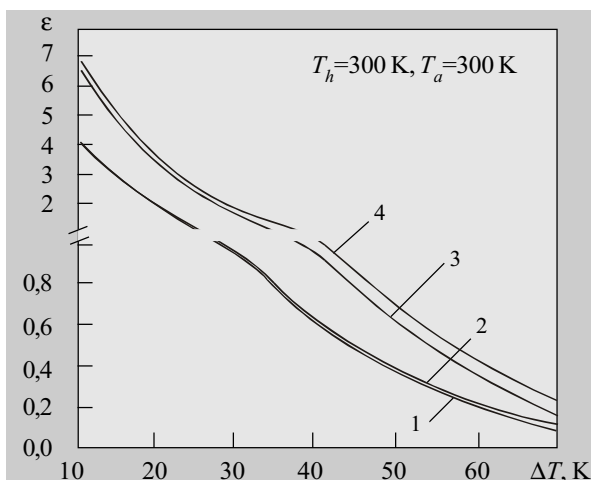


Рис. 2. Зависимость холодильного коэффициента от перепада температуры на термоэлементе при идеальном теплообмене:

1 — оптимально однородный монокристаллический термоэлемент; 2 — монокристаллический термоэлемент из ФГМ; 3 — оптимально однородный проникаемый термоэлемент; 4 — проникаемый термоэлемент из ФГМ

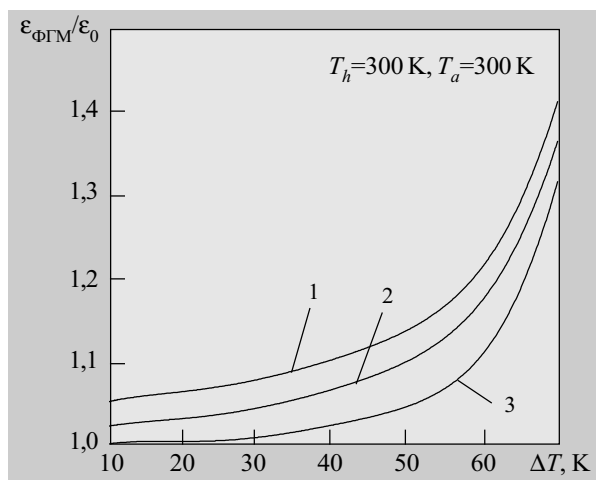


Рис. 3. Рост холодильного коэффициента термоэлемента из ФГМ ($\varepsilon_{\text{ФГМ}}$) относительно его значения для оптимального однородного термоэлемента (ε_0) в зависимости от перепада температуры:

1 — проникаемый термоэлемент с идеальным теплообменом в каналах; 2 — проникаемый термоэлемент с реальным теплообменом; 3 — монокристаллический термоэлемент

данные подтверждают целесообразность использования ФГМ для проницаемых термоэлементов.

Необходимо отметить, что описанный метод проектирования, разработанная компьютерная программа и результаты теоретического анализа холодильного коэффициента справедливы как для термобатарей, у которых каждая ветвь термоэлементов проницаемая (имеет поры или каналы для продувки теплоносителя), так и для термобатарей с монолитными ветвями, между которыми оставлены каналы для прохождения теплоносителя. (В этом случае целесообразно использовать ветви из материалов с оптимальной неоднородностью.)

Теоретическая оценка показала, что энергетическая эффективность проницаемых термобатарей из функционально-градиентных материалов может быть в 2—3 раза выше, чем у традиционно используемых батарей из однородных монолитных термоэлементов. Эти преимущества свидетельствуют в пользу перспективности применения проницаемых термобатарей из функционально-градиентных материалов для компактных кондиционеров и охладителей потоков газов и жидкостей.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Каганов М. А., Привин М. Р. Термоэлектрические тепловые насосы.— Л.: Энергия, 1970.

2. Баранский П. И. Объемный эффект Пельтье в германии // ЖТФ.— 1958.— Т. 28, № 2.— С. 225—230.

3. Анатичук Л. И., Семенюк В. А. Оптимальное управление свойствами термоэлектрических материалов и приборов.— Черновцы: Прут, 1992.

4. Vikhor L. N. Optimal function as a new step of the thermoelectricity development // J. of Thermoelectricity.— 1996.— № 4.— P. 29—37.

5. Vikhor L. N. The ways of extending competitiveness of thermoelectric cooling // Ibid.— 1999.— № 1.— P. 78—91.

6. Швець Т. Т., Козлюк В. М., Котирло Г. К., Стягов А. С. Перспективи практичного використання термоелектричних генераторів і теплових насосів з розвинутою внутрішньою поверхнею теплообміну // Вісник АН УРСР.— 1981.— № 5.— С. 35—41.

7. Котырло Г. К., Щеголев Г. М. Тепловые схемы термоэлектрических устройств.— Киев: Наукова думка, 1973.

8. Козлюк В. Н., Щеголев Г. М. Термодинамический анализ проницаемых термоэлектрических холодильников / В сб.: Теплофизика и теплотехника.— 1973.— Вып. 25.— С. 96—100.

9. Понтрягин Л. С., Болтянский В. Г., Гамкрелидзе Р. В., Мищенко Е. Ф. Математическая теория оптимальных процессов.— М: Наука, 1976.

10. Анатичук Л. И., Вихор Л. М., Черкез Р. Г. Оптимальне керування неоднорідністю напівпровідникового матеріалу для проникних термоелементів охолодження // Термоелектрика.— 2000.— № 3.— С. 46—57.

11. Термоэлектрические охладители / Под ред. А. Л. Вайнера.— М.: Радио и связь, 1983.

ВЫСТАВКИ. КОНФЕРЕНЦИИ

16-19 ноября 2004
 Время работы:
 16-18 ноября 10.00-18.00
 19 ноября 10.00-16.00

Санкт-Петербург
 IV Промышленная
 специализированная выставка



**РАДИОЭЛЕКТРОНИКА
 И ПРИБОРОСТРОЕНИЕ**

Тематика:
 Электронные компоненты
 и комплектующие
 печатные платы материалы
 технологии конструктивы
 приборы оборудование

ОРГАНИЗАТОРЫ ВЫСТАВКИ:
 Выставочное объединение «Ортикон»/«FAREXpo»,
 ООО «ЭкспоТехноком»

Петербургский СКК
 пр. Гагарина, 8 (метро «Парк Победы»)

Тел./факс: 118 3537, 230 3116, 064
 www.farexpo.ru/radel.html
 E-mail: radel@orticon.com

Д. ф.-м. н. В. В. УСОВ, к. ф.-м. н. Н. М. ШКАТУЛЯК

Украина, г. Одесса, Южно-Украинский гос. педагогический
ун-т им. К. Д. Ушинского
E-mail: valentin_usov50@mail.ru

Дата поступления в редакцию
02.03 2004 г.

Оппонент к. т. н. В. Е. ТРОФИМОВ
(ОНПУ, г. Одесса)

ИССЛЕДОВАНИЕ АНИЗОТРОПИИ ТЕПЛОПРОВОДНОСТИ ДЕФОРМИРОВАННЫХ МЕДНЫХ ПЛАСТИН

При расчетах тепловых режимов работы элементов РЭА, установленных на медных пластинчатых радиаторах, следует учитывать анизотропию теплопроводности медной пластины.

Элементы радиоэлектронной аппаратуры с целью охлаждения часто устанавливают на пластинчатых радиаторах из листовой катаной электролитической меди. При расчетах тепловых режимов работы таких элементов принимается, что теплопроводность медной пластины изотропна, т. к. согласно классическим представлениям [1, 2] металлы с кубической решеткой, не имеющие дефектов кристаллического строения, являются изотропными по электрическим и тепловым свойствам. В то же время экспериментально установлено [3], что после значительных степеней деформации по толщине ($\epsilon > 60\%$) даже металлы и сплавы с кубической решеткой проявляют анизотропию электрических и тепловых свойств, которая имеет фрактальную природу. Так, например, в меди после прокатки на 95% по толщине электропроводность в направлении прокатки на 7% меньше, чем в поперечном направлении.

В настоящей работе проведено исследование распределения температуры в тонкой медной пластине после прокатки с целью определения величины анизотропии теплопроводности.

Любой механизм, вызывающий анизотропию электропроводности, теоретически должен сходным образом влиять и на теплопроводность [4], по крайней мере пока справедлив закон Видемана–Франца. В обычных чистых металлах почти весь тепловой поток связан, как правило, с электронами [4, 5], а не с фононами, т. е. тепловыми колебаниями решетки. При комнатных температурах (≈ 300 К), близких к температуре Дебая, решеточная теплопроводность составляет всего лишь несколько процентов от полной теплопроводности нормального металла [4, с. 132].

Так как измерение теплопроводности гораздо сложнее и менее надежно, чем измерение электропроводности, воспользуемся тем, что закон Видемана–Франца при указанных значениях температуры позволяет в известной мере перенести закономерности, найденные для электропроводности, на явления теплопроводности [5, с. 154–172].

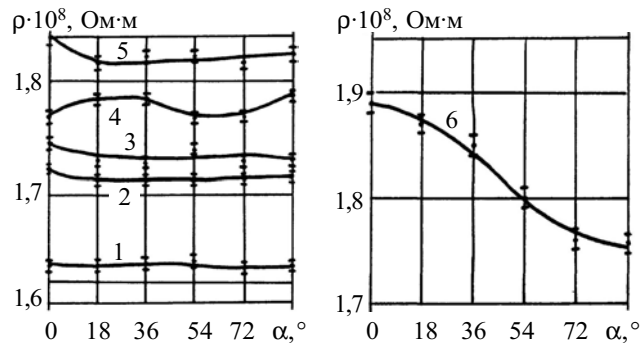
Исходным для исследования материалом были полосы из меди (марка М 0) толщиной 3 мм. Полосы

отжигали в вакууме с давлением остаточных газов 26,6 мПа при температуре 250°C в течение 1 ч, что привело к рекристаллизации металла. Затем полосы прокатывали при комнатной температуре малыми обжатиями до различных степеней деформации (до 95%) по толщине. Из деформированных листов вырезали прямоугольные образцы длиной 100 мм и шириной 10 мм под различными углами α — от направления прокатки до поперечного. Для уменьшения влияния на погрешность измерений геометрических размеров образцов последние обрабатывали в пакете. Электросопротивление измеряли четырехзондовым методом по схеме двойного моста [5]. Погрешность измерений не превышала 0,5%.

На рисунке представлены результаты измерений удельного электрического сопротивления образцов меди (ρ). Как видно, в исходном рекристаллизованном состоянии электросопротивление не зависит от направления вырезки образца. Для образцов со значительной степенью деформации ($\epsilon > 60\%$), когда формируется четкая текстура деформации [3, с. 63], наблюдается анизотропия электросопротивления: в направлении прокатки оно больше, чем в поперечном.

Проведенный анализ текстуры показал, что в меди после прокатки на 60% и выше формируется распределение кристаллитов, называемое в литературе [6] текстурой прокатки типа меди. Главными компонентами текстуры при этом являются $\{110\}\langle 112\rangle$ и $\{112\}\langle 111\rangle$. Их объемное содержание соотносится как 6/4.

На основе предложенной в [3] фрактальной модели структуры были найдены в лабораторной системе координат (главные оси которой совпадают с глав-



Зависимость ρ от направления вырезки образцов различной степени деформации по толщине:
1—0%; 2—20; 3—40; 4—60; 5—80; 6—95%

Таблица 1

Дислокационный вклад электропроводности текстурных компонент деформированной меди

Компоненты текстуры	Компоненты тензора электропроводности
{110}<112>	$y_{11}^{M'}=0,823$ $y_{22}^{M'}=0,885$
{112}<111>	$y_{11}^{B'}=0,885$ $y_{22}^{B'}=0,957$

ными осями симметрии листа) значения проводимостей текстурных компонент с учетом вклада дислокаций. Эти данные приведены в табл. 1, где $\sigma_{11}^{M'}$, $\sigma_{22}^{M'}$, $\sigma_{11}^{B'}$ и $\sigma_{22}^{B'}$ — значения проводимости матрицы и включения, приведенные к осям x и y лабораторной системы координат, или, другими словами, дислокационный вклад электрических проводимостей текстурных компонент {110}<112> и {112}<111>, соответственно [7, 8]. Здесь электропроводность σ представлена в относительных единицах, используя соотношение

$$\sigma = \rho_0 / \rho, \quad (1)$$

где ρ_0 — значение электросопротивления хорошо отожженной меди, равное 1,6 мкОм·см [5, с. 25].

Теперь оценим вклад дислокаций в анизотропию теплопроводности меди.

На основании закона Видемана–Франца [5]

$$L = \lambda / (\sigma T), \quad (2)$$

где L — постоянная Видемана–Франца, для меди $L \approx 2,4 \cdot 10^{-8}$ (В/А)²; λ — коэффициент теплопроводности; T — абсолютная температура.

Теперь, используя данные по электропроводности из табл. 1, можем получить дислокационный вклад в теплопроводность. Результаты представлены в табл. 2 в относительных единицах по отношению к значению теплопроводности хорошо отожженной меди $\lambda_0 = 420$ Вт/(м·К) [5, с. 180].

Таблица 2

Дислокационный вклад теплопроводности текстурных компонент деформированной меди

Компоненты текстуры	Компоненты тензора теплопроводности
{110}<112>	$\lambda_{11}^{M'}=0,862$ $\lambda_{22}^{M'}=0,926$
{112}<111>	$\lambda_{11}^{B'}=0,926$ $\lambda_{22}^{B'}=1,002$

Соотношение для расчетов коэффициента теплопроводности λ в плоскости листа получили в виде:

$$\lambda(\varphi) = \left[\frac{1-p}{\lambda_{22}^{M'} + (\lambda_{11}^{M'} - \lambda_{22}^{M'}) \cos^2 \varphi} + \frac{p}{\lambda_{22}^{B'} + (\lambda_{11}^{B'} - \lambda_{22}^{B'}) \cos^2 \varphi} \right]^{-1}, \quad (3)$$

где φ — угол к направлению прокатки;
 p — объемное содержание включения.

Полученное выражение представляет собой уравнение эллипса, приведенного к главным осям. Таким образом, коэффициент теплопроводности деформированной меди является тензором второго ранга.

Для компьютерного моделирования стохастической структуры фрактальной модели воспользовались методом ренорм-групповых преобразований, которые были применены в теории фазовых переходов 2-го рода [9], а также методом поэтапного усреднения, который применялся для описания физических свойств микронеоднородных материалов [10]. При этом использовали обобщенную структурную модель «параллелепипед в параллелепипеде», как и при расчете анизотропии электропроводности [3].

В результате расчетов были получены значения главных компонент тензора эффективных коэффициентов теплопроводности $\lambda_{11}^{(эф)} = 0,887$ и $\lambda_{22}^{(эф)} = 0,955$. Или, переходя к абсолютным единицам измерения с учетом $\lambda_0 = 420$ Вт/(м·К), $\lambda_{11}^{(эф)} = 373$ Вт/(м·К) и $\lambda_{22}^{(эф)} = 401$ Вт/(м·К). Видно, что значения коэффициентов теплопроводности в направлении прокатки $\lambda_{11}^{(эф)}$ и в поперечном направлении $\lambda_{22}^{(эф)}$ отличаются приблизительно на 7,5%.

Уравнение распределения температуры вокруг малого сферического источника тепла, помещенного в начало координат на плоскости $x_1 O x_2$ имеет вид [2, с. 245]:

$$T - T_\infty = \frac{\dot{Q}}{4\pi} \left(\frac{x_1^2}{\lambda_1} + \frac{x_2^2}{\lambda_2} \right)^{1/2}, \quad (4)$$

где T — температура в начале координат;
 T_∞ — температура вдали от источника в точке с координатами (x_1, x_2) ;
 \dot{Q} — количество тепла, выделяемого источником в единицу времени;
 λ_1, λ_2 — значения коэффициента теплопроводности в направлениях осей координат Ox_1 и Ox_2 , соответственно.

В случае, если коэффициент теплопроводности является изотропным, т. е. $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda$, формула (4) представляет собой уравнение окружности, т. е. изотермы имеют форму окружностей.

Чтобы найти распределение температуры в деформированном металле необходимо учесть, что в этом случае теплопроводность является анизотропной и представляет собой тензор 2-го ранга. Тогда, следуя [2], примем

$$\lambda = (\lambda_{11}^{эф} \lambda_{22}^{эф})^{1/2} \quad (5)$$

и с учетом этого получим

$$T - T_\infty = \frac{\dot{Q}}{4\pi} (\lambda_{11}^{эф} \lambda_{22}^{эф})^{1/2} \left(\frac{x_1^2}{\lambda_{11}^{эф}} + \frac{x_2^2}{\lambda_{22}^{эф}} \right)^{1/2}. \quad (6)$$

Формула (6) является уравнением эллипса. Следовательно, при нагреве прокатанного листа меди малым сферическим источником тепла изотермы представляют собой эллипсы с осями, совпадающими с направлением прокатки и с поперечным ему.

Таким образом при расчетах тепловых режимов работы элементов РЭА, установленных на медных пластинчатых радиаторах, следует учитывать, что коэффициент анизотропии теплопроводности прокатанной меди может достигать 7%.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Сиротин Ю. И., Шаскольская М. П. Основы кристаллофизики.— М.: Наука, 1979.
2. Най Дж. Физические свойства кристаллов.— М.: ИЛ, 1960.
3. Усов В. В. Фрактальная природа анизотропии физических свойств деформированных металлических систем с кубической решеткой.— Одесса: ТЭС, 2001.
4. Займан Дж. Электроны и фононы.— М.: ИЛ, 1962.
5. Лившиц Б. Г., Крапошин В. С., Линецкий Я. Л. Физические свойства металлов и сплавов.— М.: Металлургия, 1980.
6. Бородкина М. М., Спектор Э. Н. Рентгенографический анализ текстур в металлах и сплавах.— М.: Металлургия, 1982.

7. Брюханов А. А., Усов В. В. Влияние дефектности кристаллической решетки в различных компонентах текстуры на электрические и механические свойства холоднокатаной поликристаллической меди // Физика металлов и металловедение.— 1992.— № 4.— С. 125—131.

8. Днепренко В. Н., Усов В. В. Анизотропия электропроводности деформированных металлов, обусловленная дефектной структурой // Металлофизика.— 1992.— Т. 14, № 9.— С. 19—27.

9. Фишер И. З. Статистическая теория жидкостей.— М.: Физматиз, 1961.

10. Новиков В. В., Познанский О. П. Метод ренормгруппы в задаче проводимости // Укр. фіз. журнал.— 1995.— Т. 40, № 8.— С. 855—858.

ПОДПИСКА — 2005

www.chipnews.com.ua
info@chipnews.com.ua

тел.: (044) 490-7430
 факс: (044) 490-7499

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ

Лукин А. В. и др. Преобразователи напряжения силовой электроники.— М.: Радио и связь, 2004.— 416 с.

Изложены научно обоснованные, проверенные производством и эксплуатацией методы расчета, конструирования и технологии производства перспективных преобразовательных устройств силовой электроники коммерческого и промышленного применения с практическими примерами, методиками и рекомендациями. Описаны выпрямители и корректоры коэффициента мощности, преобразователи напряжения различного назначения, применение и эксплуатация стандартных источников питания в функциональной аппаратуре.

Для специалистов по силовой электронике. Может быть полезна студентам технических вузов, обучающихся по направлению «Силовая электроника».



И. И. РУБЦЕВИЧ, к. т. н. Л. П. АНУФРИЕВ, А. Ф. КЕРЕНЦЕВ

Дата поступления в редакцию
22.07 2004 г.

Республика Беларусь, г. Минск, Завод «Транзистор»
E-mail: AKerentsev@transistor.com.by

Оппонент к. ф.-м. н. С. Д. ВОТОРОПИН
(НИИПП, г. Томск)

ИССЛЕДОВАНИЕ MOSFET-ТРАНЗИСТОРОВ В РАЗЛИЧНЫХ ГЕРМЕТИЧНЫХ КОРПУСАХ ДЛЯ ПОВЕРХНОСТНОГО МОНТАЖА

Корпуса SMD-1 позволяют изготавливать приборы с минимальными внутренними напряжениями и обеспечивать их высокую герметичность и надежность.

Метод поверхностного монтажа электронных компонентов на платы является самым перспективным направлением сборки блоков РЭА, к которым предъявляются требования миниатюрности и невосприимчивости к низкочастотной вибрации. При этом в качестве активных электронных компонентов наиболее широко используются транзисторы в пластмассовых корпусах типа SOT-23, SOT-223, D-Pak, D²-Pak (SMD-220). Однако известные недостатки пластмассовых корпусов исключают возможность их использования в блоках РЭА специального назначения, в частности для авиационных и космических аппаратов. Перспективными в этом случае являются изделия в герметичных металлокерамических корпусах типа SMD-0,5, SMD-1, SMD-2, которые позволяют осуществлять дальнейшую микроминиатюризацию, уменьшение массы при обеспечении высокой рассеиваемой мощности и сохранении герметичности после длительных термоциклических нагрузок [1].

В данной работе представлены предварительные результаты опробования сборки мощных MOSFET-транзисторов в корпусе SMD-1 от двух поставщиков: А — International Rectifier (США), Б — ОАО «Завод Мар» (Россия). Особенностью конструкции корпуса SMD-1 является тщательно подобранные материалы, совместимые по температурному коэффициенту линейного расширения (ТКЛР). Герметичный корпус состоит из трех контактных площадок, впаянных в керамическую плату (являющуюся основанием корпуса), металлического ободка и крышки (рис. 1). Были опробованы также корпуса SMD-220.

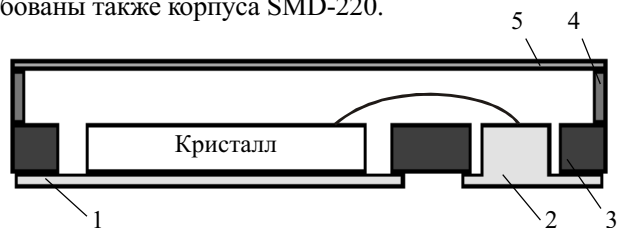


Рис. 1. Металлокерамический корпус SMD-1:
1 — кристаллодержатель; 2 — вывод; 3 — основание; 4 — ободок;
5 — крышка

Основные свойства элементов корпусов SMD-1 и SMD-220 представлены в табл. 1. Как видно из таблицы, максимальное отклонение ТКЛР элементов корпуса SMD-1 относительно кристалла составляет $2,2 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$, в то же время для SMD-220 это отклонение примерно на порядок выше и составляет $20,8 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$.

Таблица 1

Корпус	Элемент корпуса	Материал	ТКЛР, $\times 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$
SMD-1 (поставщик А)	Кристаллодержатель и выводы	Сплав W-Cu	6,0
	Основание	Al ₂ O ₃	6,4
	Ободок	Ковар	5,1
	Крышка	Ковар	5,1
SMD-1 (поставщик Б)	Кристаллодержатель	Сплав W-Cu	6,0
	Основание	BK94	6,4
	Выводы (2 детали)	Сплав W-Cu + Cu	6,0
	Ободок	29HK	5,6
SMD-220	Крышка	29HK	5,6
	Кристаллодержатель и выводы	Cu-Sn _{0,15}	17,0
	Пластмасса	MG-40F	25,0

Примечание: ТКЛР для кремниевого кристалла $4,2 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$

В экстремальных условиях эксплуатации при термоциклическом воздействии из-за различия ТКЛР элементов корпуса и кристалла в активной структуре прибора могут возникать значительные внутренние напряжения. Величину остаточных термомеханических напряжений примерно можно оценить по формуле [2]

$$\sigma = -E_1(\alpha_1 - \alpha_2)(T_1 - T_2) \cdot F(E_1, E_2, h_{кр}/h_{кд}),$$

где σ — напряжение сжатия на границе "кристалл—кристаллодержатель";

E_1, E_2 — модуль упругости кристаллодержателя и кристалла, соответственно;

α_1, α_2 — ТКЛР кристаллодержателя и кристалла, соответственно;

T_1, T_2 — температура пайки кристалла и окружающей среды, соответственно;

$F(E_1, E_2, h_{кр}/h_{кд})$ — функция, зависящая от соотношения толщины кристалла $h_{кр}$ и кристаллодержателя $h_{кд}$ и их модулей упругости.

Для снижения внутренних напряжений, обусловленных несовместимостью по ТКЛР, монтаж кристаллов в корпус SMD-220 необходимо осуществлять только на припой, а для SMD-1 допускается монтаж методом эвтектической пайки Au-Si. При этом следует отметить, что эвтектическая пайка кристаллов

на Au–Si или Au–Si–Ge является основным решением достижения энергоциклостойкости не менее 10000 циклов [3].

Для сборки MOSFET-транзисторов типа IRF540 в корпусах SMD-1 и SMD-220 были использованы кристаллы размерами 4,7×5,5 мм, содержащие на неплазменной стороне систему металлизации Ti–NiV–Ag.

Монтаж кристаллов на припой PbInAg выполнялся в конвейерной водородной печи типа ЖК4007А при $T=400_{-20}^{\circ}\text{C}$. Качество присоединения кристаллов оценивалось методом оптического контроля, методом неразрушающей рентгенотелевизионной диагностики, методом фотоакустического контроля и лазерной микроинтерферометрии. Дополнительно состояние паяного соединения оценивалось путем снятия кристалла с кристаллодержателя горячим методом (отпайка) и химическим травлением в растворе KOH.

В результате исследований установлено, что дефекты паяного соединения под кристаллом в виде пустот и непропаев составляют 9—10% площади кристалла для SMD-1 и 12—18% для SMD-220. Наличие указанных дефектов обусловлено пассивным процессом монтажа, при котором кристалл находится в состоянии пассивного равновесия действия сил поверхностного натяжения расплава припоя и статической нагрузки. Методом лазерной интерферометрии определен уровень напряженно-деформированного состояния напаянных кристаллов, который составил 28—32 МПа для SMD-1 и 30—48 МПа для SMD-220.

Внутрикорпусный проволочный монтаж осуществлялся проволокой АОЦПоМ-250 на автомате УЗ-сварки типа ЭМ4020Б. Соединение между истоком на кристалле и истоковым выводом корпуса выполнялось двумя проволочными перемычками, а затвор соединялся одной перемычкой. После полного технологического цикла изготовления проводились измерения электрических и тепловых параметров (табл. 2, где $I_{c\max}$ — ток стока максимальный; $R_{\text{си отк}}$ — сопротивление открытого транзистора в цепи "сток-исток"; R_{thjc} — тепловое сопротивление "p-n-переход—корпус" транзистора).

Таблица 2

Тип корпуса	$I_{c\max}$, А	$R_{\text{си отк}}$ мОм ($I_c=17\text{A}$)	R_{thjc} , °C/Вт ($U_c=10\text{ В}$, $I_c=17\text{ А}$)
SMD-1 (А)	40...41	55...57	2,2...2,3
SMD-1 (Б)	39...41	56...58	2,2...2,4
SMD-220	40...42	53...56	0,8...0,9

Для определения конструктивных запасов по устойчивости к термоциклическим нагрузкам проводились испытания на воздействие термоударов при $T=-196^{\circ}\text{C} \dots +200^{\circ}\text{C}$ (перепад температур составляет 396°C) с контролем герметичности и теплового сопротивления до и после испытаний. Динамика отказов по указанным критериям представлена на рис. 2. Приборы в корпусе SMD-1 поставщика А (1) выдержали испытания на воздействие термоударов без отказов, при использовании корпусов SMD-1 постав-

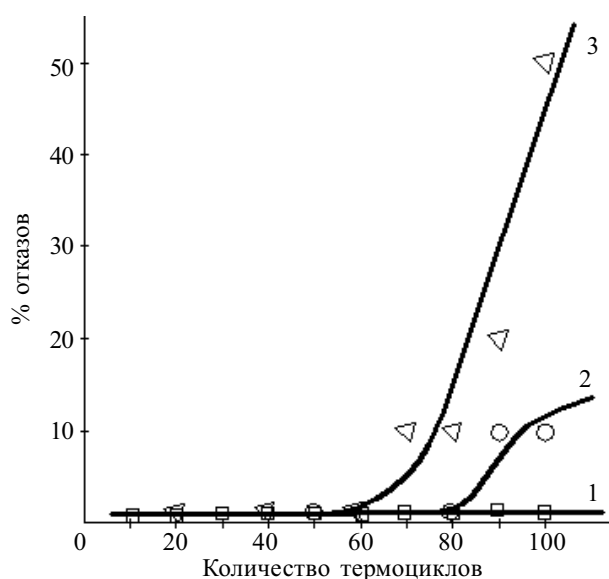


Рис. 2. Динамика отказов после испытаний на термоудары

щика Б (2) доля отказов составила 5% (1шт. из 20), а для пластмассового корпуса SMD-220 — 50%.

В результате проведенного анализа установлены причины отказов:

- в корпусе SMD-1 (поставщик Б) — нарушение сплошности паяного соединения по границе "ободок—керамика";
- в корпусе SMD-220 — растрескивание кристаллов и образование микротрещин на границе "пластмасса—кристаллодержатель".

Таким образом, в результате опробования сборки MOSFET-транзисторов в металлокерамических корпусах SMD-1 разных изготовителей в сравнении с металлопластиковым корпусом SMD-220 установлено, что тепловое сопротивление «переход—корпус» R_{thjc} выше для SMD-1 из-за меньшей теплопроводности кристаллодержателя. Однако согласованность по ТКЛР элементов корпуса SMD-1 позволяет изготавливать приборы с минимальными внутренними напряжениями и обеспечивать их высокую герметичность и надежность в условиях воздействия значительных перепадов температур.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. New Materials and technologies Solve Hermetic SMD Integration. Tiva Bussarakons, International rectifier, Inc., El Segundo, California. December, 1999 / http: www.pcim.com.
2. Eifert R., Maslov A. Deformationen und innere spannungen beim bonden von festkörperschaltkreisen // Feingerätetechnik.— 1976.— Bd 25, N 5.— S. 198—200.
3. Кузин А. Г., Лучков Е. Н., Рыбалов Е. И. Малоцикловая термоустойчивость паяных соединений микроселектронных компонентов при поверхностном монтаже/ Обзоры по электронной технике. Сер. Микроэлектронные устройства.— 1988.— Вып. 1.

К. т. н. Е. В. КИРЮКОВА

Россия, г. С.-Петербург, ОАО "Телевизионная и радиоаппаратура"

Дата поступления в редакцию
22.03 2004 г.

Оппонент к. т. н. В. А. АНДРИИШИН
(ОНМА, г. Одесса)

ТЕМПЛЕНОВЫЕ ИЗОЛЯТОРЫ ДЛЯ ФИДЕРА СЕЧЕНИЕМ 70/30 мм

Разработан изолятор из высокочастотного конструкционного материала — темплена, не уступающего по диэлектрическим и физико-механическим свойствам фторопласту-4.

При разработке телевизионной станции были определены конструкция и размеры фидера.

Конструктивно фидер состоит из участков. Внешний проводник участка — это медная труба с фланцами, в торцах которых выполнены внутренние кольцевые проточки под изоляторы. Внутренний диаметр трубы 70 мм, диаметр кольцевой проточки во фланце 76 мм, глубина 4 мм. Внутренний проводник — медная труба, по краям которой впаяны латунные втулки с шейками под изоляторы. Наружный диаметр внутреннего проводника 30 мм, диаметр шейки 26 мм, ширина 8 мм.

Изоляторы в виде тел вращения с центральным отверстием устанавливаются на шейки внутреннего проводника и в кольцевые проточки фланцев внешнего проводника, обеспечивая поддержку, центрирование и фиксацию внутреннего проводника участка относительно внешнего. Между собой участки соединяются переходными элементами, обеспечивающими надежное механическое соединение и электрический контакт по внутренним и наружным проводникам.

В опытных образцах фидера использовались фторопластовые изоляторы в виде шайбы с радиальной прорезью. Внешний диаметр этого изолятора 76 мм, диаметр центрального отверстия 26 мм, толщина 8 мм.

В местах расположения изоляторов нарушается однородность фидера, возникают отражения высокочастотной энергии, распространяющейся по фидеру, что ухудшает согласование фидера, которое количественно оценивается коэффициентом стоячей волны (КСВ). (При идеальном согласовании КСВ=1.)

Это явление компенсируется в значительной мере за счет определенного соотношения между размерами изолятора и величиной диэлектрической проницаемости материала изолятора. На практике это соотношение достаточно точно подбирается экспериментально — за счет уменьшения величины изолятора в целом путем выполнения в нем нескольких сквозных «компенсационных» отверстий.

В упомянутых фторопластовых изоляторах имеется шесть таких отверстий диаметром 16 мм. Как возможная замена этому изолятору был разработан изо-

лятор из темплена (марка 201-02 ТУ 6-05-041-589-85) с теми же посадочными местами.

Темплен — полимерный материал класса высших полиолефинов. В сравнении с традиционными полиолефинами этого класса темплен обладает уникальным комплексом свойств, выгодно отличающих его от других полимеров: высокая теплостойкость (температура плавления 230–240°C) в ряде применений обеспечивает эксплуатацию изделий до +200°C; высокая прозрачность (коэффициент пропускания 90%, сохраняющий свою величину в широком диапазоне длин волн); высокие диэлектрические и физико-механические показатели в сочетании с физиологической инертностью, химической стойкостью обеспечивает широкое применение этого материала.

В отличие от фторопластового темпленовый изолятор был выполнен составным — из двух одинаковых половинок, посадочные места которых были вдвое тоньше толщины фторопластового изолятора. Одновременно проводился поиск технического решения, которое обеспечило бы приемлемое значение КСВ. Диаметр шейки внутреннего проводника и, соответственно, диаметр центрального отверстия изолятора были уменьшены до 24 мм с дальнейшим экспериментальным подбором диаметра компенсационных отверстий.

Для определения диаметра компенсационных отверстий изоляторов был изготовлен фидер из 5 участков длиной по 176 мм, в которые могли быть установлены 10 изоляторов из фторопласта-4 или 10 пар изоляторов из темплена. К концам фидера были присоединены измерительные переходы. К одному из них подключалась аттестованная согласованная нагрузка, к другому — прибор для измерений КСВ.

В фидер устанавливались изоляторы без отверстий и производилось измерение КСВ в широком диапазоне частот. На частоте, которая соответствовала расстоянию между парами изоляторов в половину длины волны, отмечался пик КСВ, заметно выделяющийся на фоне частотного распределения КСВ. В качестве примера на **рис. 1** приведена кривая зависимости КСВ от частоты F для фидера с темпленовыми изоляторами с диаметром центрального отверстия 24 мм.

Затем фидер разбирался и в изоляторах рассверливались по 6 отверстий диаметром d ; фидер с этими изоляторами собирался, производилось измерение КСВ. И так далее, с увеличением при каждом последующем цикле диаметра рассверливаемых отверстий. При этом наблюдалось уменьшение величины пика КСВ.

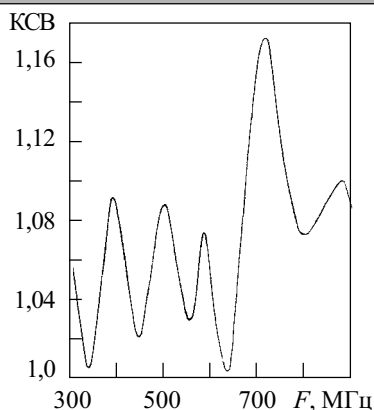


Рис. 1. Зависимость КСВ фидера с тепленовыми изоляторами с центральным отверстием $\varnothing 24$ мм от частоты (компенсационные отверстия отсутствуют)

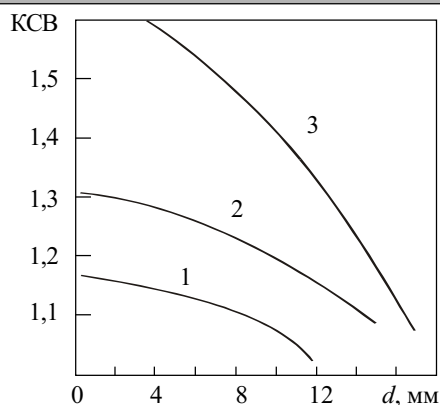


Рис. 2. Зависимость величины пика КСВ в фидере сечением 70/30 мм от диаметра компенсационных отверстий: 1 — тепленовые изоляторы с центральным отверстием $\varnothing 24$ мм; 2 — тепленовые изоляторы с центральным отверстием $\varnothing 26$ мм; 3 — фторопластовые изоляторы с центральным отверстием $\varnothing 24$ мм

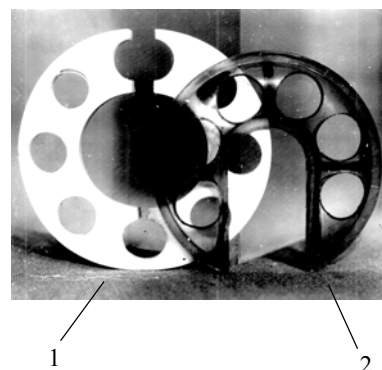


Рис. 3. Изолятор: 1 — изготовленный из фторопласта механической обработкой; 2 — изготовленный из темплену литьем под давлением

Измерения были выполнены для трех типов изоляторов:

- тепленовых с центральным отверстием диаметром 24 мм;
- тепленовых с центральным отверстием 26 мм;
- фторопластовых с центральным отверстием диаметром 24 мм.

На рис. 2 приведены зависимости изменения величины пика КСВ от диаметра компенсационных отверстий для указанных типов изоляторов. Из рисунка видно, что тепленовые изоляторы с центральным отверстием диаметром 24 мм предпочтительнее, чем те же изоляторы с диаметром центрального отверстия 26 мм. Так, в фидере с тепленовыми изоляторами с компенсационными отверстиями диаметром 10 мм в первом случае пик КСВ достигает значения 1,073, а во втором — 1,194, что значительно хуже. Фторопластовые изоляторы с центральным отверстием диаметром 24 мм для обеспечения хорошего согласования долж-

ны быть выполнены с компенсационными отверстиями диаметром не менее 16 мм.

Компенсационные отверстия диаметром 10—11 мм в тепленовых изоляторах конструктивно выполняемы, прочность изоляторов при таких отверстиях снижается незначительно.

В результате была разработана конструкция тепленового изолятора с шестью отверстиями диаметром 10—11 мм, предназначенного для установки на шейки диаметром 24 мм. Конструкция (рис. 3) предполагает изготовление изоляторов литьем под давлением, что технологичнее, чем механическая обработка фторопласта.

Таким образом, получен изолятор из высокочастотного конструкционного материала — темплену, не уступающего по диэлектрическим и физико-механическим свойствам фторопласту-4. Использование указанного материала позволяет автоматизировать процесс изготовления деталей в условиях серийного производства.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ

Пименов Ю. В., Давыдов А. Г., Кюркчан А. Г. Расчет антенно-фидерных устройств (в 2 томах). — М.: Техносфера, 2004. — 416 с.

Монография покрывает всю область электродинамики и теории антенн. Содержит основные сведения из области математики, необходимые для понимания излагаемого материала. Освещены основные вопросы современной электродинамики — уравнения электродинамики с физической трактовкой рассматриваемых понятий и границами их применимости, выбор электродинамической модели и постановка для нее электродинамической задачи, вопросы единственности решения, различные виды потенциалов и общие принципы, такие как «принцип двойственности», «принцип дополнительности» и «принцип эквивалентности». Вводится понятие двумерных задач и обсуждается их специфика. Изложен расчет электростатического и магнитостатического полей и электромагнитного поля постоянных токов, исследуются поля, создаваемые простейшими излучателями в безграничной однородной изотропной среде. Помимо элементарных излучателей рассматриваются двумерные модели простейших излучателей — это необходимо для анализа проблем антенной техники во второй части. Описано распространение плоских волн в безграничном однородном изотропном и анизотропном пространствах, а также распространение и излучение волн в двухслойном пространстве. Приведены основные идеи современных методов решения задач электродинамики, рассмотрены задачи дифракции электромагнитных волн и методы их решения. Рассмотрены задачи электромагнитного экранирования. Дана оценка современных программных комплексов численного анализа дифракции электромагнитных волн на различных объектах.

К. т. н. В. С. ЕРЕМЕНКО, В. М. МОКИЙЧУК

Украина, Киев, УкрНИИ аналитического приборостроения,
Национальный авиационный университет
E-mail: nau_307@ukr.net

Дата поступления в редакцию
11.05 2004 г.

Оппонент к. т. н. В. А. ЕРМИЛОВ
(ОНПУ, г. Одесса)

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИАГНОСТИЧЕСКИХ ПРИЗНАКОВ В СТАТИСТИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКЕ ИЗДЕЛИЙ МЕТОДОМ НИЗКОСКОРОСТНОГО УДАРА

Полученные результаты могут быть использованы в различных областях, когда информативным параметром является форма импульсного сигнала.

Надежность радиоэлектронной аппаратуры определяется не только качеством применяемых электронных компонентов, но и качеством материалов, в том числе композиционных. Особенно это существенно для аппаратуры, работающей при воздействии вибрации, ударов, повышенной температуры и влажности.

Одним из методов неразрушающего контроля, позволяющим определять наиболее опасные дефекты в композиционных материалах, а также изменение модуля упругости и коэффициента Пуассона, является метод низкоскоростного удара, исследованию информативных параметров которого и посвящена данная статья. Хотя экспериментальные данные, представленные в работе, получены на сотовых панелях, результаты статьи с успехом могут быть использованы при контроле физических параметров композиционных материалов, применяемых в радиотехнике.

В реальных условиях проведения диагностического эксперимента существенное влияние на его результат оказывают случайные составляющие погрешности измерения информативных параметров. Так, при диагностике методом низкоскоростного удара [1] случайные составляющие погрешности измерения параметров импульсов соударения определяются не только шумами датчика силы, согласующего усилителя и аналого-цифрового преобразователя, но и нестабильностью энергии ударного воздействия на объект диагностики, отклонением вектора силы удара от нормали к контролируемой поверхности, степенью шерохова-

тости поверхности изделия, а также рядом других факторов, учесть влияние которых достаточно сложно.

Исследования проводились с помощью методов статистического моделирования.

На первом этапе определялась функция, позволяющая описать ударные импульсы, полученные на реальных объектах типа сотовых панелей, с погрешностью аппроксимации не превышающей 1%. Ударные импульсы формировались воздействием бойка с кинетической энергией $(2,5 \dots 5,0) \cdot 10^{-3}$ Дж на сотовые панели типа “углепластик—алюминиевая фольга—углепластик”, в которых моделировались дефекты в виде зон диаметром d 10, 20 и 30 мм. Дефектом являлось отсутствие клеевого соединения между углепластиком и сотовым наполнителем.

При аппроксимации полученных импульсов силы ударного взаимодействия $F(t)$ функциональной зависимостью [2]

$$F(t) \approx F_m \sin^2\left(\frac{\pi t}{\tau}\right) \quad (1)$$

(где F_m — амплитуда импульса, τ — длительность импульса) не удалось получить приведенную среднеквадратическую погрешность менее 2%. Это вызвано тем, что реальные ударные импульсы имеют различную длительность и форму переднего и заднего фронтов, что обусловлено механическими процессами соударения. Данное различие особенно сказывается при ударах в дефектных зонах (рис. 1), имеющих большую податливость.

Поэтому для описания импульсов соударения предлагается использовать двучленную функциональную зависимость вида

$$F(t) \approx F_m \sin^2\left(\frac{2\pi t}{\tau}\right) \sigma\left(\frac{\tau}{4} - t\right) + F_m \sin\left(\frac{2\pi t}{\tau}\right) \left[\sigma\left(t - \frac{\tau}{4}\right) - \sigma\left(t - \frac{\tau}{2}\right) \right], \quad (2)$$

где $\sigma(t)$ — функция Хевисайда.

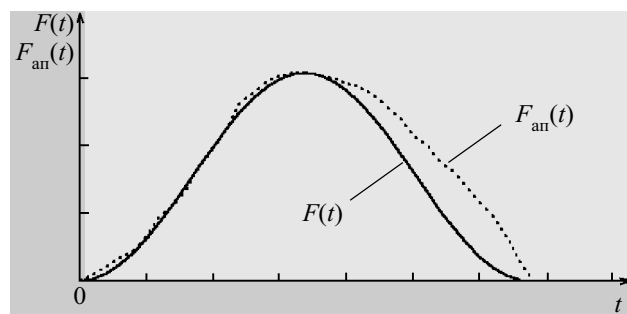


Рис. 1

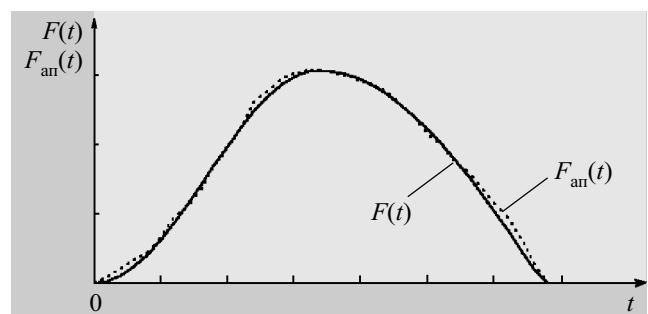


Рис. 2

Применение данной аппроксимирующей функции позволило получить приведенную среднеквадратическую погрешность менее 0,5% (рис. 2).

Приведенные среднеквадратические погрешности, полученные при аппроксимации импульсов соударения в различных зонах выражениями (1) и (2), представлены в таблице.

Вид аппроксимирующей функции	Среднеквадратическая погрешность			
	Бездефектная зона	d=10 мм	d=20 мм	d=30 мм
Выражение (1)	2,181	3,476	3,808	3,52
Выражение (2)	0,261	0,128	0,272	0,167

Как видно, предложенная функциональная зависимость позволила увеличить точность аппроксимации импульсов соударения практически на порядок.

Для проведения сравнительного анализа в модели импульсов соударения вводились случайные погрешности в виде аддитивного централизованного равномерного шума, причем случайным образом менялись не только амплитудные характеристики импульсов, но и временные. Для полученных таким образом моделей импульсов соударения рассчитывались коэффициенты разложений по дискретным ортогональным функциям Фурье, Лагерра, Чебышева и Кравчука [3].

Для разложения исходной функции $f(x)$ по базисным функциям справедливо равенство Бесселя [4, с. 118]

$$\sum_k a_k^2 \leq \sum_{x \in X} f^2(x),$$

где a_k — коэффициенты разложения.

Данное неравенство можно преобразовать к следующему виду:

$$L(K) \sum_{x \in X} f^2(x) \leq \sum_k a_k^2, \quad (3)$$

где $0 < L(K) < 1$ — долевая функция, которая показывает, какую часть энергии по отношению к общей энергии сигнала несут K коэффициентов разложения обобщенного ряда Фурье.

По величине $L(K)$ можно определить точность, с которой K коэффициентов разложения обобщенного ряда аппроксимируют исходную функцию.

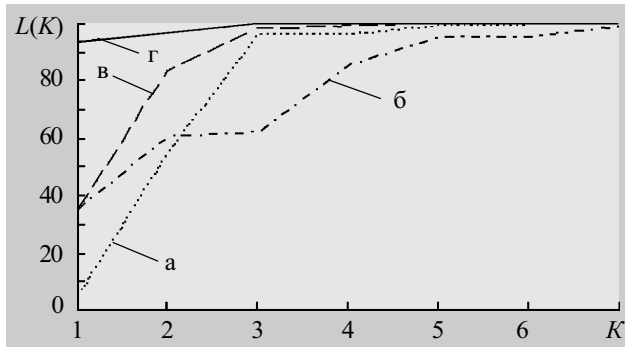


Рис. 3. Зависимость значений долевой функции $L(K)$ от количества коэффициентов разложения:

a — для разложения по функциям Лагерра; $б$ — по функциям Чебышева; $в$ — по функциям Фурье; $г$ — по функциям Кравчука

Как показали расчеты, для обеспечения точности разложения импульсов не хуже 90% по всем приведенным выше ортогональным функциям достаточно пяти первых коэффициентов (рис. 3). По этим пяти коэффициентам и строились пространства диагностических признаков.

В качестве диагностического критерия использовался критерий Неймана–Пирсона для двухальтернативной ситуации (закрывающейся в наличии основной гипотезы H_0 и конкурирующей гипотезы H_1). Выбор данного критерия определялся тем, что он обладает максимальной мощностью, т. е. обеспечивает минимизацию вероятности ошибки второго рода β при заданном значении вероятности ошибки первого рода α и фиксированном объеме выборки.

Критерий Неймана–Пирсона основан на выборе из множества допустимых значений отношения правдоподобия e^{η_n} некоторого порога C , для которого при заданном значении α , фиксированном объеме выборки n и наименьшем значении β можно было бы сделать вывод о том, что имеет место гипотеза H_0 при $\eta_n \leq \ln C$ или H_1 при $\eta_n > \ln C$.

В качестве критерия эффективности использовалось количество наблюдений, необходимое для принятия диагностического решения с вероятностью не менее 0,95 по пяти коэффициентам разложения ударных импульсов, для каждого вида базисных функций при заданных значениях случайной составляющей погрешности.

Чем ближе друг к другу находятся множества признаков Θ_0 и Θ_1 , тем больше необходимо проводить измерений диагностических параметров в исследуемой зоне. При наличии случайной составляющей погрешности увеличение точности требует увеличения количества экспериментов, по результатам которых определяется значение оценок параметров.

Необходимый объем выборки диагностических параметров n можно определить через квантили нормального распределения u_p , которые являются корнями уравнения [5, с. 105]

$$\Phi(u_p) = P_{\Theta} \{H_0\}, \quad (4)$$

где $P_{\Theta} \{H_0\}$ — вероятность принятия гипотезы H_0 , когда истинное значение параметра распределения равно Θ :

$$P_{\Theta_0} \{H_0\} = P_{\Theta_0} \{\eta_n \leq \ln C\} = 1 - \alpha;$$

$$P_{\Theta_1} \{H_0\} = P_{\Theta_1} \{\eta_n \leq \ln C\} = \beta, \quad (5)$$

где Θ_0 — вектор оценок математических ожиданий диагностических параметров, соответствующий бездефектной зоне;

Θ_1 — вектор оценок математических ожиданий диагностических параметров, соответствующий зоне с недопустимым дефектом.

С учетом $u_{1-\alpha} = -u_{\alpha}$

$$n = \frac{(u_{\alpha} + u_{\beta})^2}{\kappa_2}, \quad (6)$$

где κ_2 — дисперсия величины η_n , $\kappa_2 = (\Theta_1 - \Theta_0)^T M^{-1} (\Theta_1 - \Theta_0)$;

$()^T$ — оператор транспонирования;

M^{-1} — обратная корреляционная матрица компонент вектора Θ_0 .

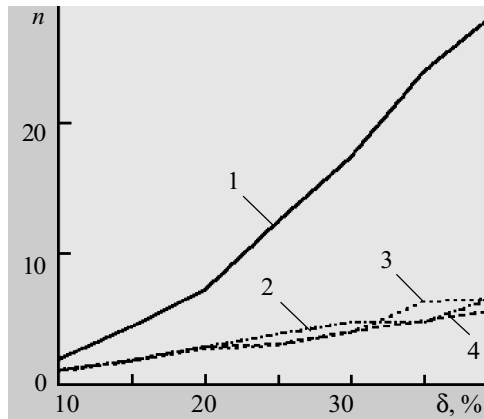


Рис. 4

Значения квантилей u_α и u_β находятся по таблицам интеграла вероятности исходя из значений α и β .

На рис. 4 приведены полученные экспериментальные зависимости количества наблюдений n от отношения среднеквадратического отклонения шума к амплитуде импульса соударения для диагностических признаков, полученных разложениями в базисах Фурье (1), Кравчука (2), Чебышева (3) и Лагерра (4).

Проведенные исследования показали, что применение в качестве диагностических признаков коэффициентов разложения ударных импульсов по функциям Чебышева, Кравчука и Лагерра имеет большую эффективность, чем коэффициенты базиса Фурье.

Выводы

Диагностические признаки, построенные на основе коэффициентов разложения ударных импульсов

по функциям Чебышева, Кравчука и Лагерра, менее подвержены влиянию помех и случайных погрешностей, чем признаки, построенные на основе коэффициентов разложения по тригонометрическому базису Фурье. Поэтому их использование более предпочтительно на некоторое улучшение алгоритмов расчета для построения множества информативных признаков при статистической диагностике изделий из композиционных материалов методом низкоскоростного удара.

Полученные результаты могут быть использованы не только при разработке методик контроля композитов методом низкоскоростного удара, но и в таких областях как обработка сигналов, диагностика и др., когда информативным параметром является форма импульсного сигнала.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Adams R. D., Cawley P. Low-velocity impact inspection of bonded structures / Proceedings of the International conference on structural adhesives in engineering.— Bristol.— 1986.— P. 139—142.
2. Ланге Ю. В., Устинов Е. Г. Акустические импульсы ударного возбуждения, их аналитическое представление и спектры // Дефектоскопия.— 1982.— № 10.— С. 81—87.
3. Еременко В. С., Еременко С. И. Повышение информативности контроля композиционных материалов методом низкоскоростного удара // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2003.— № 2.— С. 21—24.
4. Трахтман А. М. Введение в обобщенную спектральную теорию сигналов.— М.: Сов.радио, 1972.
5. Марченко Б. Г., Мыслович М. В. Вибродиагностика подшипниковых узлов электрических машин.— К.: Наукова думка, 1992.

ВЫСТАВКИ. КОНФЕРЕНЦИИ

III НАЦІОНАЛЬНА ВИСТАВКА ВИСОКИХ ТЕХНОЛОГІЙ ТА КОНКУРЕНТОСПРОМОЖНОЇ ПРОДУКЦІЇ
УКРТЕХНОЛОГІЯ -2004

1-3
грудня

КИЇВ

ВИСТАВКОВИЙ
ЗАЛ УКРІНТЕІ
ГОРЬКОГО, 180
М. "ЛИБІДСЬКА"



УкрІНТЕІ
UkrISTEІ

ОРГАНІЗАТОРИ:

Міністерство освіти і науки України
Міністерство промислової політики України
Київська міська державна адміністрація
Український інститут науково-технічної і економічної інформації

До демонстрації приймаються високі технології:

- розроблені та впроваджені у виробництво;
- розроблені та рекомендовані до впровадження у виробництво;
- вироби та технології, за якими виконані наукові дослідження, що містять патенти або ноу-хау;
- конкурентоспроможна продукція, виготовлена на основі високіх технологій.

Виставковий центр УкрІНТЕІ

03680, м. Київ, вул. Горького, 180, кім. 111

Телефон: (044) 268-2388, 268-2311

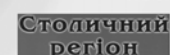
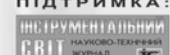
Факс: (044) 268-2516, 268-2541

E-mail: svn@uintei.kiev.ua, market@uintei.kiev.ua

ГЕНЕРАЛЬНИЙ
ІНФОРМАЦІЙНИЙ
МЕДІА-ПАРТНЕР:



ІНФОРМАЦІЙНА
ПІДТРИМКА:



Д. ф.-м. н. В. В. НОВИКОВ, О. А. КОМКОВА

Украина, Одесский национальный политехнический университет
E-mail: genri@ukr.net

Дата поступления в редакцию
02.04 2004 г.

Оппонент к. ф.-м. н. В. А. БАЛИЦКАЯ
(НПП "Карат", г. Львов)

ДИЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ РЕЛАКСАЦИЯ КОУЛ-КОУЛА

Построена модель микроструктуры неупорядоченных сред, обладающих свойством неэкспоненциальной релаксации. Модель базируется на фрактальном подходе структурирования среды.

В радиоэлектронике, технике связи, приборостроении широко используются топологически-неупорядоченные материалы, такие как сегнетокерамика, халькогенидные стеклообразные полупроводники, стекла с наноразмерной топологической неупорядоченностью, керамические материалы с микроразмерной топологической неупорядоченностью.

Прогнозирование диэлектрических и релаксационных свойств таких материалов является важнейшей задачей при конструировании и создании новой техники.

Многие экспериментальные исследования релаксационных процессов в неупорядоченных средах не согласуются с экспоненциальным (дебаевским) законом релаксации. Так, еще около 150 лет тому назад Кольрауш исследовал явление уменьшения заряда в «лейденской банке» [1] и экспериментально установил, что уменьшение этого заряда проходило неэкспоненциально с течением времени t :

$$f(t) = f(0)e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)^\beta}, \quad (1)$$

где τ — время релаксации;
 $\beta=0,43$ — константа Кольрауша.

В настоящее время эмпирически получены различные зависимости для функции релаксации $f(t)$ и комплексной диэлектрической проницаемости $\epsilon^*(i\omega)$. Достаточно обоснованной теоретической модели релаксации Коул-Коула до настоящего времени не существует.

Ниже представлена физическая и математическая модель, которые описывают релаксацию Коул-Коула типа (1).

Физическая модель

Хорошо известно, что в неоднородных средах имеет место ближняя упорядоченность в размещении частичек. То есть на основании наличия между частичками (например атомами) ближней упорядоченности можно из общего числа частичек выделить некоторые группы (рис. 1, а). Между этими группами может наблюдаться некоторая пространственная

корреляция. Другими словами, при определенных условиях в геометрическом расположении выделенных групп может наблюдаться ближняя упорядоченность (рис. 1, б).

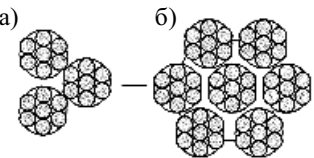


Рис. 1

Будем называть группы, в которых наблюдается ближняя упорядоченность относительно атомов, кластерами первого уровня (рис. 1, а), а группу, которая состоит из кластеров первого уровня, — кластером второго уровня (рис. 1, б). С помощью такого самоподобного построения можно получить кластер n -го уровня, который соответствует статистическому ансамблю n -го иерархического уровня.

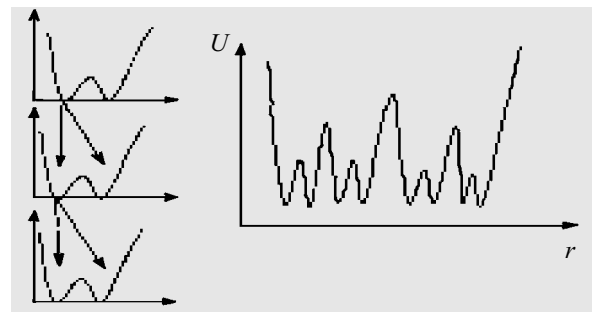


Рис. 2

Для анализа микроскопической кинетики диэлектрической релаксации данной иерархической структуры рассмотрим хорошо известную модель релаксатора Фрелиха. В этой модели релаксатор находится в двух точках устойчивого равновесия, которые разделены потенциальным барьером (рис. 2). При действии внешнего поля появляется энергетическая разность ΔE между минимумами потенциального рельефа. Система начинает релаксацию со временем релаксации

$$\tau = e^{\left(\frac{\Delta E}{kT}\right)}, \quad (2)$$

где k — постоянная Больцмана;
 T — температура.

Предположим, что при увеличении масштаба потенциальный рельеф каждого минимума состоит из двух минимумов и максимума, а также что каждый из полученных потенциальных минимумов имеет такой же самый потенциальный рельеф (рис. 2). Такое самоподобное усложнение потенциального рельефа соответствует увеличению масштабов геометрической

структуры (рис. 1). Таким образом, согласно модели, под действием электрического поля потенциальный рельеф рис. 2 меняет свою структуру — см. рис. 3.

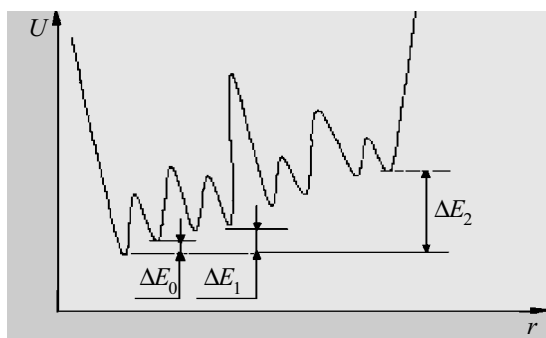


Рис. 3

Учитывая (2), можно записать неравенство относительно времен релаксации:

$$\tau_0 < \tau_1 < \tau_2 < \dots < \tau_n. \quad (3)$$

Из этого можно сделать вывод, что фрактальность множества времен релаксации означает, что существует много релаксационных процессов с разными временами релаксации, которые меняют друг друга.

Базируясь на этой модели, рассмотрим релаксационную кинетику такой иерархической структуры. Предположим, что в системе была приведена начальная поляризация, а также что взаимодействие между атомами имеет чисто дипольный характер — соответственно кластеры атомов взаимодействуют как мультиполю. В момент времени $t=0$ поле пропадает, и начинаются релаксационные процессы. В первую очередь, происходит релаксация на первом уровне — это обусловлено тем, что элементарным диполям относительно легко преодолевать потенциальный барьер, который образуют соседние атомы. При этом релаксация на втором уровне еще не происходит — это связано с тем, что для кластера второго уровня вероятность преодолеть потенциальный барьер, образованный соседними кластерами (в которых большая часть диполей ориентирована в одном направлении), очень низкая.

Когда на первом уровне релаксирует определенное количество диполей, только тогда на втором уровне начинается релаксация. То есть при ослаблении мультипольной корреляции данного кластера с соседними кластерами будет вероятным переход его в деполаризованное состояние как целого. Дальше процесс самоподобно повторяется.

В данном процессе времена релаксации образуют иерархическое самоподобное фрактальное множество во временном пространстве. В таком случае становится понятным физический смысл показателя дробной производной — он равен фрактальной размерности пространства времен релаксации.

Математическая модель

Напомним, что дебаевская релаксация описывается уравнением

$$\tau \frac{d\Phi(t)}{dt} = -\Phi(t); \quad t > 0; \quad \Phi(0) = \Phi_0, \quad (4)$$

где

$$\Phi(t) = \Phi_0 e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (5)$$

Тогда

$$\Phi(t) - \Phi(t_0) = -\tau^{-1} \frac{d^{-1}\Phi(t)}{dt^{-1}} \equiv -\tau^{-1} \int_0^t dt' \Phi(t'). \quad (6)$$

Оператор дробного дифференцирования вводится в уравнение релаксации с помощью замены интегрального оператора

$$-\tau^{-1} \int_0^t dt' \Phi(t') = \tau^{-1} \frac{d^{-1}\Phi(t)}{dt^{-1}} \quad (7)$$

на дробный интегральный оператор

$$\tau^{-\beta} \frac{d^{-\beta}\Phi(t)}{dt^{-\beta}} = \tau^{-\beta} {}_0D_t^{-\beta}\Phi(t), \quad (8)$$

где ${}_0D_t^{-\beta}f(t)$ — интегральный оператор Римана–Лиувилля [2, с. 91] —

$${}_0D_t^{-\beta}f(t) = \frac{1}{\Gamma(\beta)} \int_0^t dt' \frac{f(t')}{(t-t')^{1-\beta}}. \quad (9)$$

Таким образом, можем записать уравнение (6) в следующем виде:

$$\Phi(t) - \Phi_0 = -\tau^{-\beta} {}_0D_t^{-\beta}\Phi(t). \quad (10)$$

В таком случае релаксация Коул-Коула описывается уравнением

$$\frac{d\Phi(t)}{dt} = -\tau^{-\beta} {}_0D_t^{1-\beta}\Phi(t), \quad (11)$$

где $\tau^{-\beta} = k_0 \Gamma(\beta - 1)$.

Уравнение (11) можно переписать в виде

$$\frac{d\Phi}{dt} = -\int d\tau k(t-\tau)\Phi(\tau). \quad (12)$$

В зависимости от типа ядра $k(t-\tau)$ мы можем получить разные виды релаксационных процессов, например:

- если $k(t) = k_0 \delta(t)$, то получим $\Phi(t) = \Phi_0 e^{-k_0 t}$;
- если $k(t) = k_0$, то получим $\Phi(t) = \Phi_0 \cos(\sqrt{k_0 t})$;
- если $k(t) = t^\gamma$, то получим $\Phi(t) = \Phi_0 \exp(k_0 t^{\gamma+2})$.

Существует множество различных фрактальных производных [3], которые используются в описании релаксации Коул-Коула: Римана–Лиувилля, фрактальная производная Капуто, α -производные операторы и другие. Формальное применение этих производных в описании физических процессов приводит к различным результатам и не указывает на связь фрактального интегро-дифференциального оператора с физическими и структурными параметрами систем, в которых аномальная релаксация не выяснена.

В этом контексте попытаемся сконструировать фрактальные производные и проясним их уместность в изучении проблемы релаксации Коул-Коула, придавая большое значение их фрактальному смыслу.

Рассмотрим неравновесное состояние среды, которое определяется фрактальной природой, т. е. будем считать, что неравновесное состояние определяется множеством времен событий, в котором следующее событие случается через время τ_j после того, как кончилось предыдущее событие. При релаксации Коул-Коула в процессе эволюции из непрерывных состояний системы выключаются некоторые отрезки в соответствии с определенным законом. Такой процесс можно характеризовать как процесс, порожденный фрактальным состоянием, с определенной фрактальной размерностью d_f , а уравнения релаксации и Коул-Коула имеет следующую операторную форму [4]:

$$(\tau^{-\alpha} + D_{0+}^{\alpha})P(t) = \frac{\chi_0 E}{\tau^{\alpha}}, \quad (13)$$

где D^{α} — оператор дробного дифференцирования [5] —

$$D_{0+}^{\alpha}[f(t)] = C \frac{d}{dx} \int_{0+}^x \frac{f(t)}{(x-t)^{\alpha}} dt. \quad (14)$$

Начальное условие уравнения (13) имеет вид $P(0)=0$. Согласно (13), Лаплас-образ функции $P(t)$ можно определить в виде

$$\bar{P}(p) = \frac{\chi_0 E}{p} \frac{1}{1+(\tau p)^{\alpha}}. \quad (15)$$

Уравнение, описывающее релаксацию Коул-Коула, можно получить из (15) путем замены $p \rightarrow i\omega$, и тогда комплексную восприимчивость (Коул-Коула) можно определить в виде

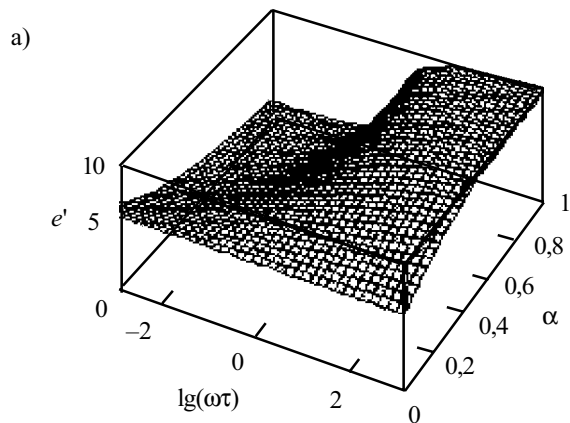
$$\chi(i\omega) = \frac{\chi_0}{1+(i\omega\tau)^{\alpha}}. \quad (16)$$

Отсюда следует, что комплексная диэлектрическая проницаемость (Коул-Коула) равна

$$\varepsilon^*(i\omega) = \varepsilon_{\infty} + \frac{\varepsilon_0 - \varepsilon_{\infty}}{1+(i\omega\tau)^{\alpha}}, \quad 0 < \alpha \leq 1,$$

где $\varepsilon'(\omega) = \text{Re}[\varepsilon^*(i\omega)] =$

$$= \varepsilon_{\infty} + \frac{(\varepsilon_0 - \varepsilon_{\infty}) \left[1 + (\omega\tau)^{\alpha} \cos \frac{\pi\alpha}{2} \right]}{1 + 2(\omega\tau)^{\alpha} \cos \frac{\pi\alpha}{2} + (\omega\tau)^{2\alpha}};$$



$$\varepsilon''(\omega) = \text{Im}[\varepsilon^*(i\omega)] =$$

$$= (\varepsilon_{\infty} - \varepsilon_0) \frac{\left[(\omega\tau)^{\alpha} \sin \frac{\pi\alpha}{2} \right]}{1 + 2(\omega\tau)^{\alpha} \cos \frac{\pi\alpha}{2} + (\omega\tau)^{2\alpha}}.$$

Расчеты (рис. 4) проводились при $\eta = \frac{\varepsilon_{\infty}}{\varepsilon_0} = 10$.

В (15) перейдем от изображения к оригиналу. Запишем:

$$\bar{P}(p) = \frac{\chi_0 E}{p} \frac{1}{1+(\tau p)^{\alpha}} = \frac{\chi_0 E}{p} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n (\tau p)^{-\alpha(n+1)}. \quad (17)$$

Исходя из (17), решения (13) в пространстве оригиналов получают вид

$$P(t) = \chi_0 E \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n \left(\frac{t}{\tau}\right)^{\alpha(n+1)}}{\Gamma(\alpha(n+1)+1)} = \left(\frac{t}{\tau}\right)^{\alpha} \chi_0 E \cdot E_{\alpha,\gamma}(z), \quad (18)$$

где $E_{\alpha,\gamma}(z)$ — функция Миттаг–Леффера —

$$E_{\alpha,\gamma}(z) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{z^n}{\Gamma(\alpha n + \gamma)}, \quad \gamma = \alpha - 1, z = \left(-\frac{t}{\tau}\right)^{\alpha}. \quad (19)$$

В решении уравнений с дробными производными удобно использовать функции Фокса (обобщенный интеграл Миллин–Барнеса), т. к. преобразование Лапласа и Фурье для функций Фокса выражается через функции Фокса с другими параметрами.

Связь функций Миттаг–Леффера с функциями Фокса имеет вид

$$E_{\alpha,\gamma}(-z) = H_{1,2}^{1,1} \left[z \middle| \begin{matrix} (0,1) \\ (0,1), (1-\gamma, \alpha) \end{matrix} \right]. \quad (20)$$

Тогда (11) можно записать как

$$P(t) = \left(\frac{t}{\tau}\right)^{\alpha} \chi_0 E \cdot H_{1,2}^{1,1} \left[(-1)^{\alpha-1} \left(\frac{t}{\tau}\right)^{\alpha} \middle| \begin{matrix} (0,1) \\ (0,1), (1-\gamma, \alpha) \end{matrix} \right]. \quad (21)$$

Для закона Коул-Коула имеем:

$$0 < \alpha \leq 1, 0 < \gamma < 1;$$

$$f(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{\Gamma(\alpha k + 1)} \left(\frac{t}{\tau}\right)^{\alpha k}.$$

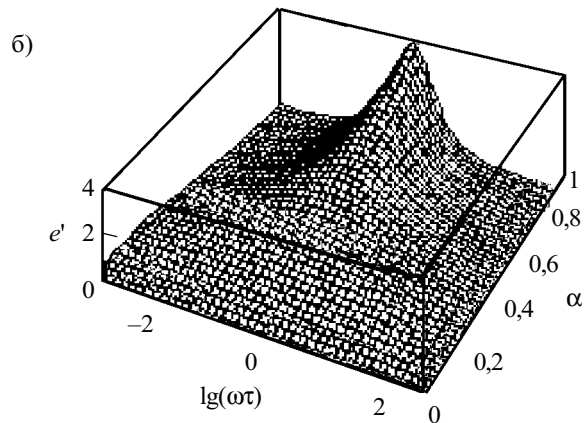


Рис. 4. Действительная (а) и мнимая (б) часть комплексной диэлектрической проницаемости закона Коул-Коула

Функция Фокса

$$H_{1,2}^{1,1} \left(\left[\frac{t}{\tau} \right]^\alpha \middle| \begin{matrix} (0,1) \\ (0,1), (0,\alpha) \end{matrix} \right),$$

если $\frac{t}{\tau} \rightarrow \infty$, $f(t) \equiv \sum \frac{(-1)^{k+1}}{\Gamma(1-\alpha k)} \left(\frac{t}{\tau} \right)^{-\alpha k}$.

Переход от строго экспоненциальной к аномальной зависимости осуществляется при переходе от непрерывного распределения ($\alpha=1$) к фрактальному распределению времени релаксации ($0 < \alpha = d_f < 1$).

Выводы

В качестве примера была рассмотрена релаксация Коул-Коула. Получено аналитическое решение уравнения с дробным оператором вида $(1 + (\tau D)^\alpha)^{-\nu}$ [5]. Полученное решение совпадает с экспериментальным законом Коул-Коула:

$$\chi(i\omega\tau) = \frac{1}{1 + (i\omega\tau)^\alpha}, \text{ где } \nu = 1; 0 < \alpha < 1.$$

Выяснен физический смысл производной дробного порядка по времени, который заключается в самоподобности временного процесса релаксации и, как следствие, фрактальности множества времен релаксации.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Jonscher A. K. Dielectric relaxation in solids.— London.: Chelsea Dielectric Press, 1983.
2. Потапов А. А. Фракталы в радиофизике и радиолокации.— М.: Логос, 2002.
3. Самко С. Г., Килбас А. А., Маричев О. И. Интегралы и производные дробного порядка и некоторые приложения.— Минск: Изд-во физ.-мат. лит-ры, 1987.
4. Novikov V. V., Privalko V. P. Temporal fractal model for the anomalous dielectric relaxation of inhomogeneous media with chaotic structure // Physical Review E.— 2001.— Vol. 64.— P. 264—273.
5. Нигматулин Р. Р., Рябов Я. Р. Физический смысл производной дробного порядка // Физика твердого тела.— 1997.— Т. 39, № 1.— С. 101—105.

ВЫСТАВКИ. КОНФЕРЕНЦИИ

в портфеле редакции

- Нитевидные кристаллы Si-Ge для измерения криогенных температур. *А. А. Дружинин, И. П. Островский, С. М. Матвиенко, Ю. Р. Козут* (Украина, г. Львов)
- Оборудование для измерения фотоэлектрических параметров приемников излучения. *А. А. Ащеулов, А. Х. Дунаенко, В. Д. Фотий* (Украина, г. Черновцы)
- О некоторых особенностях использования стеклообразных халькогенидных сплавов в дозиметрии высокоэнергетических γ -квантов. *Н. М. Вакив, Р. Я. Головач, А. П. Ковальский, О. И. Шпотюк* (Украина, г. Львов)
- InSe-фототранзистор на основе симметричной гетероструктуры окисел-полупроводник-окисел. *З. Д. Ковалюк, В. Н. Катеринчук, О. Н. Сидор* (Украина, г. Черновцы)
- Модули солнечных элементов на основе тандемных гетероструктур GaAs-InGaAs-AlGaAs. *С. И. Круковский, Ю. Е. Николаенко* (Украина, г. Львов, г. Киев)

в портфеле редакции

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



ПРОМЫШЛЕННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ, КОНТРОЛЬ, АВТОМАТИЗАЦИЯ, ДИАГНОСТИКА

индекс-90741

информационно-технический журнал

Журнал "ПИКАД" - периодический **квартальный** журнал для специалистов по вводу в эксплуатацию, системной интеграции та эксплуатации **разноманитных** электронных систем

Журнал має 64 сторінки у повному кольорі і стане у нагоді широкому колу спеціалістів - від інженерів до керівників підрозділів та організацій усіх рангів, приймаючих рішення та визначаючих технічну політику підприємств

РУБРИКИ: ПЕРЕДОВІ ТЕХНОЛОГІЇ, ВПРОВАДЖЕННЯ ТА РОЗРОБКИ, ПРОГРАМНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ, КОМПОНЕНТИ ВБУДОВАНИХ СИСТЕМ, НА ДОПОМОГУ ІНЖЕНЕРУ, СЛУЖБА НОВИН, БЮРО НОВИНОК

Оформити передплату по Україні можна:

- через Укрпошту по "Каталогу видань України 2005р.", передплатний індекс-90741;
- через редакцію - т/ф: (044)241-87-39, 241-67-54.

Засновник та видавник: ТОВ "ХОЛИТ Дейта Системс" www.holit.com.ua, info@holit.com.ua



КИП и А

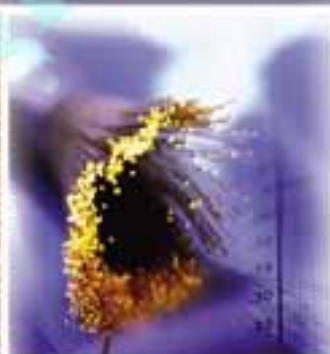
КОНТРОЛЬНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И АВТОМАТИКА

Массовый ежемесячный научно-производственный журнал
ПОДПИСНОЙ ИНДЕКС 08986

Адрес редакции: Украина, 61050, г. Харьков, пер. Почтовый, 7

Тел./факс (+380 57) 732-96-34, (+380 572) 587-707

E-mail: kipia@ergos.com.ua



E·X·P·O ELECTRONICA

8-Я МЕЖДУНАРОДНАЯ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННАЯ
ВЫСТАВКА ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ
И ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

8th INTERNATIONAL EXHIBITION FOR ELECTRONIC
COMPONENTS AND TECHNOLOGICAL EQUIPMENT

5-8 АПРЕЛЯ / APRIL 2005

РОССИЯ, МОСКВА, СК "ОЛИМПИЙСКИЙ"
OLIMPIYSKIY COMPLEX, MOSCOW, RUSSIA

Совместно с / Incorporating:

ElectronTech expo



При официальной поддержке / The official support:



Министерство промышленности и торговли Российской Федерации
Ministry of Industry and Commerce of the Russian Federation
Министерство экономического развития и торговли Российской Федерации
Ministry of Economic Development and Trade of the Russian Federation
Министерство информационных технологий и связи Российской Федерации
Ministry of Information Technologies and Communications of the Russian Federation
Правительство Москвы
Moscow government

Информационные спонсоры / Information sponsors:



www.expoelectronica.ru

Вам понравился номер. Тогда:
а) продлите подписку на журнал по одному из адресов, приведенных на 2-й стр. обложки;
б) напишите письмо в редакцию.



Вам не понравился номер. Тогда:
б) напишите письмо в редакцию;
а) продлите подписку на журнал по одному из адресов, приведенных на 2-й стр. обложки.