

# ТЕХНОЛОГИЯ И КОНСТРУИРОВАНИЕ В ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ



**ВАТ "МЕРИДИАН"**  
ім. С.П. Корольова

Багатопрофільне підприємство, яке спеціалізується на розробці і серійному виробництві:

**СКЛАДНОЇ РАДІО- ТА ЕЛЕКТРОВИМІРЮВАЛЬНОЇ АПАРАТУРИ:**

- частотомірів;
- аналізаторів спектру;
- генераторів і синтезаторів;
- вимірювачів нелінійних викривлень;
- лічильників електроенергії.

**ЗАСОБІВ ПЕРСОНАЛІЗАЦІЇ КОМП'ЮТЕРНИХ І ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ.**

**ПРИЛАДІВ КОНТРОЛЮ НАВКОЛИШНЬОГО СЕРЕДОВИЩА.**

**УНІФІКОВАНИХ БЛОКІВ, ШТАМПІВ, ПРЕС-ФОРМ ТА ІНШОЇ ТЕХНОЛОГІЧНОЇ ОСНАСТКИ.**



**ТОВАРІВ ПОБУТОВОГО ПРИЗНАЧЕННЯ:**

- радіоприймачів;
- стереопідсилювачів;
- плит індукційних електричних;
- гучномовців абонентських.

**ПРОДУКЦІЇ ЕЛЕКТРОННОГО МАШИНОБУДУВАННЯ:**

- котлів обігріву електродних;
- терморегуляторів.

Підприємство атестоване за стандартом якості ISO 9001:2000.

Експортує продукцію до країн Західної Європи і СНД.

Україна, 03124, м. Київ, бульв. І. Лєпсе, 8,  
Тел./факс: + 38 (044) 408-59-11, 408-85-18

Тел.: + 38 (044) 408-44-00

E-mail: [feedback@merydian.kiev.ua](mailto:feedback@merydian.kiev.ua)

<http://www.merydian.kiev.ua>



# 5(65) 2006

**СЕНТЯБРЬ – ОКТЯБРЬ**

ТЕХНОЛОГИЯ  
И  
КОНСТРУИРОВАНИЕ  
В  
ЭЛЕКТРОННОЙ  
АППАРАТУРЕ

2006 № 5 (65)

СОДЕРЖАНИЕ

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ  
ЖУРНАЛ

Год издания 30-й

Год регистрации 1992

Регистрационный номер  
КВ 2092 от 07.06.96 г.

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

Реферируется  
в Украинском РЖ "Джерело" (г. Киев)  
и в Реферативном журнале ВИНИТИ  
(г. Москва)

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР  
К.т.н. В. М. Чміль

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ

К.т.н. Н. М. Вакив  
Д.т.н. В. Н. Годованюк  
К.т.н. А. А. Дашковский  
Д.т.н. Л. С. Лутченков  
Д.т.н. В. П. Малахов  
Д.ф.-м.н. В. Ф. Мачулин  
В. А. Мингалёв  
В. А. Проценко  
Е. А. Тихонова

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Д.т.н. А. А. Ащеулов  
Д.т.н. В. В. Баранов  
К.т.н. Э. Н. Глушеченко,  
зам. гл. редактора  
Д.т.н. В. В. Данилов  
Д.т.н. В. Т. Дейнеза  
Д.ф.-м.н. В. А. Дроздов  
К.т.н. И. Н. Еримичой,  
зам. гл. редактора  
К.т.н. А. А. Ефименко,  
ответственный секретарь  
Л. М. Лейдерман  
Д.т.н. С. Ю. Лузин  
К.т.н. И. Л. Михеева  
К.т.н. Ю. Е. Николаенко  
Д.ф.-м.н. В. В. Новиков  
К.ф.-м.н. А. В. Рыбка  
К.т.н. В. В. Рюхтин  
Д.ф.-м.н. П. В. Серба  
Д.х.н. В. Н. Томашик  
Д.ф.-м.н. О. И. Шпотюк

УЧРЕДИТЕЛИ

Институт физики полупроводников  
им. В. Е. Лашкарёва,  
Научно-производственное  
предприятие «Сатурн»,  
Одесский национальный  
политехнический университет,  
Редакция журнала «ТКЭА»

Техника и технологии СВЧ

Снижение электропотребления мощными ТВ-передатчиками за счет перехода на клистроны. *Предмирский В. С.* 3

Технология изготовления GaAs-диодов Ганна для диапазона коротких миллиметровых длин волн. *Иванов В. Н., Ковтонюк В. М., Николаенко Ю. Е.* 5

Монолитные преобразователи частоты 5- и 3-миллиметрового диапазонов. *Ткаченко В. В., Май А. В., Май В. И., Удод Ю. О., Угрин М. И.* 7

Полупроводниковые индуктивности для СВЧ-диапазона. *Филинюк Н. А., Куземко А. М., Салех М. М. Журбан.* 9

Разработка устройств для анализа спектра сигналов СВЧ. *Ларкин С. Ю.* 14

Создание Т-образного затвора в малощумящих полевых СВЧ-транзисторах. *Босый В. И., Коржинский Ф. И., Семашко Е. М., Серета И. В., Серета Л. Д., Ткаченко В. В.* 18

Монолитный приемник диапазона 33—37 ГГц с низким потреблением мощности. *Май А. В., Май В. И., Колисниченко М. В., Ткаченко В. В., Петруша В. М.* 21

Сверхлегкие генераторные модули для КВЧ-терапии. *Яцуненко А. Г., Винтман З. Л., Джевинский В. П., Усенко В. С.* 23

Монолитные трансформаторы в многослойной технологии GaAs. *Бондарь Д. Б., Глубоков А. А., Шелковников Б. Н.* 25

Материалы для преобразования электромагнитной энергии в тепловую: требования, технология. *Демьянчук Б. А., Полищук В. Е.* 31

**Электронные средства: исследования, разработки**  
Задачи математического обеспечения процессов проектирования несущих конструкций радиоэлектронных средств. *Бырка Р. В.* 36

**Вопросы приборостроения**  
Дозиметры энергетической освещенности ультрафиолетового излучения типа "Тензор". *Бутенко В. К., Добровольский Ю. Г., Шабашкевич Б. Г., Юрьев В. Г.* 43

**Сенсозлектроника**  
Универсальная система для измерения усилия-перемещения. *Дружинин А. А., Матвиенко С. Н., Вуйцик А. М., Кутраков А. П., Ховерко Ю. Н.* 46

Использование позитронной аннигиляционной спектроскопии для контроля процессов влагопоглощения в нанопористой керамике MgAl<sub>2</sub>O<sub>4</sub>. *Клым Г. И., Инграм А., Гадзаман И. В., Шпотюк О. И., Вакив Н. М.* 50

Пассивный датчик на поверхностных активных волнах для дистанционного контроля параметров. *Карапетьян Г. Я., Катаев В. Ф.* 53

**Функциональная микро- и нанозлектроника**  
Помехоподавляющие магнитопроводы из микропровода в стеклянной изоляции. *Колпаков Ю. И., Бадинтер Е. Я., Бугаков В. И., Ларин В. С.* 55

Механизм насыщения тока стока полевого транзистора с p-n-переходом. *Едгорова Д. М.* 58

**Обеспечение тепловых режимов**  
Экспериментальное исследование температурного поля радиатора кулера. *Булавин Л. А., Актан О. Ю., Николаенко Т. Ю., Николаенко Ю. Е.* 61

**Библиография**  
Новые книги 8, 22

В портфеле редакции 60

**Выставки. Конференции** 30, 35

## 2006 № 5 (65)

## ЗМІСТ

**Техніка та технології НВЧ**

- Зниження електроспоживання потужними ТВ-передавачами за рахунок переходу на клістроди. *Предмирський В. С.* (3)
- Технологія виготовлення GaAs-діодів Гана для діапазону коротких міліметрових довжин хвиль. *Іванов В. М., Ковтонюк В. М., Ніколаєнко Ю. Є.* (5)
- Монолітні перетворювачі частоти 5- та 3-міліметрового діапазонів. *Ткаченко В. В., Май О. В., Май В. І., Удод Ю. О., Угрин М. І.* (7)
- Напівпровідникові індуктивності для НВЧ-діапазону. *Філінюк М. А., Куземко О. М., Салех М. М., Журбан (9)*
- Розробка пристроїв для аналізу спектра сигналів НВЧ. *Ларкін С. Ю.* (14)
- Створення Т-образного затвора у малошумлячих польових НВЧ-транзисторах. *Босій В. І., Коржінський Ф. І., Семашко О. М., Серєда І. В., Серєда Л. Д., Ткаченко В. В.* (18)
- Монолітний приймач діапазону 33—37 ГГц із низьким споживанням потужності. *Май О. В., Май В. І., Колісниченко М. В., Ткаченко В. В., Петруша В. М.* (21)
- Надлегкі генераторні модулі для НВЧ-терапії. *Яцинюк А. Г., Вінтман З. Л., Дзевєїнський В. П., Усенко В. С.* (23)
- Монолітні трансформатори в багатопольовій технології GaAs. *Бондар Д. Б., Глубоков О. А., Шелковніков Б. Н.* (25)
- Матеріали для перетворення електромагнітної енергії у теплову: вимоги, технологія. *Дем'яничук Б. О., Поліщук В. С.* (31)
- Електронні засоби: дослідження, розробки**
- Питання математичного забезпечення процесів проектування несучих конструкцій радіоелектронних засобів. *Бирка Р. В.* (36)
- Питання приладобудування**
- Дозиметр енергетичної освітленості ультрафіолетового випромінювання типу "Тензор". *Бутенко В. К., Добровольський Ю. Г., Шабашкевич Б. Г., Юр'єв В. Г.* (43)
- Сенсоелектроніка**
- Універсальна система для вимірювання зусилля-переміщення. *Дружинін А. О., Матвієнко С. М., Вуйцик А. М., Кутраков О. П., Ховерко Ю. М.* (46)
- Використання позитронної аннігіляційної спектроскопії для контролю процесів вологопоглинання у нанопористій кераміці  $MgAl_2O_4$ . *Клим Г. І., Інграм А., Гадзаман І. В., Шпотюк О. І., Ваків М. М.* (50)
- Пасивний датчик на поверхневих акустичних хвилях для дистанційного контролю параметрів. *Карапєтьян Г. Я., Катаєв В. Ф.* (53)
- Функціональна мікро- та наноелектроніка**
- Перешкодоподавляючі магнітопроводи з мікропроводу у скляній ізоляції. *Колпакович Ю. І., Бадинтер С. Я., Бугаков В. І., Ларін В. С.* (55)
- Механізм насичення струму стоку польового транзистора з  $p-n$ -переходом. *Йодгорова Д. М.* (58)
- Забезпечення теплових режимів**
- Експериментальне дослідження температурного поля радіатора кулера. *Булавін Л. А., Актан О. Ю., Ніколаєнко Т. Ю., Ніколаєнко Ю. Є.* (61)

## CONTENT

- Engineering and technologies of a microwave**
- Decrease of a power consumption by powerful TV transmitters at the expense of transition on klystrod. *Predmyrsky V. S.* (3)
- Physical-technological of producing GaAs Gunn diodes operating in the range of short millimeter wave lengths. *Ivanov V. N., Kovtonyuk V. M., Nikolaienko Yu. E.* (5)
- Monolithic frequency converters 5 and 3 bands. *Tkachenko V. V., Mai A. V., Mai V. I., Udod Y. O., Ugrin M. I.* (7)
- Semiconductor inductors for a microwave-range. *Filynyuk N. A., Kuzemko A. M., Salech M. M., Jourban (9)*
- Design of the device for the analysis of spectrum of microwave signals. *Larkin S. Yu.* (14)
- The creation of T-shaped gate for low noise field effect UHF transistors. *Bosiy V. I., Korzhinskiy F. I., Semashko E. M., Sereda I. V., Sereda L. D., Tkachenko V. V.* (18)
- The monolithic receiver of a range 33 — 37 GHz with low consumption of capacity. *May A. B., May V. I., Kolisnichenko M. V., Tkachenko V. V., Petruscha V. M.* (21)
- Sublight oscillator modules for millimeter-wave therapy. *Yatsunenka A., Vintman Z., Dzhevinsky V., Usenko V.* (23)
- Monolithic transformers in multilayer GaAs-technology. *Bondar D. B., Glubokov A. A., Shelkovnikov B. N.* (25)
- Materials for transformation of electromagnetic energy in thermal: the requirements, technology. *Demyanchuk B. A., Polishchuk V. E.* (31)
- Electronic means: investigations, development**
- The problems of software development for the design of radioelectronic devices load carrying constructions. *Byrka R. V.* (36)
- Questions of instrument making**
- Dosimeters of power luminosity of the ultraviolet radiation "Tenzor". *Butenko V. K., Dobrovolskiy Yu. G., Shabashkevich B. G., Yurev V. G.* (43)
- Sensoelectronics**
- Force-displacement universal measuring system. *Druzhinin A. A., Maryamova I. I., Matvienko S. N., Kutrakov A. P., Khoverko Yu. N.* (46)
- Using positron annihilation spectroscopy for the control of humidity-sensitive processes in nanoporous  $MgAl_2O_4$  ceramics. *Klym H. I., Ingram A., Hadzaman I. V., Shpotyuk O. I., Vakiv M. M.* (50)
- Passive SAW sensor for distance control of parameters. *Karapetyan G. Ya., Kataev V. F.* (53)
- Functional micro- and nanoelectronics**
- The magnetic anticlutter cores from a glass coated microwire. *Colpacovich Yu. I., Badinter E. Ya., Bugakov V. I., Larin V. S.* (55)
- Mechanism of drain current's saturation in the field transistor with  $p-n$ -junction. *Yodgorova D. M.* (58)
- Ensuring of thermal modes**
- Experimental examination of a temperature field of a heat sink cooler. *Bulavin L. A., Aktan O. Yu., Nikolaienko T. Yu., Nikolaienko Yu. E.* (61)

Почти 2,3 тыс. статей прошли через редакцию журнала "ТКЭА" за 30 лет. А первыми внимательными их читателями были рецензенты — один, два, а то и три по каждой статье.

Рассказывают, что в советское время был такой автор, который время от времени направлял свои статьи в зарубежные журналы — но не с тем, чтобы их там опубликовали, а для того, чтобы получить оттуда рецензии. Замечания и рекомендации рецензентов становились для него планом работ на пару-тройку лет...

Но Наверное, рецензента придумали все же не авторы, а читатели, которые хотят читать только новое, только интересное и только то, чему можно доверять. Критик оценивает работу, которая уже напечатана. Рецензент — тот же критик, но у него есть еще возможность упредить, вмешаться, повлиять... Бывает, что рецензент не прав в своих оценках. Возникает полемика, обмен аргументами, что, конечно, на пользу обеим сторонам. Так или иначе, рецензент — обязательный участник редакционного процесса.

Другое дело, что он — "тайный" участник процесса. Рецензируя анонимную статью, рецензент точно так же не известен и автору. Видимо, поэтому рецензенты, как правило, остаются "за кадром" и в журнальные "титры" не попадают.

Редакция журнала "ТКЭА" когда-то посчитала это не совсем справедливым и, по аналогии с научными монографиями, стала показывать рецензентов статей. Так что, уважаемый Читатель, если прочитанная статья оказалась и интересной, и полезной, у Вас есть возможность увидеть всех "виновников" этого события — и авторов, и их оппонентов, столь же доброжелательных, сколь и ответственных.

В. С. ПРЕДМИРСКИЙ

Украина, г. Киев, Научно-исследовательский институт "Орион"  
E-mail: ndiorion@tsua.netДата поступления в редакцию  
27.04 2006 г.Оппонент д. т. н. А. Ф. КАДАЦКИЙ  
(ОНАС им. А. С. Попова, г. Одесса)

## СНИЖЕНИЕ ЭЛЕКТРОПОТРЕБЛЕНИЯ МОЩНЫМИ ТВ-ПЕРЕДАТЧИКАМИ ЗА СЧЕТ ПЕРЕХОДА НА КЛИСТРОДЫ\*

*Показана экономическая целесообразность замены в телевизионных передатчиках энергетически невыгодных в эксплуатации клистронов на менее габаритные и более эффективные клистроны.*

По данным Концерна радиовещания, радиосвязи и телевидения (Концерн РРТ), в действующем парке передатчиков эфирного телевидения Украины более 20 передающих устройств работают в диапазоне частот 470—860 МГц. Выходные каскады этих передатчиков выполнены на многорезонаторных усилительных клистродах типа 71ST53 и 60ST53 с выходной мощностью 20 и 5 кВт, соответственно.

НИИ «Орион» (г. Киев) уже более 10 лет выполняет работы по изготовлению клистронов этого класса и их реставрации. В институте разработана соответствующая техническая документация, имеется все необходимое для производства оборудования и контрольно-измерительная аппаратура. Это позволило полностью решить вопрос дефицита клистронов в Украине и сэкономить значительные средства, в том числе валютные. Опыт эксплуатации наших клистронов в передатчиках телевизионных центров показал, что их долговечность и надежность соответствуют техническому уровню зарубежных приборов. Кроме того, реставрация клистронов в 5 раз дешевле закупки новых, а долговечность реставрированных клистронов практически не уступает новым.

Однако дальнейшее использование ТВ-передатчиков с клистродами выходной мощностью 5 и 20 кВт нецелесообразно, поскольку они не отвечают современным требованиям, прежде всего, в отношении энергопотребления. Это обстоятельство требует проведения работ по улучшению энергетических показателей такого рода передатчиков.

В последние 10—15 лет в развитых странах в телевизионных передатчиках усиленно начал внедряться новый тип мощного усилителя СВЧ — лампа с индуктивным выводом энергии (ИОТ), клистрод [1—3]. В конструкции клистрода объединяются достоинства тетрода (высокий КПД и линейность характери-

стик) и клистрода (возможность получения большой выходной мощности и достаточно высокого коэффициента усиления). Это обуславливает возможность получения в одном приборе с относительно малыми габаритами и массой требуемого уровня энергетических показателей и фазовых характеристик с требуемой линейностью. Отличительной особенностью клистронов с многоступенчатым коллектором является постоянный КПД при изменении выходной мощности в широких пределах, что позволяет специалистам называть этот прибор усилителем с постоянной эффективностью [3].

В клистродах происходит процесс управления плотностью электронного пучка в пространстве "катод—сетка" — аналогично тому, как это имеет место в тетрадах. Далее электронный пучок, удерживаемый продольным магнитным полем, поступает в пролетное пространство, где происходит дополнительная модуляция пучка по плотности (как в пролетных приборах). В зоне взаимодействия прибора с внешним резонатором кинетическая энергия сгруппированных в ступки электронов пучка передается электромагнитному полю резонатора, в связи с чем прибор и объединил в себе достоинства тетрода (высокие КПД и показатели линейности) и клистрода (использование пролетных явлений для достижения необходимых параметров).

В частности, применение клистронов в составе ТВ-передатчиков дециметрового диапазона частот (470—810 МГц) позволяет получить уникальные параметры. Два ключевых параметра формируют основу успеха: высокий FOM (показатель качества — эффективность при усилении ТВ-сигнала) и высокая линейность. FOM определяется отношением выходной мощности в режиме синхроимпульса к средней мощности потребления в режиме передачи сигнала серого поля. Расходы на электроэнергию при эксплуатации прибора **обратно пропорциональны величине FOM**. В клистродах величина FOM в два раза выше, чем у телевизионных клистронов, не имеющих модулирующего ввода. Величина FOM в мощных клистродах обычно составляет 110—130%. При этом потребляемая мощность телевизионного передатчика с использованием клистронов снижается приблизительно вдвое. По мнению ведущих специалистов в этой области техники, применение клистронов в выходных каскадах телевизионных передатчиков позволяет снизить эксплуатационные расходы более чем на

\* Статьи настоящего раздела подготовлены в рамках украинской Государственной программы развития техники и технологий сверхвысоких частот на 2005—2009 годы.

50% по сравнению с предшествующими конструкциями передатчиков [1, 3].

Характеристика усиления клистрода более линейна, чем у клистрона. Это открывает большие перспективы при использовании клистронов для передачи сигналов не только аналогового ТВ (включая режим общего — видео и звукового — усиления), но и цифрового ТВ, где требования к линейности очень высоки. Немаловажно, что в клистродах остаточная энергия отработанного электронного пучка рассеивается в коллекторе, а не в анодном конструктиве, как в триодах и тетрадах. Эта особенность конструкции клистронов позволила достичь очень высоких уровней выходной мощности (пиковая мощность — до 70 кВт) при высокой надежности и долговечности прибора. Кроме того, применение конструктивно отделенного коллектора в клистродах (в отличие от тетрадов) позволяет достичь очень высоких энергетических показателей.

В обычном клистроне, работающем в классе А, потребляемая мощность не зависит от уровня сигнала и для поддержания пикового значения выходной мощности должна быть постоянно высокой (**ФОМ, соответственно, будет низким**). Поскольку клистроны, как и ТВ-тетрады, работают в классе В, их потребляемая мощность зависит от уровня сигнала. Данное обстоятельство приобретает особое значение, поскольку уже к 2003 году в США планировали полностью перейти на цифровое телевидение (HDTV) [1].

Одно из важных достоинств клистронов — малые размеры прибора при высоких мощностях, КПД и надежности. Они характеризуются высокой долговечностью. По данным фирмы E2V Technologies Ltd. (Великобритания), у промышленных клистронов время наработки на отказ превышает 10 000 часов, а у отдельных экземпляров достигает 30 000 часов [2]. Сравнительный анализ стоимости эксплуатации мощных приборов для ТВ-трансляции показывает, что эксплуатация клистронов обходится почти в два раза дешевле, чем обычных клистронов [3]. Кроме того, при изготовлении клистронов имеется значительная экономия дорогостоящих цветных и тугоплавких материалов, что, в свою очередь, также снижает их стоимость.

Клистроны считаются наиболее привлекательными приборами для применения в составе передатчиков мощностью более 10 кВт. Можно однозначно утверждать, что эра клистронов в мощных ТВ-передатчиках прошла. Это объясняется еще и тем, что единственное преимущество клистронов — высокий коэффициент усиления — уже не является актуальным при сегодняшнем уровне развития технологии [4].

Основное достоинство клистронов — возможность получения в УКВ- и СВЧ-диапазонах больших мощностей и КПД, а также хорошей фазовой характеристики при относительно малых габаритах и массе. Это обеспечит эффективную покрываемость территории без строительства и ввода в эксплуатацию дополнительных ТВ-передатчиков. Замена же ТВ-передатчиков, в которых используются клистроны, на модернизированные ТВ-передатчики ТВ-5 и ТВ-20 с использованием клистронов позволит на территории Украины сэкономить, по предварительным подсчетам, около 3 млн. кВт·ч электроэнергии или около 450 000 грн. в год.

Следует особенно отметить, что в настоящее время традиционным эфирным средствам доставки ТВ-программ приходится конкурировать с такими средствами масс-медиа как кабельное телевидение, непосредственное спутниковое вещание. Однако в стандартном диапазоне частот 470—860 МГц система эфирной доставки остается и будет оставаться наиболее доступной, разветвленной и привлекательной для вновь организуемых малых частных радиостанций, по крайней мере, в нашей стране, поскольку создание такой системы не требует больших (по сравнению с иными) затрат и, самое главное, население уже имеет десятки миллионов эфирных телеприемников, а возможности повышения качества приема в то же время еще не исчерпаны.

#### Выводы

Таким образом, модернизация ТВ-передатчиков ТВ-5 и ТВ-20 с заменой многорезонаторных усилительных клистронов на клистроны позволит примерно вдвое снизить энергопотребление передатчиков ТВ-центров эфирного телевидения при сохранении покрываемости территории. Кроме того, стоимость клистронов значительно ниже стоимости клистронов за счет снижения расхода дорогостоящих материалов при их производстве.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Королев А., Лапин М., Мишин Т., Победоносцев А. Многолучевой клистрод для телевидения // Электронные компоненты. — 1998. — № 2. — С. 23—24.
2. WEB-сайт [www.comms.e2vtechnologies.com](http://www.comms.e2vtechnologies.com) фирмы «E2V Technologies Ltd.», Великобритания. — 2004.
3. Symons R. S. Still vital after all this years // IEEE Spectrum. — 1998. — N 4. — P. 52—63.
4. Козловский М. М. Состояние техники радиопередающих устройств для эфирного телевидения и стереовещания // Электросвязь. — 1997. — № 10. — С. 16—17.

В. Н. ИВАНОВ, В. М. КОВТОНЮК, к. т. н. Ю. Е. НИКОЛАЕНКО

Украина, г. Киев, НИИ "Орион"  
E mail: ivan@tsua.net, nikol@industry.gov.ua

Дата поступления в редакцию  
12.12 2005 г.

Оппонент д. т. н. Р. В. КОНАКОВА  
(ИФП им. В. Е. Лашкарёва, г. Киев)

## ТЕХНОЛОГИЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ GaAs-ДИОДОВ ГАННА ДЛЯ ДИАПАЗОНА КОРОТКИХ МИЛЛИМЕТРОВЫХ ДЛИН ВОЛН

*Разработанная технология позволила создать диоды Ганна, работающие на частоте до 80 ГГц с КПД до 4% и выходной мощностью 40 мВт.*

Диоды Ганна, выполненные из эпитаксиальных структур GaAs типа  $n^+n-n^+$ , при работе в коротковолновой части миллиметрового диапазона длин волн имеют, во-первых, низкую эффективность преобразования постоянной мощности в СВЧ-мощность (доли процента) и, во-вторых, ограничение устойчивой генерации на основной гармонике 60 ГГц. Причина в том, что домен зарождается в пролетной области на некотором расстоянии от катода. Это расстояние определяется длиной пролета электрона в активной области, на которой он приобретает энергию порядка 0,3 эВ, и лежит в пределах от 0,5 до 0,8 мкм, что уже сравнимо с длиной слоя пролета домена ( $n$ -слоя) 1—1,6 мкм.

Для улучшения характеристик диодов Ганна в коротковолновом диапазоне длин волн было предложено создать на катодном контакте энергетический барьер, который способствовал бы увеличению энергии электронов до 0,3 эВ на очень коротком расстоянии. Эта техника известна как инжекция горячих электронов. (Имеется ряд полупроводниковых структур, которые можно использовать в качестве инжекторов. Они включают в себя градиентные тройные соединения AlGaAs, плоские легированные барьеры, двугорбые барьеры, барьеры Шоттки.)

Простая конструкция катодного контакта с инжектирующим барьером не будет эффективной, поскольку критическое поле (более  $10^6$  В/см), генерируемое прямым смещением, формирует слой обеднения в области переноса длиной порядка 160 нм. Горячие электроны будут терять часть энергии при пересечении инжектора и слоя обеднения.

Значительное уменьшение толщины слоя обеднения достигается размещением высоколегированного  $n^+$ -слоя между резкой границей инжектора и областью пролета. Поскольку толщину  $n^+$ -слоя формируют значительно меньшей, чем длина свободного пробега электронов, то большинство горячих электронов будут проходить ее без каких-либо потерь энергии.

Группы AT & Bell Labs (США) и GEC Research (США) [1] исследовали в качестве инжектора горячих электронов слой AlGaAs. Здесь энергия инжек-

тирующих электронов равна разности энергий дна зон проводимости между GaAs и AlGaAs; обычно она равна 200—300 мэВ и зависит от количества Al.

Конструкция катодного контакта представляла собой слой нелегированного  $Al_xGa_{1-x}As$  с линейным градиентом  $x$ , который увеличивался от 0 до 0,3. Электроны через такой барьер инжектируются с энергией порядка 0,25 эВ, близкой к энергии рассеяния в  $L$ -долину. Толщина инжектирующего слоя составляла 50 нм. Между инжектирующим слоем и пролетной областью выращивался  $n^+$ -слой с концентрацией носителей более  $10^{18}$  см $^{-3}$  и толщиной 5 нм.

Изготовленные диоды Ганна с таким катодным контактом обеспечивали на основной гармонике 90 ГГц КПД порядка 4% и выходную мощность 80 мВт, а на частоте 94 ГГц — КПД 2,4% и выходную мощность 58 мВт.

Одним из недостатков этих диодов является их относительно высокая стоимость вследствие применения дорогих исходных материалов.

В НИИ «Орион» разработана более перспективная технология получения диодов Ганна из GaAs (с катодным контактом инжекции горячих электронов на основе AuGe—TiB $_2$ —Au к эпитаксиальной структуре типа  $n-n^+$ ), работающих в диапазоне частот от 60 до 80 ГГц.

Особенностями технологии являются:

- формирование контакта Au—Ge—TiB $_2$ —Au с инжекцией горячих электронов;
- изготовление кристаллов по групповой технологии;
- корпусирование в металлокварцевый корпус;
- контроль СВЧ-параметров диода.

**Формирование контакта с инжекцией горячих электронов.** Многослойный контакт Au—Ge—TiB $_2$ —Au формировался на поверхность эпитаксиальной структуры GaAs типа  $n-n^+$  с концентрацией носителей от  $3 \cdot 10^{15}$  до  $1 \cdot 10^{16}$  см $^{-3}$ . Контакты наносились методом магнетронного распыления, послойно, в одном технологическом цикле без нарушения вакуума. Установка, в которой наносился контакт, представляла собой модернизированную установку УВН-75Р с безмасляной откачкой. Слои, формирующие контакт, наносились в атмосфере аргона при давлении  $3 \cdot 10^{-3}$  мм рт. ст.

Исследования зависимости параметров контакта и его морфологии показали, что оптимальные резуль-

таты получают при толщине слоев 0,18 мкм золота, 0,03 мкм германия, 0,1 мкм диборида титана и 0,2 мкм золота, формируемых термической обработкой в водороде при температуре порядка 500°C. Оже-спектроскопия показывает, что слой TiB<sub>2</sub> является прекрасным диффузионным барьером для Au, Ge, Ga и As вплоть до 600°C [2, 3].

Вольт-амперные характеристики при напряжениях смещения ниже порогового линейны и симметричны в области температур от +100°C до -100°C. Отклонение от симметричности наблюдается при температурах ниже -100°C. По температурным зависимостям сопротивления определялась высота барьера контакта. Она находилась в пределах 0,24—0,26 эВ.

**Изготовление кристаллов.** В основу изготовления кристаллов была положена групповая технология изготовления мезоструктур с интегральным золотым теплоотводом со стороны катодного контакта [4]. Кристаллы изготавливались из эпитаксиальных структур арсенида галлия типа  $n-n_6^+-n^{++}$ . Концентрация носителей в  $n$ -слое равнялась  $(0,8...1) \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$ , толщина  $n$ -слоя составляла 1,5—2 мкм.

На поверхности  $n$ -стороны эпитаксиальной структуры формировался многослойный контакт AuGe-TiB<sub>2</sub>-Au и затем гальванически селективно осаждался слой золота толщиной порядка 60 мкм и диаметром каждого элемента 400 мкм. Со стороны  $n^{++}$ -слоя проводилось химико-динамическое травление пластины в травителе NH<sub>4</sub>OH-H<sub>2</sub>O<sub>2</sub>-H<sub>2</sub>O до толщины порядка 20 мкм. Затем формировался омический контакт AuGe-TiB<sub>2</sub>-Au.

Методом фотолитографии изготавливались мезоструктуры диаметром порядка 80 мкм. На рис. 1 приведена фотография матрицы с мезоструктурами.

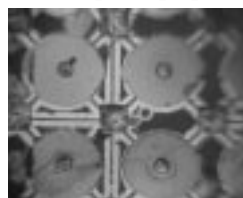


Рис. 1. Матрица с мезоструктурами

После изготовления матрицы на приборе Л2-56 снимались вольт-амперные характеристики, по которым определялись пороговые напряжения и пороговые токи. Для диодов, работающих в диапазоне 60—80 ГГц, отбирались пластины с мезоструктурами, у которых пороговое напряжение находилось в области 0,8—1,2 В. Пороговый ток подгонялся травлением мезоструктур до значения не менее 0,8 А. Затем из матрицы вырубались кристаллы, которые монтировались в корпус.

**Изготовление корпуса и сборки диода.** Для достижения рабочей частоты диодов Ганна необходимо, чтобы резонансная частота корпуса превосходила рабочую частоту диода, по крайней мере, на несколько десятков ГГц. Поэтому монтаж кристалла производился в металлокварцевый корпус. В качестве диэлектрика корпуса использовались кварцевые столбики размерами 0,5×0,3×0,5 мм, металлизированные с двух сторон (0,5×0,3 мм). Эти столбики приваривались по 4 шт. методом термокомпрессии к золотым

шайбам диаметром 1,2 мм и толщиной 0,02 мм. Внешний вид кварцевой втулки представлен на рис. 2.

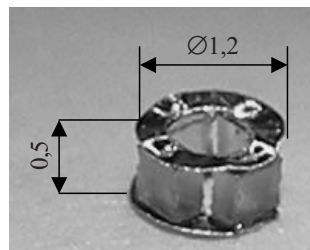


Рис. 2. Кварцевая втулка

Кварцевая втулка приваривалась к медному основанию, покрытому слоем золота толщиной 3 мкм. Кристалл с золотым теплоотводом монтировался в корпус при помощи пайки золотогерманиевым припоем. Верхний контакт кристалла соединялся с верхним контактом металлокварцевой втулки крестообразным выводом. После этого производилось измерение порогового тока  $I_{\text{пор}}$  кристалла и дополнительным травлением мезоструктуры достигалось получение  $I_{\text{пор}} = 0,5 \text{ А}$ , затем диод закрывали крышкой.

**Измерение СВЧ-характеристик диодов.** Измерения СВЧ-характеристик диодов производились на стенде, блок-схема которого приведена на рис. 3, в измерительной камере. Измерительная камера представляла собой отрезок волновода сечением 1,8×3,6 мм, замкороженный с одной стороны подвижным поршнем. Питание диода осуществлялось через фильтр низких частот. Настройка диода на определенную частоту и максимальную мощность производилась перемещением поршня и перемещением диода по высоте волновода.

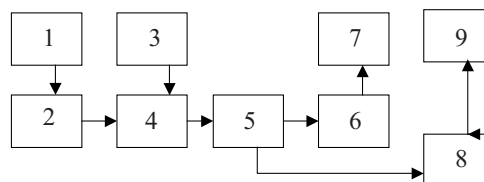


Рис. 3. Структурная схема измерения СВЧ-параметров диодов:

1 — источник питания 13PP-30-30-004; 2 — вольтамперметр М2038; 3 — вольтметр В7-40; 4 — генератор для измерения параметров диодов; 5 — волноводный тракт; 6 — преобразователь приемный ПП-13; 7 — измеритель мощности М3-75; 8 — анализатор спектра С4-27; 9 — частотомер электронный Ч3-66

На рис. 4 представлены типичные зависимости мощности диода  $P$  от частоты  $F$  и температуры измерительного генератора  $T$ . Максимальный перепад

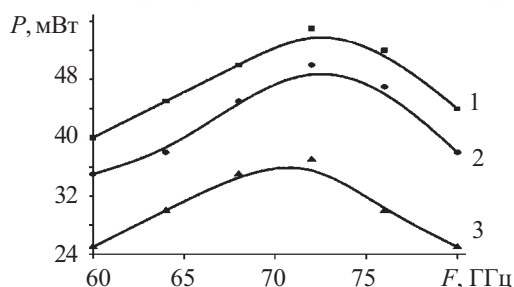


Рис. 4. Типичная зависимость выходной мощности диода от частоты:

1 — при  $T = -50^\circ\text{C}$ ; 2 — при нормальных климатических условиях; 3 — при  $T = +60^\circ\text{C}$

мощности в диапазоне температур от +60°C до -50°C не превышал 40%. Максимальная мощность диодов на частоте 80 ГГц равнялась 42 мВт при эффективности порядка 4%. Диоды стабильно запускались при температуре -70°C.

Разработанная технология изготовления корпусов диодов с кварцевыми втулками позволяет получить емкость корпуса 0,04 пФ, обеспечивающую резонансную частоту корпуса диода выше 150 ГГц.

\*\*\*

Таким образом, подтверждено, что многослойная система Au-Ge-TiB<sub>2</sub>-Au с толщинами 0,18—0,03—0,1—0,2 мкм формирует к арсениду галлия *n*-типа с концентрацией носителей (0,3...1)10<sup>16</sup> см<sup>-3</sup> контакт с барьером высотой 0,24—0,26 эВ.

Использование групповой технологии изготовления кристаллов мезоструктур и корпусирования в металлокварцевый корпус позволили создать диоды

Ганна с катодным контактом из Au-Ge-TiB<sub>2</sub>-Au, работающие в частотном диапазоне 60—80 ГГц на основной гармонике с КПД порядка 4% и выходной мощностью 40 мВт.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Spooner H., Couch N. R. Advances in hot electron injector Gunn // GEC J. Res.— 1989.— Vol. 7, N 1.— P. 34—45.
2. Пат. 8493 України. Напівпровідниковий надвисокочастотний діод Ганна з арсеніду галію / В. М. Иванов, В. М. Ковтонюк, Ю. Є. Ніколаєнко.— 2005.— Бюл. № 8.
3. Миленин В. В., Конакова Р. В., Иванов В. Н. и др. Особенности формирования и термостабильность многослойных невыпрямляющих контактов к *n*-GaAs с антидиффузионным барьером на основе TiB<sub>x</sub> и Mo // Журнал технической физики.— 2000.— Т. 70, вып. 11.— С. 80—85.
4. Яцуненко А. Г., Ковтонюк В. М., Иванов В. Н., Николаенко Ю. Е. Слаботочные диоды Ганна на основе арсенида галлия для КВЧ-аппаратов // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2005.— № 3.— С. 46—48.

В. В. ТКАЧЕНКО, А. В. МАЙ, В. И. МАЙ, Ю. О. УДОД,  
к. ф.-м. н. М. И. УГРИН

Украина, г. Киев, Научно-производственное предприятие "Сатурн"  
E-mail: chmil@nbi.com.ua

Дата поступления в редакцию  
16.12 2005 г.

Оппонент к. т. н. Н. Н. КОБАК  
(НТУУ "КПИ", г. Киев)

## МОНОЛИТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ 5- И 3-МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНОВ

*Приведены результаты разработки монолитных преобразователей частоты 5- и 3-миллиметрового диапазона как функционально завершенных узлов приемопередающей аппаратуры.*

Развитие современных систем телекоммуникационной связи, радиолокации, радиоастрономии диапазона крайне высоких частот (КВЧ) стимулирует совершенствование устройств и блоков приемных систем, малочувствительных к разбросу параметров схемы.

Преобразователи частоты приемных систем должны удовлетворять следующим основным требованиям [1, 2]:

- потери преобразования должны быть не более 8 дБ, а его динамический диапазон — не менее 80 дБ;
- электропотребление, габаритные размеры и масса — минимальные;
- конструкция должна быть технологичной, дешевой и обеспечивать высокую стойкость к воздействию климатических и механических факторов;
- интервал рабочих температур от -50 до +50°C.

Рассматриваемые в настоящей работе разработанные преобразователи частоты состоят из монолитных схем балансного смесителя и умножителя частоты (гетеродин внешний), выполнены в едином корпусе на достаточно малой площади, малочувствительны к разбросу параметров схемы.

**Монолитные балансные смесители.** Монолитные схемы (МИС) балансных смесителей трехмиллиметрового диапазона (МБС-3) и пятимиллиметрового диапазона (МБС-5) содержат два последовательно включенных диода, которые согласованы по цепи сигнала отрезком волноводно-щелевой линии, а с цепью гетеродина — отрезками подвешенной полосковой и копланарной линий передачи, которые обеспечивают развязку цепей сигнала, гетеродина и промежуточной частоты.

МИС МБС-3 и МБС-5 имеют размеры 1,24×3,8 мм и 1,85×4,5 мм, соответственно.

МИС БС изготавливаются по групповой технологии на пластине GaAs диаметром 40 мм.

Все элементы схемы — диоды, полосковые и копланарные линии, фильтры, цепи промежуточной частоты и смещения — изготавливаются в едином технологическом цикле по технологии монолитных интегральных схем.

Ниже приведены экспериментальные характеристики смесительных диодов, являющихся элементами монолитной схемы.

Характеристики смесительных диодов:

— емкость диода, фФ	24—27
— последовательное сопротивление, Ом	5
— конструктивная емкость, фФ	≤16
— показатель идеальности ВАХ, ед.	≤1,2
— обратное напряжение при токе 1 мкА, В	3

Конструктивная и общая емкость диодов определяется на тестовых модулях, которые изготавливаются в едином технологическом цикле на пластинах GaAs.

**Монолитные умножители частоты.** Монолитно-интегральная схема умножителя частоты функционально реализована на основе волноводно-щелевой и копланарной линий передачи.

Для преобразователя частоты (ПРЧ) диапазона 60—68 ГГц разработана МИС удвоителя частоты, которая характеризуется следующими параметрами:  $f_{вх} = 32 \pm 2,0$  ГГц,  $f_{вых} = 60 \dots 68$  ГГц, КПД  $\eta \geq 25\%$ .

Для предотвращения излучения второй гармоники МИС удвоителя частоты формируется на волноводно-щелевом резонаторе фильтра нижних частот. Подавление ближайших нечетных гармоник составляет не менее 25 дБ.

Для ПРЧ диапазона 90—100 ГГц разработана МИС утроителя частоты ( $f_{вх} = 32 \pm 2,0$  ГГц,  $f_{вых} = 90 \dots 104$  ГГц,  $\eta \geq 15\%$ ), подавление второй и четвертой гармоник составляет не менее 20 дБ.

Диодная умножительная структура характеризуется следующими параметрами:

- нелинейная емкость  $C_j = 50 \dots 60$  фФ;
- коэффициент модуляции  $C_{общ} / C_0 = 3,5 \dots 4,0$ ;
- активное сопротивление потерь 4—5 Ом;
- обратное напряжение при токе 1 мкА — 12—15 В.

Функционально МИС утроителя частоты реализована комбинацией подвешенной полосковой и копланарной линий передачи.

На рис. 1, 2 приведены зависимости потерь преобразования  $L_{пр}$  от частоты  $f$  экспериментальных образцов преобразователей частоты 5- и 3-миллиметрового диапазонов, соответственно.

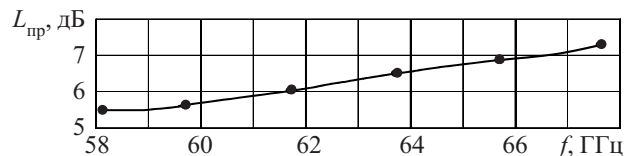


Рис. 1

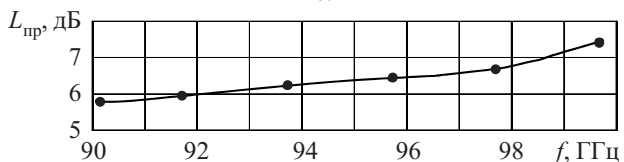


Рис. 2

Характеристики преобразователей частоты:

- диапазон рабочих частот, ГГц 60—68; 90—100
- потери преобразования (для обоих диапазонов), дБ 8
- полоса промежуточных частот, ГГц 0,5—4,0
- динамический диапазон, дБ 80
- КСВН входа, ед.  $\leq 2,0$
- интервал рабочих температур, °С -50...+50

Разработанные конструкторско-технологические решения преобразователей частоты 5- и 3-миллиметрового диапазонов ориентированы на применение в качестве функционально завершенных узлов приемопередающей аппаратуры диапазона крайне высоких частот, построенной по модульному принципу.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Асеева Е. Н., Май В. И., Май А. В. и др. Монолитный балансный смеситель диапазона частот 80—100 ГГц // Технологии и конструирование в электронной аппаратуре.— 2003.— № 3.— С. 39—40.
2. Porterfield W., Crowe T. W., Bradley R. F., Erick N. R. A high-power fixed-tuned millimeter-wave balanced frequency doubler // IEEE Trans.— 1999.— Vol. 47, N 4.— P. 419—425.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ

**Богатырев Е. А., Ларин В. Ю., Лякин А. Е. Большие интегральные схемы: Энциклопедия электронных компонентов.— Том 1 / Под ред. А. Н. Еркина.— М.: Издание журнала «Chip News», 2006.— 224 с.**

Книга начинает серию энциклопедических справочников по современной элементной базе электронной техники. Отличительной особенностью справочника является широкое использование ссылок на электронные базы компонентов фирм-производителей: в книге приводятся все необходимые сведения, позволяющие понять принципы работы, систему классификации, терминологию, типовые параметры и схемы включения, а вся фактическая информация о конкретных микросхемах содержится в виде ссылок на сайты производителей. Такой подход позволил в книге небольшого формата разместить данные о 10 видах современных БИС: ЦАП, АЦП, синтезаторах частот, ИМС памяти, микропроцессорах, микроконтроллерах, программируемых логических матрицах, схемах с квадратурной обработкой и кодеках. Книгу нельзя рассматривать как конспект учебника или справочник инженера, это именно энциклопедия, в которой приведены необходимые теоретические понятия об основных принципах построения и структурные схемы БИС и имеется много справочной информации: типовые схемы включения, обозначения контактов, перечень ведущих фирм-производителей.

Книга может быть использована как учебное пособие по курсу ЭК, в качестве руководства по выбору элементной базы для менеджера, занимающегося поставками ЭК, а также может быть полезна как краткий справочник для разработчиков РЭА.



Д. т. н. Н. А. ФИЛИНЮК, А. М. КУЗЕМКО, САЛЕХ М М ЖУРБАН

Дата поступления в редакцию  
16.03 2006 г.

Украина, Винницкий национальный технический университет  
E-mail: Filinyuk@vstu.vinnica.ua

Оппонент к. т. н. В. П. ПОПОВ  
(Ин-т микроприборов, г. Киев)

## ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ИНДУКТИВНОСТИ ДЛЯ СВЧ-ДИАПАЗОНА

*Разработаны схемы комбинированных полупроводниковых индуктивностей, пригодных для изготовления гибридной или полупроводниковой микросхемы широкого диапазона частот до нескольких десятков гигагерц.*

Одной из проблем электроники является реализация в интегральном виде катушки индуктивности. К ней предъявляются требования по технологичности, величине индуктивности, добротности, стабильности, частотному диапазону и размерам. Выполнение этих требований во многом определяется частотным диапазоном и видом используемой технологии.

Наиболее широкое применение получили плоские катушки индуктивности в виде напыленных проводящих пленок и навесные микрокатушки индуктивности, наматываемые различным образом, с сердечником и без него [1, 2]. На частотах в несколько десятков гигагерц такие катушки обладают индуктивностью порядка 200—600 пГн и добротностью 10—

20 единиц при диаметре 20 мкм [3, 4]. Дальнейшее повышение индуктивности и добротности требует увеличения их геометрических размеров, что является существенным недостатком.

Чаще всего в микросхемах не требуется использование свойства катушки индуктивности накапливать магнитное поле, требуется только обеспечение фазового сдвига между током и напряжением на угол, близкий к 90°. Это свойство реализуют аналоги катушки индуктивности, в частности на основе полупроводников, — полупроводниковые индуктивности. В настоящей работе проводится анализ преимуществ и недостатков используемых при этом технических решений и предлагается дальнейшее их развитие применительно к диапазону сверхвысоких частот (СВЧ).

### Анализ технических решений

Все виды полупроводниковых индуктивностей можно разделить на физические, комбинированные и схемотехнические аналоги (рис. 1).

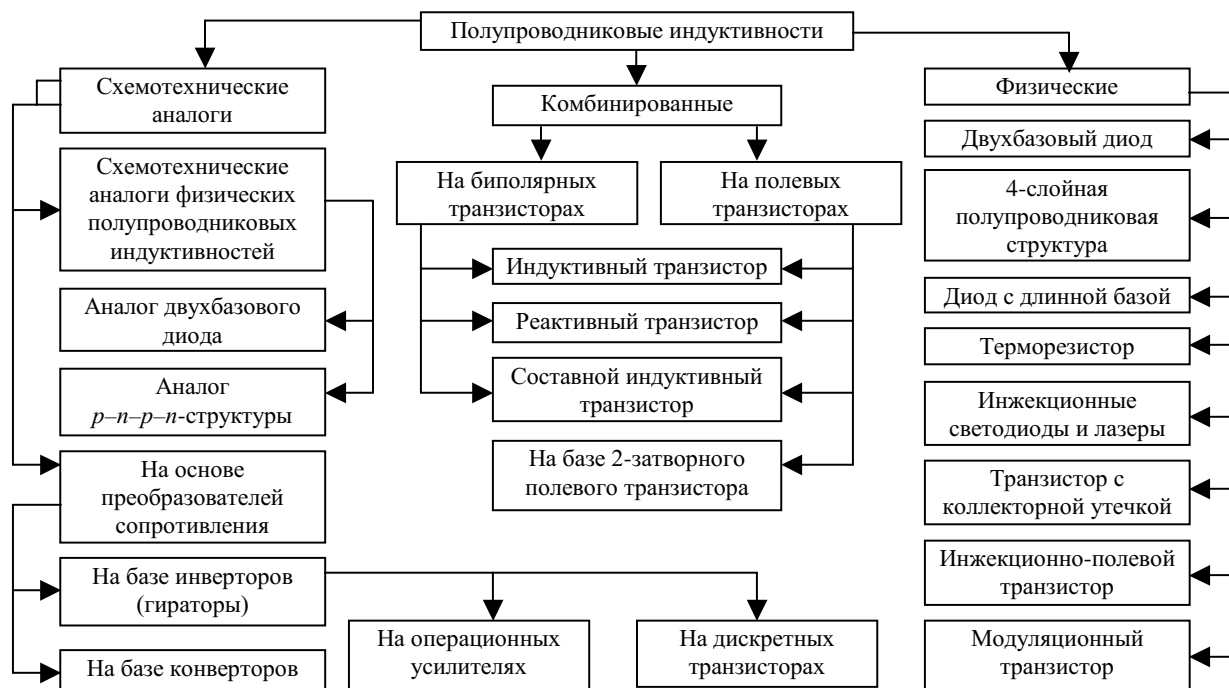


Рис. 1. Классификация полупроводниковых индуктивностей

Физическая полупроводниковая индуктивность — это полупроводниковый прибор, у которого необходимая фазовая задержка создается внутри прибора за счет физических процессов в нем. Такой задержкой обладают многие полупроводниковые приборы. Однако если эта задержка значительно меньше  $90^\circ$ , то добротность полупроводниковой индуктивности мала (обычно меньше единицы), что ограничивает область ее применения. Для получения большей фазовой задержки и, как следствие, большей добротности необходимо, чтобы в полупроводниковом приборе присутствовала внутренняя положительная обратная связь по току [5]. Этим требованиям отвечают статические неагтроны S-типа — полупроводниковые приборы, имеющие нелинейную S-образную вольт-амперную характеристику. На их базе реализуются физические полупроводниковые индуктивности.

В комбинированных полупроводниковых индуктивностях используется фазовая задержка, возникающая в полупроводниковом приборе и дополняемая фазовой задержкой в низкодобротном пассивном компоненте.

В схемотехнических аналогах катушек индуктивности полупроводниковые приборы выполняют роль усилительных компонентов, а требуемая фазовая задержка обеспечивается пассивными RC-компонентами.

Частотный диапазон применения схемотехнических аналогов индуктивности ограничен частотой порядка 1 ГГц, что связано с наличием большого количества паразитных обратных связей. Методы и средства их реализации широко освещены в периодической печати и монографиях, в частности [1, 6—8]. Делаются попытки создания таких индуктивностей на более высоких частотах (порядка 3—5 ГГц) [9, 10]. Но, с нашей точки зрения, наличие в гираторных схемах нескольких транзисторов приводит к их низкой энергетической эффективности.

Большой практический интерес представляют схемотехнические аналоги тиристора и однопереходного транзистора (особенно если не ставится задача реализации их в виде полупроводниковой микросхемы, а также при реализации полупроводниковых индуктивностей, способных работать при больших токах [11]). В отличие от тиристоров, они обладают более высокой температурной стабильностью. Недостатком физических полупроводниковых индуктивностей, к которым относятся все R-неагтроны S-типа (рис. 1) [12], является сложность подстройки их параметров после изготовления и жесткие технологические ограничения.

В связи с вышеизложенным перспективным, по мнению авторов, является техническое решение реализации комбинированной полупроводниковой индуктивности. Основная часть фазовой задержки возникает в многоэлектронной полупроводниковой структуре, а дополнительная задержка создается низкодобротным компонентом, присоединенным к активной полупроводниковой структуре.

Классическим примером такого решения является предложенный Дилом «индуктивный транзистор» [13] (рис. 2, а).

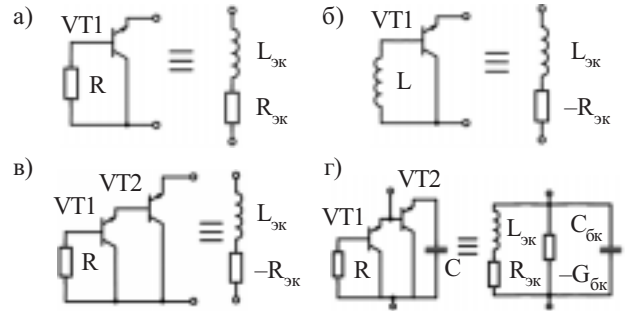


Рис. 2. Транзисторные полупроводниковые индуктивности (цепи питания не показаны)

Высокая добротность индуктивности цепи «эмиттер—коллектор» такой схемы достигается только когда коэффициент передачи по току в схеме с общей базой  $\alpha_0 > 1$ . Это условие выполняется для точечных транзисторов (но они в настоящее время промышленностью не выпускаются) или в режиме лавинного умножения (что ухудшает шумовые свойства, температурную стабильность и надежность). Преодоление этих недостатков было осуществлено путем использования схемы Ямагучи [14], который еще до появления «индуктивного транзистора» показал, что если ко входу биполярного транзистора, включенного по схеме с общим коллектором (рис. 2, б), подключить низкодобротную ( $Q_0 < 1$ ) индуктивность, то в определенном диапазоне частот его выходное сопротивление будет индуктивным с отрицательной вещественной составляющей (т. е. она является комбинированным транзисторным динамическим неагтроном).

С учетом этих двух технических решений был предложен составной индуктивный транзистор (рис. 2, в), обеспечивающий высокую добротность в широком диапазоне частот, и параллельный колебательный контур на его основе (рис. 2, г) [15]. Свойства биполярного транзистора, включенного по схеме с общим коллектором, и полевого транзистора, включенного по схеме с общим стоком, как обобщенных преобразователей иммитанса (ОПИ) — одинаковы. Это позволило реализовать все вышерассмотренные решения на полевых (в том числе и GaAs) транзисторах на частотах в несколько десятков гигагерц [16, 17]. Несмотря на то, что большинство рассмотренных технических решений были предложены более 20 лет тому назад, в ряде стран продолжается их использование и совершенствование с целью увеличения рабочих частот. Это особенно важно при реализации различных информационных устройств в виде полупроводниковых микросхем [18—20].

### Полупроводниковые индуктивности на базе двухзатворных транзисторов Шоттки

Двухзатворный транзистор Шоттки (ПТШ2) является четырехэлектродным полупроводниковым прибором, что обеспечивает его широкие функциональные возможности. На его базе может быть реализовано 18 различных четырехполюсников, обладающих свойствами обобщенных конверторов и инверторов иммитанса [21]. Эти свойства лежат в основе построения полупроводниковых индуктивностей на их основе.

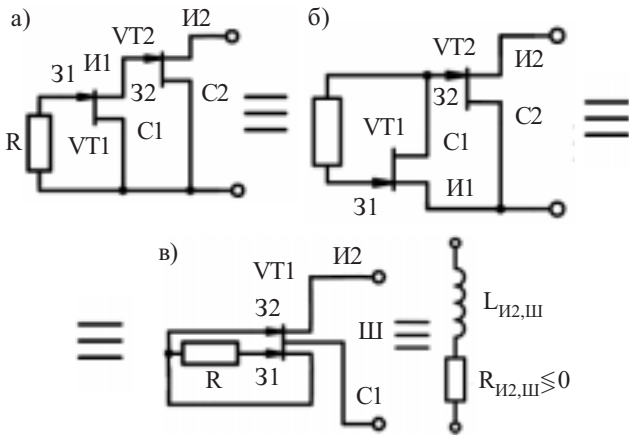


Рис. 3. Преобразование схемы полупроводниковой индуктивности на составном полевом транзисторе (а) в схему полупроводниковой индуктивности на двухзатворном транзисторе с шумоподавляющим электродом (б) (цепи питания не показаны)

Известно, что с высокой точностью ПТШ2 может быть представлен в виде двух однозатворных ПТШ, когда сток одного соединен с истоком второго [22]. Учитывая это, преобразуем двухкаскадную схему полупроводниковой индуктивности на базе полевых транзисторов (рис. 3, а) в схему рис. 3, б.

В этой схеме, как и в предыдущей, полное сопротивление цепи "исток—сток" VT1 эквивалентно низкодобротной индуктивности, которая затем конвертируется каскадом на базе транзистора VT2, включенным по схеме с общим стоком, в высокодобротное индуктивное сопротивление между истоком и стоком этого транзистора. Причем, в отличие от схемы рис. 3, а, в схеме рис. 3, б сток VT2 соединен с истоком VT1, что характерно для ПТШ2. Это позволяет реализовать высокодобротную индуктивность на базе ПТШ2.

Но у большинства ПТШ2 отсутствует омический контакт с точкой канала, расположенной между первым и вторым затвором, что не позволяет реализовать схему, представленную на рис. 3, б, на основе классического ПТШ2. Этим требованиям отвечает ПТШ2 с шумоподавляющим электродом Ш [22]. На базе такого ПТШ2 реализована полупроводниковая индуктивность, высокочастотная схема которой представлена на рис. 3, в.

Используя рис. 3, б, находим ее полное сопротивление:

$$Z_{И2,Ш} = Z_{И2,С2} = Z_{22}^{(C2)} - \frac{Z_{12}^{(C2)} Z_{21}^{(C2)}}{Z_{11}^{(C2)} + Z_{C1,И1}} = \text{Re} Z_{И2,Ш} + j \text{Im} Z_{И2,Ш}, \quad (1)$$

где  $Z_{22}^{(C2)}, Z_{12}^{(C2)}, Z_{21}^{(C2)}, Z_{11}^{(C2)}$  — элементы матрицы сопротивления четырехполюсника, образованного транзистором VT2;  $Z_{C1,И1}$  — полное сопротивление цепи C1, И1 четырехполюсника, образованного транзистором VT1, когда между затвором 31 и стоком C1 включено сопротивление R,

$$Z_{C1,И1} = Z_{22}^{(C1)} - \frac{Z_{12}^{(C1)} Z_{21}^{(C1)}}{Z_{11}^{(C1)} + R};$$

$Z_{22}^{(C1)}, Z_{12}^{(C1)}, Z_{21}^{(C1)}, Z_{11}^{(C1)}$  — элементы матрицы сопротивления четырехполюсника, образованного транзистором VT1.

Используя (1), находим эквивалентную индуктивность и добротность  $Q_L$  схемы рис. 3, в:

$$L_{И2,Ш} = \text{Im} Z_{И2,Ш} / 2\pi f; \quad Q_L = \text{Im} Z_{И2,Ш} / \text{Re} Z_{И2,Ш}.$$

Моделируя разработанную схему полупроводниковой индуктивности (рис. 3, в) в виде двух однозатворных ПТШ (рис. 3, б), представим на рис. 5 частотные зависимости эквивалентной индуктивности  $L_{И2,Ш}$  и сопротивления активных потерь  $\text{Re} Z_{И2,Ш}$  от величины питающего напряжения  $U_{п}$ , температуры  $t$ , частоты  $f$  сигнала и сопротивления обратной связи R.

Для задания рабочей точки транзисторов использовалась стандартная схема автосмещения. Параметры рабочей точки транзисторов:  $I_c=16$  мА,  $U_{31}=-0,12$  В,  $U_{32}=-0,23$  В,  $U_{п}=10$  В.

Для использования ПТШ2 при создании полупроводниковой индуктивности без шумоподавляющего электрода предварительно была синтезирована двухтранзисторная схема (рис. 4, б). Она состоит из двух каскадно-включенных обобщенных преобразователей иммитанса — ОПИ<sup>С</sup> и ОПИ<sup>3</sup>. В соответствии с таблицами преобразования иммитанса, представленными в [16], каскад ОПИ<sup>С</sup> преобразует активное сопротивление R в низкодобротное индуктивное сопротивление цепи И2, C2 транзистора VT2. В свою очередь это сопротивление в результате конверсии ОПИ<sup>3</sup> преобразуется в индуктивное сопротивление И1, 31. В определенном диапазоне частот активные потери в такой полупроводниковой индуктивности будут отрицательными. Учитывая, что в синтезируемой схеме сток C1 одного из транзисторов соединен с истоком И2 другого транзистора, возможна замена VT1 и VT2 на ПТШ2 (рис. 4, а).

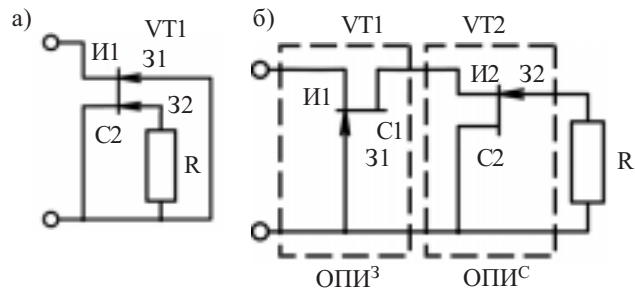


Рис. 4. Схема полупроводниковой индуктивности на базе ПТШ2 (а) и ее представление в виде двух однозатворных транзисторов (схемы питания не показаны)

Корректность проведенного синтеза полупроводниковой индуктивности проверена численным методом. На транзисторе VT2 реализован ОПИ<sup>С</sup>, обладающий свойствами обобщенного конвертора иммитанса и имеющий обратный коэффициент конверсии [16, с. 35]

$$T_K^{C(')} \approx (S_{02} R_{i2} + P_{S2}) / (\Omega_{S2} + P_{S2}), \quad (2)$$

где  $S_0$  — низкочастотное значение крутизны;  
 $R_i$  — дифференциальное сопротивление затвор-исток;  
 $P_S = P / \omega_S$ ;  
 $P = j\alpha$ ;  
 $\omega_S = 1 / R_i C_{зи}$ ;  
 $C_{зи}$  — емкость затвор-исток;  
 $\Omega_S = \omega / \omega_S$ .

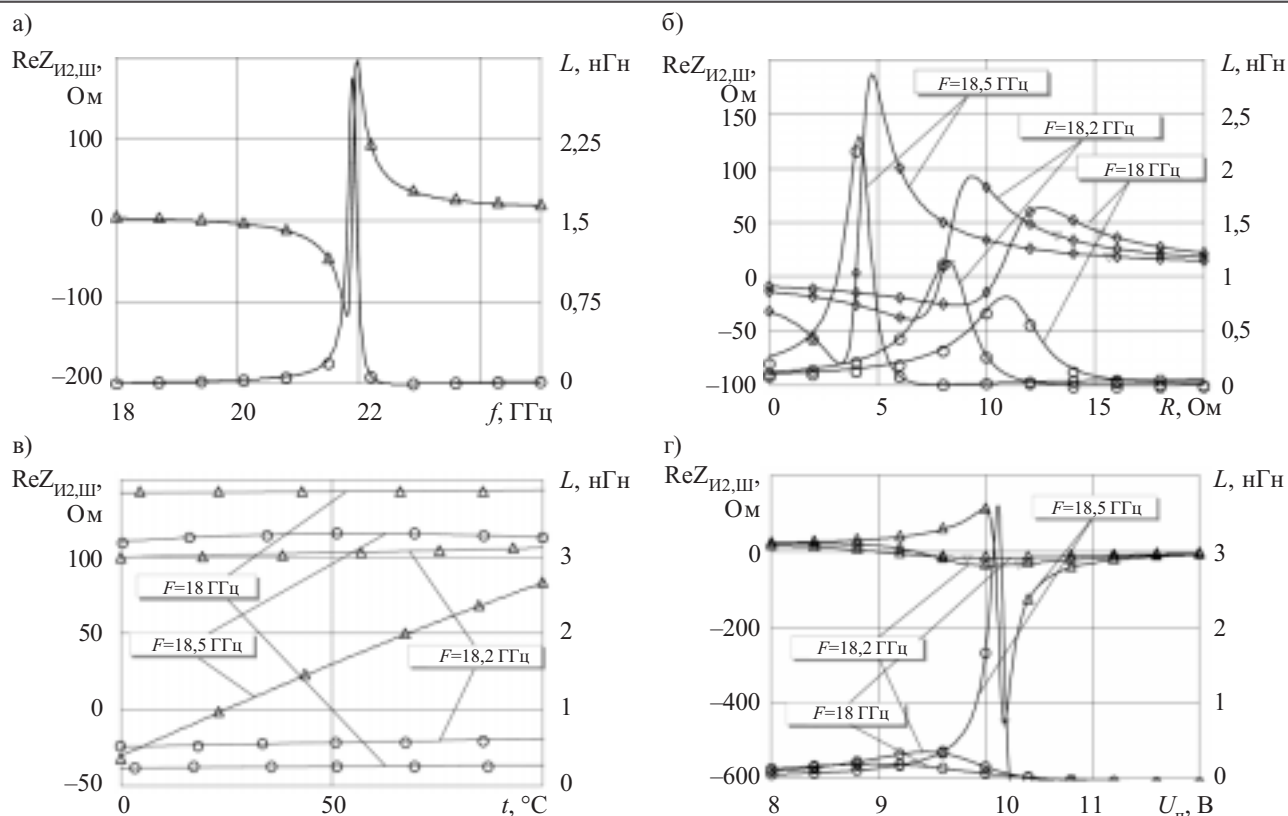


Рис. 5. Зависимости эквивалентной индуктивности  $L_{И2,Ш}$  ( $\circ$ ) и активных потерь  $ReZ_{И2,Ш}$  ( $\triangle$ ) от частоты  $f$  (а), преобразуемого сопротивления  $R$  (б), температуры  $t$  (в) и напряжения питания  $U_{п}$  (г)

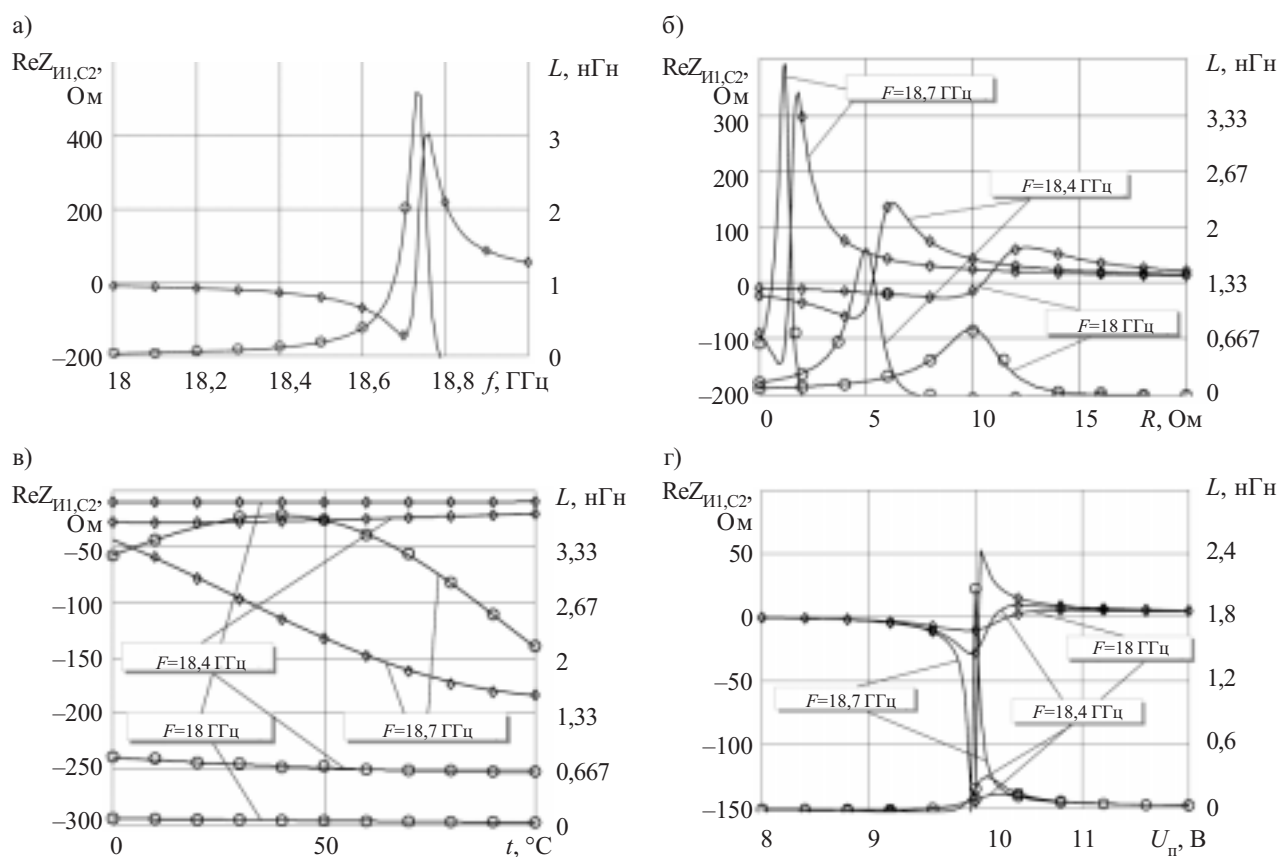


Рис. 6. Зависимости эквивалентной индуктивности  $L_{И1,С2}$  ( $\circ$ ) и активных потерь  $ReZ_{И1,С2}$  ( $\diamond$ ) от частоты  $f$  (а), преобразуемого сопротивления  $R$  (б), температуры  $t$  (в) и напряжения питания  $U_{п}$  (г)

На транзисторе VT1 реализован ОПИ<sup>3</sup>, также обладающий свойствами обобщенного конвертора иммитанса и имеющий прямой коэффициент конверсии

$$T_K^3 \approx \frac{(S_{01}R_{r1} + P_{S1})[R_{r1}S_{01} + P_{S1}(1 - S_{01}R_{r1})]}{(\Omega_{S1} + P_{S1})[R_{r1}G_1 + P_{S1}(\xi_3 + \xi_n)]}, \quad (3)$$

где  $G$  — проводимость канала;

$\xi_3 = C_{cs}/C_{ms}$  — коэффициент разделения емкости затвора;

$\xi_n = C_{nc}/C_{ms}$ .

Учитывая, что оба преобразователя включены каскадно, их результирующий коэффициент конверсии будет равен [16, с. 51]

$$T_K = T_K^{(c)} \cdot T_K^3, \quad (4)$$

откуда находим выходное сопротивление схемы рис. 4, а:

$$Z_{и1,с2} = R/T_K = \text{Re } Z_{и1,с2} + j \text{Im } Z_{и1,с2}. \quad (5)$$

На основании (2)—(5) проведен расчет эквивалентной индуктивности  $L_{и1,с2} = \text{Im } Z_{и1,с2} / \omega$  и активных потерь  $\text{Re } Z_{и1,с2}$  транзисторной индуктивности на базе ПТШ2 в зависимости от частоты, преобразуемого сопротивления, температуры и напряжения питания (рис. 6). Для задания рабочей точки транзисторов использовалась стандартная схема автосмещения. Параметры рабочей точки транзисторов:  $I_c = 16$  мА,  $U_{31} = -0,12$  В,  $U_{32} = -0,23$  В,  $U_{п} = 10$  В.

Как видно из графиков, эквивалентная индуктивность на частоте 18,75 ГГц достигает величины 3—4 нГн при отрицательных активных потерях. Для каждой частоты существует оптимальное значение преобразуемого сопротивления  $R_{opt}$ , обеспечивающее получение максимального значения  $L_{и1,с2}$ . Температурный коэффициент индуктивности, например в диапазоне температур 0—40 °С, на частоте 18,4 ГГц не превышает 0,07 %·°С<sup>-1</sup>.

### Выводы

В настоящее время получили применение три основных вида полупроводниковой индуктивности:

- на базе физических негатронов S-типа;
- комбинированные полупроводниковые индуктивности;
- схемотехнические аналоги.

Реализация полупроводниковых индуктивностей на базе физических негатронов S-типа представляет серьезные технологические трудности, связанные с необходимостью выполнения специфических требований по физической структуре, что ограничивает их применение. На низких частотах успешно используются схемотехнические аналоги негатронов, но их частотный диапазон ограничен 1—3 ГГц.

Комбинированные полупроводниковые индуктивности на базе биполярных и полевых транзисторов пригодны для изготовления в виде как гибридных, так и полупроводниковых микросхем широкого диапазона частот до нескольких десятков гигагерц.

Использование двухзатворных транзисторов Шоттки позволяет реализовать полупроводниковые индуктивности величиной в несколько наногенри на частоте

18—20 ГГц при коэффициенте температурной нестабильности 0,07 %·°С<sup>-1</sup> в температурном диапазоне 0—40 °С. В отличие от пленочных индуктивностей они обладают большей индуктивностью и добротностью, которая не зависит от геометрических размеров.

### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Серьезнов А. Н., Степанова Л. Н., Негоденко О. Н., Путилин В. П. Полупроводниковые аналоги реактивностей.— М.: Знание, 1990.
2. Nikolaev I., Filinyuk N. Microelectronic devices and fundamentals of their design.— М.: Mir, 1979.
3. Dickson T. Si-based inductors and transformers for 30—100 Ghz application // IEEE MTT-S Digest.— 2004, April.— P. 205—208.
4. Cao Yu., Groves R. A., Zamdmer N. D. Frequency-independent equivalent-circuit model for on-chip spiral inductors // IEEE J. Solid-State Circuits.— 2003.— Vol. 38, N 3.— P. 419—426.
5. Филинюк М. А. Теоретичні основи негatronіки.— Вінниця: ВДТУ, 2002.
6. Филяновский И. М., Персианов А. Ю., Рыбин В. К. Схемы с преобразователями сопротивлений.— М.: Энергия, 1973.
7. Касимов Ф. Д., Гусейнов Я. Ю., Негоденко О. Н., Румянцев К. Е. Микроэлектронные преобразователи на основе негatronных элементов и устройств.— Баку: Элм, 2001.
8. Арефьев А. А., Баскаков Е. Н., Степанова Л. Н. Радиотехнические устройства на транзисторных эквивалентах  $p-n-p-n$ -структуры.— М.: Радио и связь, 1982.
9. Пат. 20020047760 США. Active inductor / Kunikiyo, Tatsuga.— 2002.
10. Пат. 20010002060 США. Monolithic inductance-enhancing integrated circuits, complementary metal oxide semiconductor (CMOS) inductance-enhancing integrated circuits, inductor assemblies, and inductance-multiplying methods / Forbes, Leonard.— 2001.
11. Негоденко О. Н. Аналоги негatronов в электронных устройствах.— Таганрог: ТРТУ, 2004.
12. Стафеев В. И., Комаровских К. Ф., Фурсин Г. И. Нейристорные и другие функциональные схемы с объемной связью.— М.: Радио и связь, 1981.
13. Dill H. Inductive semiconductor elements and their application in band-pass amplifiers // IEEE Trans.— 1961.— Vol. MTE-5, N 53.— P. 235—250.
14. Jamaguchi J. On the inductive reactance and negative resistance the transistor // Journal Physical Society of Japan.— 1956.— Vol. 11.— P. 717—718.
15. Филинюк Н. А. Активные УКВ фильтры.— М.: Радио и связь, 1984.
16. Филинюк Н. А. Активные СВЧ фильтры на транзисторах.— М.: Радио и связь, 1987.
17. Филинюк Н. А., Куземко А. М. Схемотехническое моделирование и синтез активных СВЧ-фильтров на полевых транзисторах Шоттки // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2005.— № 3.— С. 49—54.
18. Hara S., Tokumitsu T., Tanaka T., Aikawa M. Broad band monolithic microwave active inductor and its application to miniaturize wide band amplifiers // IEEE Trans. Microwave Theory Tech.— 2001.— Vol. MTT-36, N 12.— P. 1920—1924.
19. Leifso C., Haslett J. W. A fully integrated active inductor with independent voltage tunable inductance and series-loss resistance // IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.— 2001.— Vol. 49, N 4.— P. 671—675.
20. Yong-Ho C., Song-Cheol H., Young-Se K. A novel active inductor and its application to inductance-controlled oscillator // IEEE Trans. Microwave Theory Tech.— 1997.— Vol. 45.— P. 1208—1213.
21. Филинюк Н. А., Салех Журбан. Малосигнальные модели четырехполосников на базе двухзатворного транзистора Шоттки // Вісник Хмельницьк. нац. ун-ту.— 2005.— Ч. 1, т. 2, № 4.— С. 207—209.
22. Schoon M. A novel, bias-dependent, small-signal model of the dual-gate MESFET // IEEE Trans. Microwave Theory Tech.— 1994.— Vol. 42.— P. 212—216.

К. т. н. С. Ю. ЛАРКИН

Украина, г. Киев, Научно-производственный концерн «Наука»  
E-mail: nauka\_concern@ukr.net

Дата поступления в редакцию  
21.10 2005 г. — 29.05 2006 г.

Оппоненты д. т. н. Б. Н. ФОРМОЗОВ  
(БГТУ "Военмех" им. Д. Ф. Устинова, г. С.-Петербург),  
к. т. н. С. А. ЖГУН (МЭИ, г. Москва)

## РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВ ДЛЯ АНАЛИЗА СПЕКТРА СИГНАЛОВ СВЧ

*Изложен опыт разработки частотомеров-спектрометров электромагнитного излучения монохроматических и полигармонических СВЧ-сигналов на основе эффекта Джозефсона и перспективы их дальнейшего усовершенствования.*

В НПК «Наука» проводятся исследования с целью промышленного внедрения частотомеров-спектроанализаторов электромагнитного излучения мм- и субмм-диапазона длин волн на основе эффекта Джозефсона. Эти устройства предназначены для анализа спектра недетерминированных полигармонических сигналов с получением точных значений частоты каждой гармоники в сверхвысоком диапазоне частот.

Создание таких устройств [1] связано с практическим решением следующих проблем [2]:

- выбор параметров чувствительного элемента — перехода Джозефсона (ДП);
- выбор способа и средств исследования его вольт-амперных характеристик;
- выбор средств охлаждения и термостабилизации чувствительного элемента;
- выбор и реализация сверхширокополосной системы связи ДП с источниками электромагнитного излучения;
- выбор и оптимизация устройств сопряжения и согласования ДП с СВЧ-трактом, обеспечивающим канализацию внешнего сигнала к охлажденному переходу Джозефсона;
- обеспечение защиты ДП от стороннего электромагнитного излучения в сверхшироком диапазоне частот от НЧ до верхних рабочих частот;
- разработка системы экранов для защиты ДП от воздействия магнитного поля большой напряженности с учетом эксплуатации вблизи наводок и помех;
- разработка интерфейса пользователя и программного обеспечения управления процессом измерения и регистрации, а также обработки результатов измерения.

В качестве чувствительного элемента были использованы переходы Джозефсона типа SNS структур Nb–Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>–Nb, разработанные и изготовленные в НИИ физических проблем (г. Зеленоград). Это переходы торцевого типа с площадью контакта 0,25 мкм<sup>2</sup>, нормальным сопротивлением 0,5...20 Ом. Контакты выполнены в виде микросхемы на под-

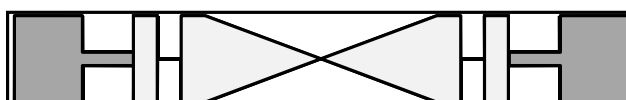


Рис. 1. Схематическое изображение перехода Джозефсона:

■ — сверхпроводящий слой; □ — проводящий слой;  
□ — кремниевая подложка

ложке из высокоомного кремния размерами 10×1,5×0,3 мм (рис. 1).

В качестве активного элемента также применялись цепочки переходов Джозефсона в виде SINIS-структур (сверхпроводник—изолятор—нормальный металл—изолятор—сверхпроводник), созданные по Nb–Al/AIO<sub>x</sub>-технологии в Немецком государственном физико-техническом институте (г. Брауншвейг). Фотография такой сверхпроводящей наноструктуры приведена на рис. 2. Изготовление переходов Джозефсона на базе ниобий-алюминиевой технологии описано в [3]. Переходы выдерживают многократное термоциклирование (до 50—100 раз).

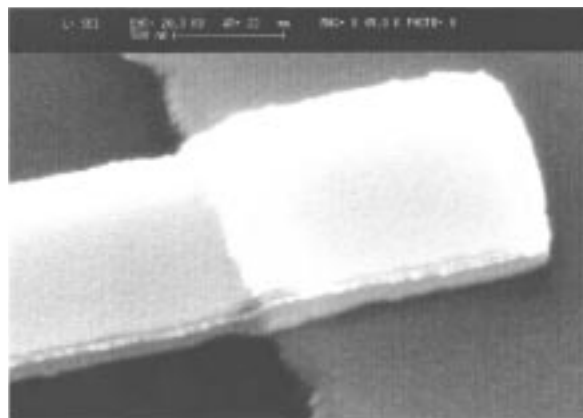


Рис. 2. Джозефсоновский переход в виде SINIS-структуры

В процессе работы в 2005 г. разработан аппаратный комплекс для проведения экспериментальных исследований и отработки элементов системы. Внешний вид установки приведен на рис. 3.

В качестве криостата наиболее подходящим оказалось использование транспортного сосуда Дьюара с расширенной горловиной диаметром 45 мм и объемом 40 л. Термостатирование датчика при температуре кипения гелия осуществляется погружением



Рис. 3. Экспериментальная установка частотомера-спектроанализатора с использованием перехода Джозефсона

криозонда непосредственно в жидкий гелий. Стабильность температуры кипения гелия обеспечивается поддержанием фиксированного давления паров с помощью маностата.

Криовод (см. рис. 4) для линии передачи исследуемого сигнала использовался либо в виде тонкостенных волноводов из нержавеющей стали типа ОХ18Н9Т со слюдяной вставкой на теплом конце волновода (которая не пропускает газообразный гелий и в то же время не препятствует прохождению СВЧ-сигнала), либо (в основном) в виде квазиоптического сверхразмерного металлodieлектрического волновода (МДВ) сечением 14×14 мм, подробно описанного в [2, с. 226]. (Эти вводы позволяют такому частотомеру работать без подливки жидкого гелия на протяжении четырех недель, что является вполне достаточным для такой аппаратуры.) Такой выбор обусловлен малыми погонными потерями, широкополосностью и фиксацией поляризации электромагнитной волны. Установка позволяет проводить исследования

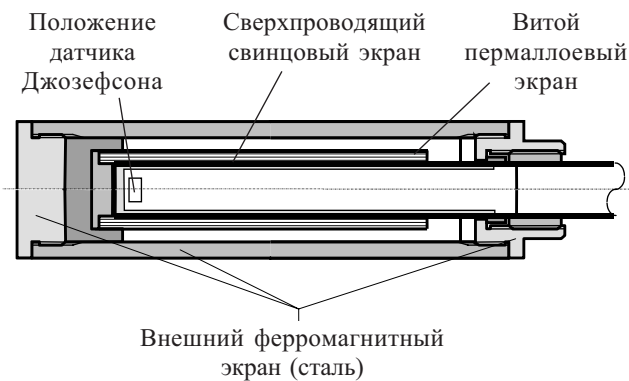


Рис. 4. Устройство многослойного магнитного экрана криоввода диаметром 40 мм

в диапазоне частот не менее 50...600 ГГц, т. е. практически перекрывает мм- и суб-мм-диапазоны длин волн.

Для сопряжения и согласования ДП с электромагнитным полем волновода использовались устройства типа перехода с МДВ на Н-образный волновод, щелевые антенны на основе фин-лайн и др. Окончательно остановились на применении логопериодической плоской антенны, установленной в фокальной плоскости гиперсферической линзы, размещенной на торце волновода (рис. 5).

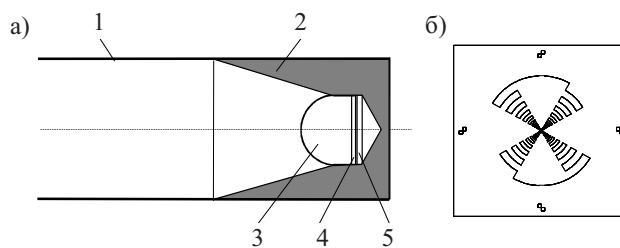


Рис. 5. Конструкция приемной головки на основе планарной логопериодической антенны и гиперполусферической линзы (а) и топология планарной логопериодической антенны (б):

1 — волноводная секция; 2 — полый конус из поглощающего материала; 3 — кремниевая гиперполусферическая линза; 4 — подложка с переходами Джозефсона; 5 — антенна планарная логопериодическая

Диапазонные свойства этой системы приведены на графике рис. 6. Этот график построен в виде зависимости входной мощности, соответствующей нормированной величине ступеньки Шапиро ( $\Delta I = 0,006 I_{кр}$ , где  $I_{кр}$  — критический ток контакта) от частоты.

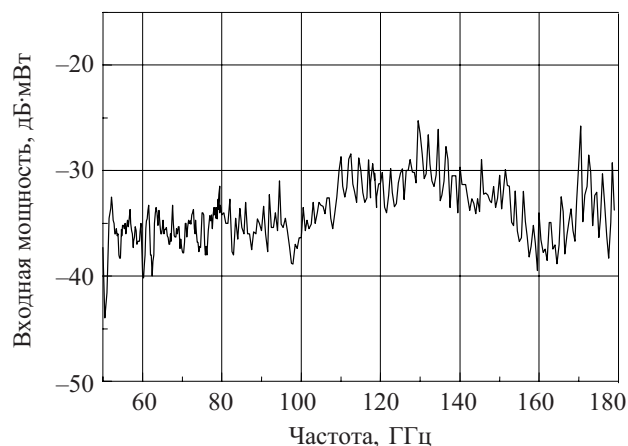


Рис. 6. АЧХ приемного криоблока частотомера

Большое внимание при разработке криозонда уделялось защите чувствительного элемента от стороннего электромагнитного излучения в сверхшироком диапазоне частот от НЧ до верхних рабочих частот. Защита обеспечивается тщательным экранированием криозонда и установкой специальных фильтров в цепях смещения ДП (рис. 7).

Значительное влияние на характеристики контакта Джозефсона оказывает магнитное поле. Для стабилизации его характеристик криозонд снабжен многослойной системой магнитных экранов, содержа-

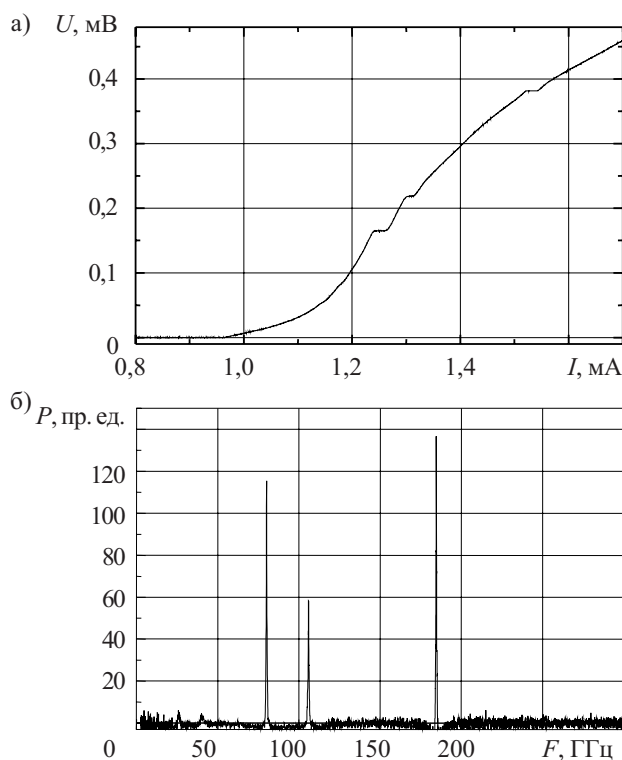


Рис. 7. ВАХ перехода Джозефсона при одновременном воздействии трех монохроматических СВЧ-сигналов (а) и восстановленный с помощью преобразования Гильберта спектр полигармонического сигнала (б)

щей сверхпроводящий (свинцовый) и ферромагнитные экраны (рис. 4). Применение сверхпроводящего экрана весьма эффективно. Выбирался материал экрана с более высокими критической температурой и критическим магнитным полем. Этому требованию наиболее полно удовлетворяют высокотемпературные сверхпроводники (ВТСП-материалы).

Разработанная конструкция экранов и методика захлаживания криозонда позволяют свести к минимуму напряженность “замороженного” в нем магнитного поля. В качестве критерия минимизации замороженного поля используется стабильность величины критического тока от захлаживания к захлаживанию. Конструктивное исполнение криозонда обеспечивает возможность непрерывной работы системы до 30 суток без дозаправки жидким гелием.

Принцип работы частотомера основан на соотношении Джозефсона  $\hbar\omega = 2eV$ , связывающем с помощью лишь фундаментальных констант частоту сигнала  $\omega$  и напряжение смещения на переходе  $V$ . Соотношение позволяет однозначно связать значение частоты сигнала с напряжением ступеньки на ВАХ, возникшей в результате воздействия этого сигнала на переход Джозефсона. Причем с изменением температуры перехода Джозефсона в пределах  $T < T_c$  положение ступеньки по оси напряжений не изменяется, изменяется лишь высота ступеньки по оси токов, что связано с температурным изменением энергетической щели сверхпроводников, входящих в состав перехода Джозефсона.

Мы используем сверхпроводники, хорошо описываемые моделью Бардина–Купера–Шриффера

(БКШ) [2]. Температурная зависимость энергетической щели сверхпроводника при  $T < 0,5T_c$  имеет “полочку”, другими словами, энергетическая щель тут практически не меняется. Изменение температуры на 1 К приводит к изменению энергетической щели ниобия  $\Delta_{Nb}$  (при 4,2 К  $\Delta_{Nb} \approx 1,5$  мэВ) на  $\approx 2\%$ , т. е.  $\delta\Delta_{Nb}/\delta T = 0,03$  мэВ/К. Тогда при стабильности температуры  $10^{-2}$  К имеем стабильность энергетической щели 0,02%, а значит, и стабильность высоты ступеньки порядка 0,02%. Стабильность параметров определяет точность измерений. Отсюда следует, что по крайней мере с не меньшей точностью (0,02%) мы измеряем исследуемую частоту (на самом деле — с намного большей точностью).

Точность обеспечивается использованием преобразования Гильберта, которое позволяет установить положение ступеньки по оси напряжений. При этом, как известно, хотя высота ступеньки по оси токов и может меняться, положение ступеньки по оси напряжений не изменяется, что и обеспечивает высокую точность измерения частоты. При такой методике измерений нам нет необходимости использовать эталонный стандарт частоты, и точность измерения частоты фактически определяется точностью измерения напряжения.

Разработанная система регистрации ВАХ построена на основе АЦП и ЦАП высокой разрядности (32 разряда). Уровень собственного шума разработанного усилителя постоянного тока (УПТ) составляет  $0,5 \dots 0,6$  нВ /  $\sqrt{\text{Гц}}$ . Разработанный интерфейс пользователя позволяет в широких пределах управлять параметрами системы по току смещения, полосе пропускания, коэффициенту усиления, периодичности развертки и количеству регистрируемых ВАХ. Система работает в реальном масштабе времени и может управляться с удаленного терминала.

Некоторые результаты исследований спектров монохроматических и полигармонических сигналов представлены на рис. 7. Для обработки результатов измерений используются различные численные методы преобразований ВАХ, как то гистограмм-анализ, Гильберт-преобразование, корреляционный анализ [4]. Одним из результатов проведенных исследований впоследствии будет разработка и создание панорамного измерителя частоты, обеспечивающего обнаружение сигнала и измерение частот полигармонических сигналов в диапазоне 60...600 ГГц [5].

Исследования показали, что методы, основанные на обработке ступенек Шапиро, обладают недостаточной чувствительностью и малоприспособны для анализа слабых широкополосных сигналов со сплошным спектром, например радиотепловых. В настоящее время усилия направлены на разработку методов измерения такого рода сигналов. Теория джозефсоновских переходов [4] дает направление поиска таких методов. Джозефсоновские переходы как квантовые измерительные приборы обладают уникальной возможностью измерять квантовые флуктуации объекта, не внося существенных дополнительных флуктуаций.

Ширина линии генерации перехода Джозефсона, которая является одним из параметров приемника,

связана с его конструктивными параметрами соотношением [4, с. 31]

$$\Gamma_1 = \pi \left( \frac{2e}{\hbar} \right)^2 S_V(0) = \pi \left( \frac{2e}{\hbar} \right)^2 R_d^2 \left( S_I(0) + \frac{I_c^2}{2I^2} S_I(\omega_j) \right), \quad (1)$$

где  $\Gamma_1$  — полуширина линии Джозефсоновской генерации;  
 $S_V(0)$  — спектральная плотность низкочастотных флуктуаций напряжения на ДП;  
 $R_d$  — дифференциальное сопротивление ДП в рабочей точке;  
 $S_I(0)$  — спектральная плотность собственных низкочастотных флуктуаций тока через ДП;  
 $I_c$  — критический ток перехода Джозефсона;  
 $S_I(\omega_j)$  — спектральная плотность флуктуаций тока через ДП в окрестности частоты джозефсоновской генерации.

Как следует из (1), в низкочастотные флуктуации напряжения на переходе вносят вклад флуктуации тока не только на низкой частоте, но и на частотах в области джозефсоновской генерации  $\omega_j$ . Причем в ширину линии генерации вносят вклад только те компоненты спектра высокочастотных напряжений, частота которых находится в полосе порядка  $\omega_j \pm \Gamma_1$ . Это связано с особым характером нелинейности перехода: она, с одной стороны, является реактивной, а с другой стороны, из-за своих отрицательных значений допускает преобразование частоты вниз с эффективностью, близкой к единице [4, с. 42].

Таким образом, изменение ширины линии генерации перехода происходит только под действием флуктуаций, спектр которых ограничен шириной линии генерации перехода, что и обеспечивает селективность измерений спектральной плотности излучения. Ширину линии собственной генерации ДП можно определить не только спектрометрическим методом, но также и по его селективному отклику на слабый монохроматический сигнал [4].

Селективный отклик ДП на монохроматический сигнал описывается выражением [4, с. 48]

$$resp = \frac{\Delta v}{a^2} = \frac{1}{8v^2} \cdot \frac{\delta}{\delta^2 + \gamma^2}, \quad (2)$$

где  $\Delta v$  — изменение величины  $v$ ;  
 $v = V/V_c$  — величина напряжения в рабочей точке, нормированная относительно величины характерного напряжения ДП;  
 $a = A/I_c$  — амплитуда внешнего воздействия, нормированная относительно величины критического тока ДП;  
 $\delta = (\Omega - \Omega_j)/\Omega_c$  — расстройка частоты воздействующего сигнала относительно частоты собственной генерации, нормированная относительно характерной частоты ДП  $\Omega_c$ ;  
 $\gamma = I_j/2I_c$  — нормированная величина флуктуаций тока через ДП.

Полуширина линии джозефсоновской генерации  $\Gamma_1$  в формуле (1) и параметр  $\gamma$  в формуле (2) связаны соотношением [2, с. 55]

$$\gamma = \Gamma_1/\omega_c = \Gamma_1 / \left( \frac{2e}{\hbar} I_c R_N \right), \quad (3)$$

где  $R_N$  — нормальное сопротивление перехода Джозефсона.

Суть метода измерения спектрального распределения плотности широкополосного шумового СВЧ-сигнала заключается в определении изменения ширины линии собственной генерации ДП под воздействием исследуемого сигнала. Для этого к исследуемому сигналу подмешивается монохроматический сигнал от вспомогательного генератора, перестраиваемого в исследуемом диапазоне частот.

Дискретно изменяя частоту вспомогательного генератора и регистрируя селективный отклик ДП на его сигнал при наличии исследуемого сигнала и без него, по изменению параметров селективного отклика определяем спектральную плотность шумового СВЧ-сигнала в каждой частотной полосе  $\omega_m \pm \Gamma_1$ , где  $\omega_m$  — частота монохроматического сигнала. Таким образом, получаем распределение спектральной плотности исследуемого сигнала в диапазоне частот, т. е. его спектр.

Этот подход позволяет поднять чувствительность спектрометра на 20...30 дБ. Дальнейшее повышение чувствительности и улучшение других рабочих параметров спектрометра связывается с использованием гетероструктур ДП.

В ставшей классической статье [6] показано, что при замене одиночного SIS-перехода (сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник) на цепочку из  $n$  одинаковых SIS-переходов отношение сигнал/шум у приемников СВЧ-сигналов на базе цепочки из  $n$  переходов может быть улучшено в  $\sqrt{n}$  раз. В нашем случае ситуация аналогичная, поэтому улучшение отношения сигнал/шум составляет  $\sqrt{n}$  раз при замене одиночного перехода Джозефсона на цепочку из  $n$  одинаковых переходов Джозефсона в приемной части частотомера.

Однако эксперименты показывают, что ситуация тут даже лучше. Дело в том, что для работы в режиме частотомера нам необходимо лишь продетектировать наличие «ступеньки» на ВАХ, тогда напряжение, при котором возникает «ступенька» на ВАХ цепочки из  $n$  одинаковых переходов Джозефсона, возрастает в  $n$  раз, что позволяет в  $n$  раз увеличить точность определения частоты сигнала.

Разработанный частотомер ориентирован в первую очередь на измерение мощных сигналов, т. е. на случай, когда «ступенька» хорошо различима на фоне шумов.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Пат. 25229 А Украины. Пристрій для визначення частоти електромагнітного випромінювання у міліметровому та субміліметровому діапазонах довжин хвиль / С. Ю. Ларкін, А. М. Мірошніков, Г. Т. Ацентюк.— 1998.— Бюл. № 9.
2. Ларкин С. Ю. Измерение частоты монохроматического СВЧ поля на основе нестационарного эффекта Джозефсона.— Киев: Наук. думка, 1999.
3. Müller F., Schulze H., Behr R. et al. The NbAl technology at PTB — a common base for different types of Josephson voltage standards // Physica C.— 2001.— Vol. 354.— P. 66—70.
4. Лихарев К. К. Введение в динамику джозефсоновских переходов.— М.: Наука, 1985.
5. Пат. 34552 А Украины. Спосіб вимірювання енергетичного спектру електромагнітного випромінювання / С. Ю. Ларкін, С. Є. Аніщенко, В. І. Чайковський.— 2001.— Бюл. № 2.
6. Tucker J. R., Feldman M. J. Quantum detection at millimeter wavelengths // Rev. Mod. Physics.— 1985.— Vol. 57.— P. 1055—1113.

К. т. н. В. И. БОСЫЙ, Ф. И. КОРЖИНСКИЙ,  
к. ф.-м. н. Е. М. СЕМАШКО, И. В. СЕРЕДА, Л. Д. СЕРЕДА,  
В. В. ТКАЧЕНКО

Украина, г. Киев, Научно-производственное предприятие "Сатурн"  
E-mail: chmil@nbi.com.ua

Дата поступления в редакцию  
21.09 2006 г.

Оппонент к. т. н. В. Н. ИВАНОВ  
(НИИ "Орион", г. Киев)

## СОЗДАНИЕ Т-ОБРАЗНОГО ЗАТВОРА В МАЛОШУМЯЩИХ ПОЛЕВЫХ СВЧ-ТРАНЗИСТОРАХ

*Получены экспериментальные образцы транзисторов с Т-образными затворами высотой 1,1 мкм, длиной нижней части 0,15 мкм и верхней части — 0,8—1,0 мкм.*

Расширение частотного диапазона и улучшение эксплуатационных параметров полевых транзисторов может быть достигнуто как за счет использования новых полупроводниковых материалов (гетероэпитаксиальных структур с модулированным легированием, псевдоморфных гетероструктур), так и в результате совершенствования технологии изготовления приборов и оптимизации их топологических размеров.

Одной из ключевых операций изготовления полевых транзисторов миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн является формирование затвора. При этом для улучшения характеристик транзисторов длину затвора уменьшают вплоть до технологического предела [1]. Одновременно должно быть реализовано его минимальное сопротивление. Наиболее перспективным вариантом в этом случае представляется Т-образный затвор, верхняя (широкая) часть которого служит для уменьшения сопротивления за счет увеличения площади поперечного сечения, а нижняя (узкая) часть обеспечивает малую длину и низкую емкость затвора и, соответственно, высокую предельную частоту прибора  $f_{\max}$  [2—5].

Для создания Т-образного затвора применяются методики, основанные на многократной электроннолучевой литографии, использовании вспомогательных диэлектрических слоев [6, 7], приводящие к усложнению технологического процесса изготовления приборов. Для создания Т-образного затвора возможно также применение многослойных электронных резистов [8]. При этом для получения требуемого профиля важно, чтобы каждый из резистов имел необходимую контрастность и чтобы каждая комбинация "резист/проявитель" имела определенную чувствительность. Используя соответствующие проявители, резисты можно проявлять селективно, и размеры верхней и нижней части затвора будут определяться независимо.

Целью данной работы является экспериментальное исследование процесса формирования Т-образного затвора с использованием трехслойной структуры, состоящей из двух слоев электронного резиста, разделенных тонким слоем металла.

В технологии GaAs-приборов при формировании металлических межсоединений, в том числе и для затворов, используют в основном так называемую "взрывную" литографию. При "взрывной" литографии маска резиста служит для того, чтобы отделить необходимый металлический рисунок от нижнего материала. При этом слой резистивной маски должен как минимум вдвое превышать толщину металлической пленки. Лишний металл удаляется в результате растворения расположенного под ним слоя резиста.

В данной работе использовали электронный резист ЭЛП-9 на основе высокомолекулярного соединения полиметилметакрилата (ПММА), обладающего достаточно высокой разрешающей способностью в диапазоне энергий экспонирования 20—30 кэВ. Расположение слоев в трехслойной резистивной структуре показано на рис. 1. Толщина первого, нижнего слоя резиста составляет  $\approx 0,5$  мкм и обеспечивает получение длины затвора  $\approx 0,2—0,3$  мкм. Толщина верхнего слоя резиста  $\approx 0,8—1,0$  мкм. Промежуточный слой — пленка металла (Ag) толщиной  $\approx 0,1$  мкм, нанесенная в вакууме. Металлический слой препятствует перемешиванию верхнего и нижнего слоев резиста и, кроме того, поглощает значительную часть отраженных от подложки электронов, снижая тем самым негативное влияние эффекта близости.

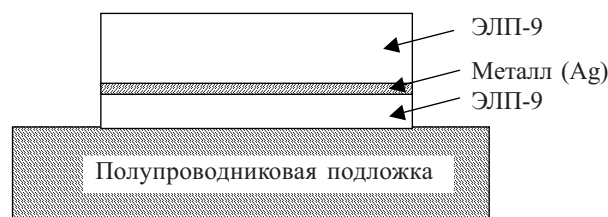


Рис. 1. Схема трехслойной резистивной структуры

Следует отметить, что дополнительной термообработкой в диапазоне температур 100—160°C можно управлять чувствительностью к электронному экспонированию каждого слоя резиста отдельно. Оптимальное соотношение чувствительности верхнего и нижнего слоев составляет 2. В нашем случае нижний слой электронного резиста подвергается повторной (двойной) термообработке, в результате чего его чувствительность к электронному экспонированию несколько снижается. На практике соотношение чувствительности верхнего и нижнего слоев электронного резиста составляет 1,5—2,0.

Составы проявителей для верхнего и нижнего слоев одинаковы, и, следовательно, их селективное проявление возможно только при наличии разделительного слоя (пленки Ag).

В использованной нами трехслойной системе варьирование профилем затвора возможно за счет:

- изменения толщин резиста и разделительного металлического слоя;
- управляемого изменения чувствительности верхнего и нижнего слоев;
- точного управления дозой электронно-лучевого экспонирования.

Основным фактором, ограничивающим разрешающую способность, является обратное рассеяние электронов от подложки, так называемый эффект близости. В случае формирования одиночных топологических структур размером 0,3—0,5 мкм в однослойном резисте толщиной 0,5 мкм в результате эффекта близости уширение линий составляет 0,2 мкм. На рис. 2 представлены профили проявленного изображения в пленке ПММА в зависимости от времени проявления. Такой профиль резистивной маски позволяет формировать близкий к прямоугольному профиль металлизации толщиной до 0,5 мкм.

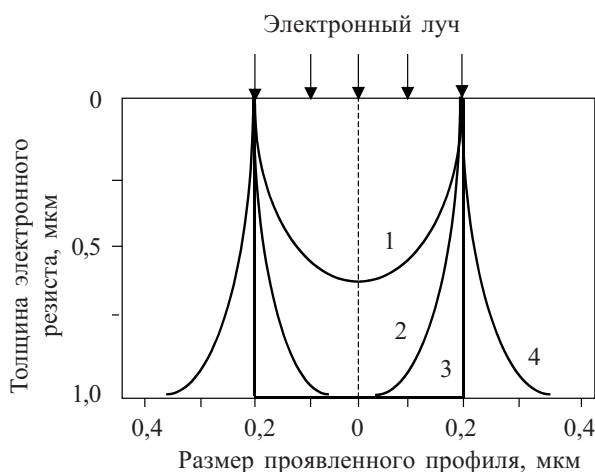


Рис. 2. Профили проявленного изображения в пленке ЭПП-9 в зависимости от времени проявления:  
1 — 1 мин; 2 — 2 мин; 3 — 3 мин; 4 — 4 мин

Последовательность технологических операций при формировании Т-образного затвора показана на рис. 3. Здесь *а* — исходная пластина после формирования омических контактов; *б* — нанесение нижнего слоя электронного резиста (1), разделительного слоя (2) металла (Ag) и верхнего слоя электронного резиста (3); *в* — электронно-лучевое экспонирование; *г* — проявление верхнего слоя электронного резиста; *д* — травление разделительного слоя серебра; *е* — проявление нижнего слоя электронного резиста; *ж* — травление пленки SiO<sub>2</sub> и верхнего слоя n<sup>+</sup>-GaAs; *з* — напыление барьерного контакта; *и* — удаление слоев резиста и серебра (“взрывная” литография).

Нанесение слоев электронного резиста осуществлялось методом центрифугирования, а слоя серебра — напылением в вакууме. Следует отметить, что режим сушки резиста существенно влияет на его чувствительность. Поэтому к стабильности температуры

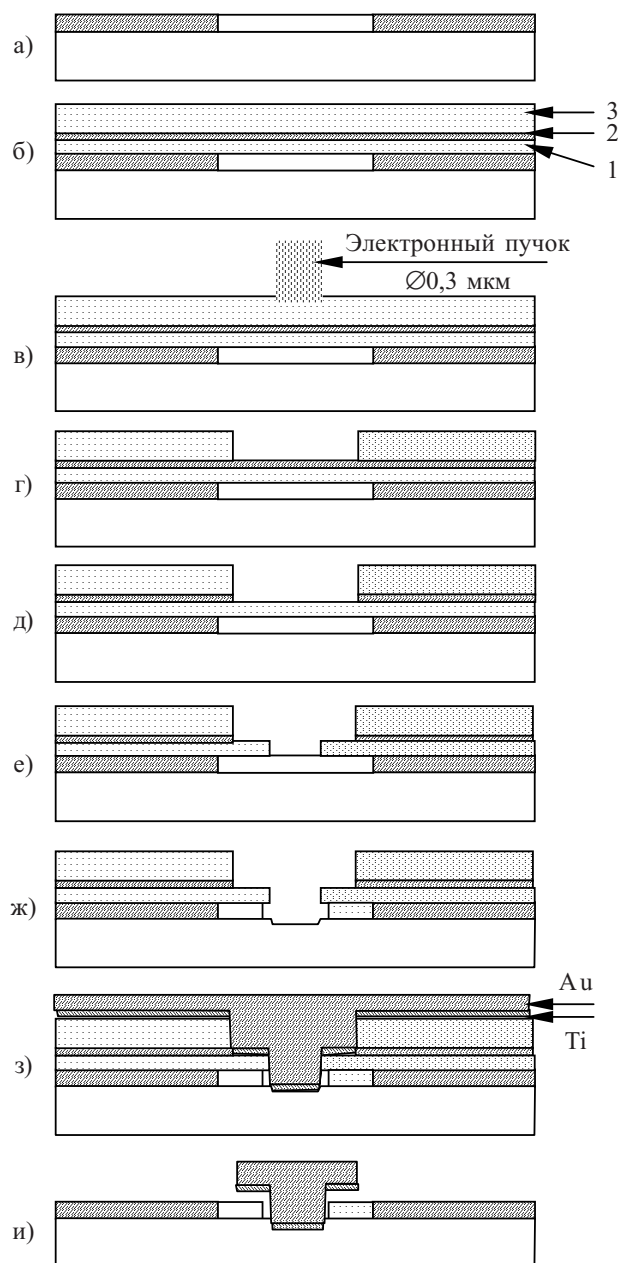


Рис. 3. Последовательность технологических операций при формировании Т-образного затвора

в процессе сушки предъявляются достаточно жесткие требования.

Электронно-лучевое экспонирование осуществлялось на установке ZBA-21. Доза экспонирования составляла  $(1...2) \cdot 10^{-5}$  кул/см<sup>2</sup>. Экспонирование базируется на принципе точечного луча, т. е. координаты точек топологии, записанные в памяти вычислительной машины, переносятся на электронный резист путем экспонирования по точкам. Доза облучения резиста определяется экспериментальным путем.

Совмещение осуществляется по маркерным знакам, расположенным по углам рабочих полей и жестко связанным с топологией транзистора. По сетке маркерных знаков проводится юстировка для установления соосности поля маркерных знаков с координатным столиком. После совмещения проводится

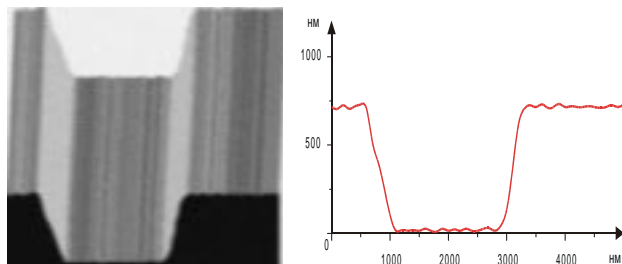


Рис. 4. Профиль омических контактов истока и стока транзистора

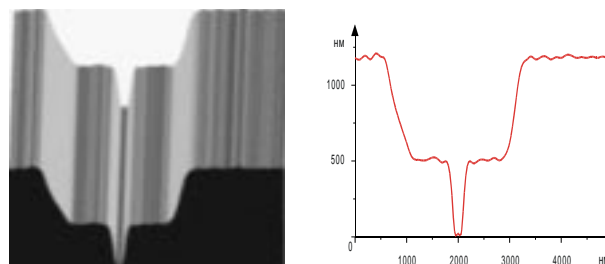


Рис. 5. Двухслойный резист после электронного экспонирования и проявления

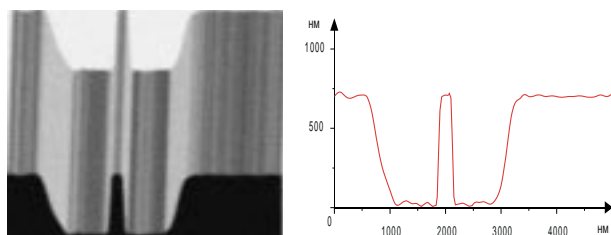


Рис. 6. Профиль металлизации нижней части затвора

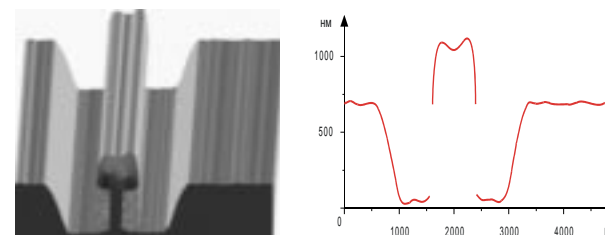


Рис. 7. Профиль металлизации затвора ( $h_{\text{МЕТ}}=1,2$  мкм)

экспонирование, по окончании которого вычислительная машина дает команду на перемещение на следующее рабочее поле.

Проявление скрытого изображения в электронном резисте проводилось в смеси изопропилового спирта с метилэтилкетонном в соотношении 3:1 при комнатной температуре. Для травления разделительного слоя серебра использовалась смесь 10%-ных растворов калия железосинеродистого и тиосульфата натрия в соотношении 1:1.

Для увеличения смачиваемости  $\text{SiO}_2$  буферным травителем после проявления заданного рисунка пластина подвергалась дополнительной термической обработке при температуре  $95^\circ\text{C}$  в течение 3 мин. Время травления  $\text{SiO}_2$  определялось на основе предварительного определения скорости травления двуокиси кремния и назначалось на 25—30 секунд дольше, чтобы обеспечить боковое подтравливание  $\text{SiO}_2$  в проявленном зазоре. При этом величина подтравка на 0,5—0,7 мкм превышала размер окна в резисте. Это обеспечивает самосовмещение затвора относительно областей стока и истока при дальнейшем напылении металлизации.

После травления  $\text{SiO}_2$  производилось вытравливание в раскрытом в  $\text{SiO}_2$  окне некоторой части  $n^+$ -слоя арсенида галлия с помощью травителя на основе аммиака и перекиси водорода. Время травления и глубина вытравленной в GaAs канавки корректировались по величине тока между контактами стока и истока. При достижении заданной для данного типа транзисторов величины тока травление GaAs прекращалось и производилось напыление металлизации затвора (пленок титана толщиной 800—900 Å и золота — 1,0 мкм). Затем проводился процесс “взрывной” литографии, в результате которого формируется T-образный затвор.

На рис.4—7 приведены полученные методом атомной силовой микроскопии микрофотографии рабочих образцов при поэтапном формировании T-образного контакта. Исследования показали, что высо-

та затворов экспериментальных образцов транзисторов составляет  $\approx 1,1$  мкм, длина нижней части — 0,15—0,2 мкм и верхней части — 0,8 мкм.

Таким образом, проведенные исследования показали возможность формирования T-образных затворов с помощью однократного электронно-лучевого экспонирования трехслойной системы, состоящей из двух слоев электронного резиста, разделенных тонким слоем металла.

Получены экспериментальные образцы транзисторов с T-образным затвором высотой 1,1 мкм, длиной 0,15—0,2 мкм в нижней части и 0,8—1,0 мкм в верхней части.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Yamashita Y., Endoh A., Shinohara K. et al. Pseudomorphic  $\text{In}_{0,52}\text{Al}_{0,48}\text{As}/\text{In}_{0,7}\text{Ga}_{0,3}\text{As}$  HEMTs with an ultrahigh  $f_T$  of 562 GHz // IEEE Electron Device Lett.— 2002.— Vol. 23.— P. 573—575.
2. S. Noor Mohammad, Hadis Morkoc. MODFETs: operation, status and applications // University of Illinois, Materials Research Laboratory and Coordinated Science Laboratory.— [http://www.engineering.vcu.edu/fac/Morkoc/learning/modfet\\_review.pdf](http://www.engineering.vcu.edu/fac/Morkoc/learning/modfet_review.pdf).
3. Lee J. H., Yoon H. S., Park C. S. Ultra low noise characteristics of AlGaAs/InGaAs/GaAs pseudomorphic HEMTs with wide head T-shaped gate // IEEE Electron Device Lett.— 1995.— Vol. 16, N 6.— P. 271—273.
4. Lee J. H., Yoon H. S., Park B. S. et al. Pseudomorphic AlGaAs/InGaAs/GaAs high electron mobility transistors with super low noise performances of 0,41 dB at 18 GHz // ETRI J.— 1996.— Vol. 18, N 3.— P. 171—179.
5. Lee J. H., Yoon H. S., Shim J. Y., Kim H. Device characteristics of AlGaAs/InGaAs HEMTs fabricated by inductively coupled plasma etching // Thin Solid Films.— 2003.— Vol. 435.— P. 139—144.
6. Lee J. H., Yoon H. S., Park B. S. et al. Pseudomorphic AlGaAs/InGaAs/GaAs high electron mobility transistors with super low noise performances of 0,41 dB at 18 GHz // ETRI Journal.— 1996.— Vol. 18, N 3.— P. 171—179.
7. Снегирев В. П., Земляков В. Е., Красник В. А., Темнов А. М. Применение плазменных процессов в технологии СВЧ-транзисторов / <http://files.isuct.ru/istape2005/proc/6-14.pdf>.
8. Grundbacher R., Adesida I., Kao Y.-C., Ketterson A. A. Single step lithography for double-recessed gate pseudomorphic high electron mobility transistors // J. Vac. Sci. Technol. B.— 1997.— Vol. 15, N 1.— P. 49—52.

А. В. МАЙ, В. И. МАЙ, М. В. КОЛИСНИЧЕНКО,  
В. В. ТКАЧЕНКО, В. М. ПЕТРУША

Украина, г. Киев, Научно-производственное предприятие "Сатурн"  
E-mail: chmil@issaturn.kiev.ua

Дата поступления в редакцию  
16.12 2005 г.

Оппонент к. т. н. Н. Н. КОБАК  
(НТУУ "КПИ", г. Киев)

## МОНОЛИТНЫЙ ПРИЕМНИК ДИАПАЗОНА 33—37 ГГц С НИЗКИМ ПОТРЕБЛЕНИЕМ МОЩНОСТИ

*Описан образец монолитного приемника, выполненного на основе монолитной интегральной схемы отечественного производства. Исследованы параметры и определены оптимальные конструктивно-технологические решения.*

Повышение эффективности и расширение функциональных возможностей разрабатываемой приемопередающей аппаратуры диапазона крайне высоких частот (КВЧ), возможность осуществить модернизацию уже выпускаемой аппаратуры с целью достижения ее предельных параметров стимулируют широкое применение монолитных интегральных схем (МИС) и устройств различного функционального назначения на их основе.

Современный уровень монолитных интегральных схем позволяет создавать устройства, обеспечивающие расширение функциональных возможностей разрабатываемой аппаратуры, реализацию высоких электрических и массогабаритных характеристик [1—4]. Ниже приводятся результаты разработки монолитного приемного модуля (МПМ), выполненного на элементной базе производства НПП «Сатурн».

Структурная схема МПМ приведена на рис. 1. МПМ состоит из монолитных интегральных схем балансного смесителя (БС), маломощного усилителя промежуточной частоты (УПЧ) и гетеродина, состоящего из автогенератора (АГ), буферного усилителя (БУ) и умножителя частоты (УЧ).

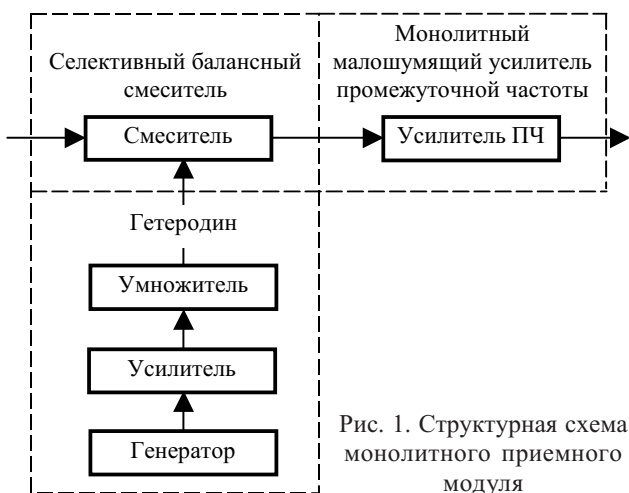


Рис. 1. Структурная схема монолитного приемного модуля

**Монолитный балансный смеситель.** Конструктивно БС относится к продольно-ориентированным схемам смесителей. Функционально он состоит из МИС БС и полосно-пропускающего фильтра (ППФ) на волноводно-щелевых резонаторах (ВЩР).

МИС формируется в области электромагнитной связи с одним из ВЩР. Микросборка располагается в Е-плоскости волновода. ППФ выполнен на коваровой пластине толщиной 100 мкм, которая гальванически покрыта слоем золота толщиной 0,25—0,3 мкм.

ППФ совместно с МИС, наряду с формированием амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), обеспечивает направленное распределение мощности гетеродина и сигнала.

Потери преобразования в диапазоне рабочих частот 33—37 ГГц не превышают 6 дБ при фиксированном гетеродине. Полоса промежуточных частот 0,5—2,5 ГГц, КСВН входа не более 1,5.

**Автогенераторы на полевых транзисторах.** Автогенератор построен по схеме с общим затвором (ОЗ). Такое построение (АГ с ОЗ) отличается широкополосностью и низким уровнем частотно-модулированных (ЧМ) шумов.

В генераторах используется полевой транзистор с длиной затвора 0,8 мкм, шириной затвора 500 мкм. Выходная мощность генераторов 30—40 мВт, рабочие частоты 16...18 ГГц. Относительная термостабильность частоты при изменении температуры окружающей среды от -40 до +50°C составляет  $\pm 1 \cdot 10^{-4}$  (в частотных точках рабочего диапазона).

**Буферный усилитель.** Буферный усилитель построен по схеме с общим истоком (ОИ). Именно такая структура обеспечивает хорошее согласование входного и выходного импедансов в широкой полосе рабочих частот. МИС усилителя в диапазоне частот 16—19 ГГц имеет коэффициент усиления 5—6 дБ.

**Умножитель частоты.** МИС УЧ реализована по балансной схеме. Это обеспечивает эффективное суммирование четных гармоник входного сигнала. В диапазоне частот  $f_{вх} = 18 \pm 2,0$  ГГц коэффициент преобразования во вторую гармонику составляет не менее 6 дБ при подавлении ближайших нечетных гармоник не менее чем на 25 дБ. КСВН входа/выхода не превышает 2,0.

**Усилитель промежуточной частоты.** Диапазон частот УПЧ определен границами 0,5—2,5 ГГц. Для получения коэффициента усиления не менее 45 дБ

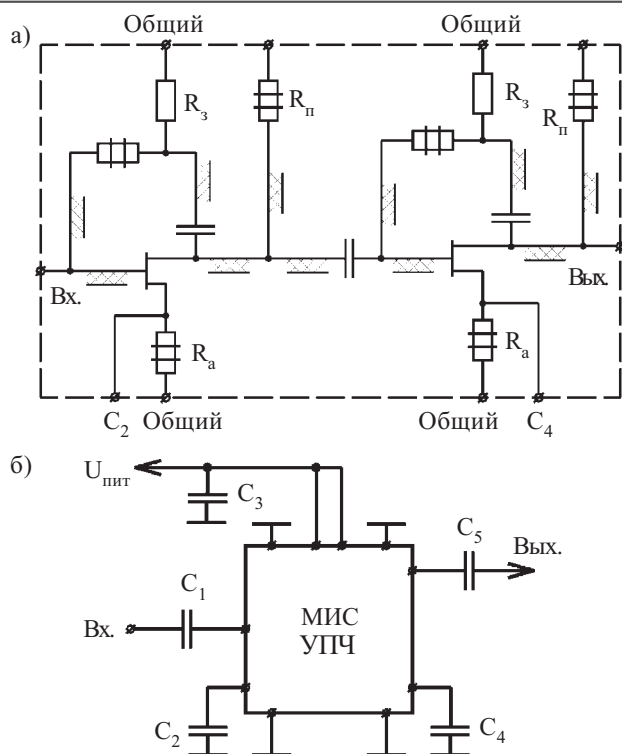


Рис. 2. Монолитный усилитель промежуточной частоты: а — электрическая схема; б — типовая схема включения

УПЧ структурно состоит из двух усилительных каскадов МИС.

МИС УПЧ представляет собой монолитный двухкаскадный усилитель, собранный на полевых транзисторах с барьером Шоттки (ПТШ) по схеме с общим истоком (ОИ). Оба каскада охвачены отрицательной обратной связью по напряжению. Помимо отрицательной обратной связи, для компенсации входной емкости ПТШ используются отрезки микрополосковых линий, выполненные на кристалле GaAs и обеспечивающие требуемую АЧХ усилителя.

На рис. 2 приведены электрическая схема и типовая схема включения монолитного усилителя промежуточной частоты. Размеры кристалла МИС — 2,8×3,0×0,1 мм.

В рабочем диапазоне частот коэффициент передачи МИС не менее 18 дБ, а коэффициент шума не превышает 2,5 дБ. Выходная мощность МИС при компрессии коэффициента усиления на 1 дБ составляет 16,0 дБм. Это позволяет получить динамический диапазон усилителя не менее 90 дБ и КСВН входа/выхода МИС менее 2, а также непосредственно каскадировать МИС для получения требуемого значения коэффициента усиления УПЧ.

Кристаллы МИС УПЧ монтируются на миниатюрное позолоченное основание с последующей термокомпенсацией внешних выводов для стабилизации "нуля", что позволяет проводить измерение параметров МИС в измерительной оснастке.

**Технические характеристики монолитного приемного модуля**

Диапазон рабочих частот, ГГц	33,0...37,0
Диапазон промежуточных частот, ГГц	0,5...2,5
Коэффициент шума, дБ	6...8
Коэффициент передачи, дБ	35,0
Динамический диапазон, дБ	60,0
Селективность по зеркальным и комбинационным каналам приема, дБ	-40,0
КСВН входа/выхода, отн. ед.	2,0/2,0
Интервал рабочих температур, °С	-40...+50
Напряжение питания, В	+15
Масса, кг	0,15

**ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ**

1. Maas S. A., Chang K. W. A broadland, planar, doubly balanced monolithic Ka-band diode mixer // IEEE Trans. MTT.— 1993.— Vol. 41, N 12.— P. 2330—2335.
2. Porterfield W., Crowe T. W., Bradley R. F., Erick N. R. A high-power fixed-tuned millimeter-wave balanced frequency doubler // Ibid.— 1999.— Vol. 47, N 4.— P. 419—425.
3. Асеева Е. Н., Май В. И., Май А. В. и др. Монолитный балансный смеситель диапазона частот 80—100 ГГц // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2003.— № 3.— С. 39—40.
4. Yhland K., Rorsman N., Garcia M., Merkel H. F. A symmetrical nonlinear HFET/MESFET model suitable for intermodulation analysis of amplifiers and resistive mixers // IEEE Trans. MTT.— 2000.— Vol. 48, N 1.— P. 15—21.

**НОВЫЕ КНИГИ**

НОВЫЕ КНИГИ

**Дмитриков В. Ф., Сергеев В. В., Самылин И. Н. Повышение эффективности преобразовательных и радиотехнических устройств.— М.: Радио и связь; Горячая линия — Теком, 2005.— 424 с.**

Изложены энергетическая теория реактивных фильтрующих цепей и на этой основе методы расчета LC-фильтров с минимальной массой, габаритными размерами, потерями энергии и нестабильностью характеристик. Рассматриваются схемы и методы дискретного выходного напряжения ключевых генераторов с улучшенным спектральным составом. С использованием разработанного метода гармонической «стационаризации» проведен анализ ключевого генератора напряжения с учетом цепей постоянного тока, сводящегося к нестационарным системам с периодически изменяющимися коэффициентами; найден и исследован режим с улучшенным спектральным составом и улучшенной электромагнитной совместимостью. Изложены вопросы проектирования ключевых источников питания; проведен анализ их устойчивости и динамических характеристик при использовании однозвенных и двухзвенных сглаживающих фильтров с характеристиками Чебышева, Баттерворта и равнозвенных фильтров.

Книга адресуется специалистам в области радиотехнических и преобразовательных устройств. Будет полезной преподавателям вузов, аспирантам и студентам соответствующих специальностей.

А. Г. ЯЦУНЕНКО, З. Л. ВИНТМАН, В. П. ДЖЕВИНСКИЙ,  
В. С. УСЕНКО

Украина, г. Днепропетровск, Институт технической механики  
E-mail: anatoly@ramed.dp.ua, zakhar@ramed.dp.ua

Дата поступления в редакцию  
22.08 2006 г.

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

## СВЕРХЛЕГКИЕ ГЕНЕРАТОРНЫЕ МОДУЛИ ДЛЯ КВЧ-ТЕРАПИИ

*Разработаны миниатюрные генераторные модули для КВЧ-терапии, легко фиксируемые в любом месте тела пациента. Могут быть использованы не только в медицине.*

Проблематика и перспективы медицинских технологий, использующих электромагнитные волны крайне высоких частот (КВЧ), их особенности и принципиальные методические отличия нашего подхода изложены в [1]. Основные медико-гигиенические, эргономические, экономические, конструктивные и другие требования, предъявляемые к генераторным модулям аппаратуры для КВЧ-терапии, представлены в работе [2]. В качестве важнейших (наряду с техническими параметрами излучения и минимальным энергопотреблением) следует отметить возможно меньшие габариты и массу, а также простоту и надежность закрепления генераторных модулей в любом необходимом месте тела пациента. Разумеется, генераторный модуль должен быть закреплен безболезненно, на длительный (до одного часа) срок и, безусловно, не вызывать негативных последствий.

Задача разработки генераторных модулей решалась путем комплексного подхода в направлении создания как волноведущих систем, так и активных функциональных полупроводниковых элементов.

### Модуль

Базовый генераторный модуль (ГМ) (рис. 1) представляет собой цельную конструкцию, принципы по-

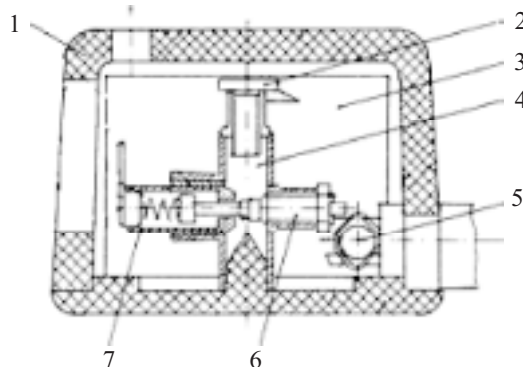


Рис. 1. Конструкция базового генераторного модуля:  
1 — корпус; 2 — винт регулировочный; 3 — радиатор; 4 — волновод; 5 — ввод питания; 6 — диод Ганна; 7 — фильтр

строения которой подробно описаны в [3]. Он выполнен по оригинальной технологии гальванопластического формования и монтажа [4—6]. Функционально ГМ обладает широким спектром возможностей и предназначен для использования в различных системах связи, навигации, телеметрии. Медицинская аппаратура — одна из областей его применения.

Гальванопластическое формирование полостей волноведущих элементов и их монтаж в едином цикле обеспечивают высокую точность и повторяемость внутренних размеров каналов, чистоту их поверхностей и, как следствие, стабильность частотно-фазовых характеристик в диапазонах 42 и 58 ГГц. Допуски на геометрию каналов волноводов составляют от 0,005 до 0,01 мм, что легко достигается технологически. Удовлетворение таких жестких требований при выполнении волноводных каналов традиционными методами формообразования (точное литье, механическая обработка, протяжка) связано со значительными трудозатратами и сложностями, особенно в местах изгибов, скруток, на участках переменного сечения волновода.

Прочность и жесткость конструкции весьма высоки при ее тонких (0,2 мм) стенках. Чистота внутренних поверхностей (зеркало), получаемая в процессе формовки без механической обработки, а также полиметаллический способ осаждения, обеспечивают низкий уровень электрических потерь и приемлемую коррозионную стойкость без использования драгоценных металлов.

Защитные, эргономические и эстетические функции выполняет корпус из ударопрочного «пищевого» полистирола, выполненный методом точного литья под давлением. Он удобен и надежен в эксплуатации, безвреден при контактах с кожей, легко обрабатывается стандартными антисептиками. Конструкция корпуса обеспечивает не только механическую защиту ГМ, но и работоспособность его электрических элементов с неизменными характеристиками после падения с трехметровой высоты.

Масса базового ГМ в корпусе не превышает 4 граммов. Он легко закрепляется на теле пациента медицинской самоклеящейся двусторонней прокладкой (основной способ), каплей коллоида или ленточной манжетой (на волосном покрове).

Внешний вид нескольких вариантов конструктивного исполнения ГМ для различных медицинских целей (в корпусах) показан на рис. 2.

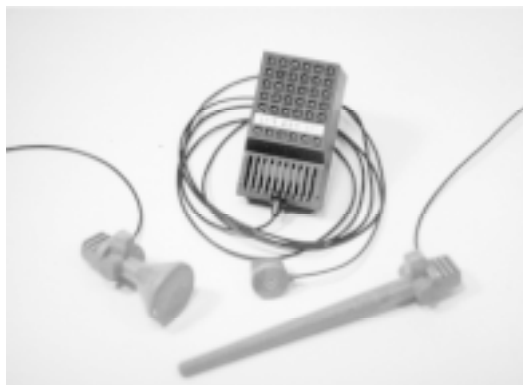


Рис. 2. Генераторные модули для аппаратов КВЧ-терапии серии РАМЕД ЭКСПЕРТ: слева направо — длиннофокусный ГМ; короткофокусный ГМ с автономным блоком питания; зондовый ГМ (для гинекологии и проктологии)

### Активный элемент

Центральную (по функциональной значимости) роль в генераторном модуле играет его активный элемент, в качестве которого используются отечественные полупроводниковые диоды Ганна (ДГ). Они разработаны при участии авторов и выпускаются серийно НИИ «Орион», в частности, для частотных диапазонов, используемых в нашей аппаратуре: от 42 до 53 ГГц — УАА701А; от 56 до 65 ГГц — УАА701Б. Эти ДГ удовлетворяют повышенным требованиям к экономичности по питанию, механической и термической прочности.

ДГ уникален по своим электрофизическим характеристикам [7], их устойчивости и повторяемости, а также надежен в эксплуатации и относительно дешев за счет технологичности и высокого процента выхода годных изделий.

Конструктивно ДГ (рис. 3) выполнен в металло-керамическом корпусе, состоящем из медного золоченого стержня-основания, керамической втулки и крышки. На основании закреплен кристалл арсенида галлия с рабочим слоем, выращенным по эпитаксиальной технологии. Он представляет собой мезаструктуру с дисковой либо прямоугольной геометрией катодного электрода, соединенного с крышкой корпуса золотым ленточным проводником.

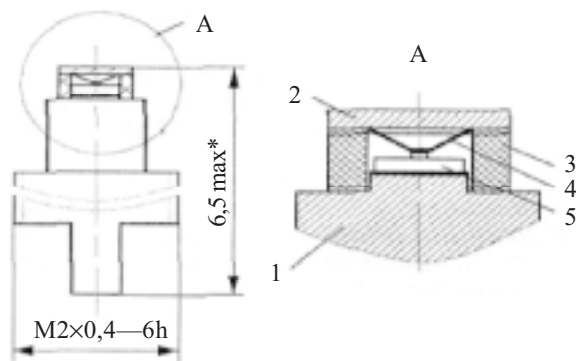


Рис. 3. Конструкция диода Ганна:

1 — стержень-основание; 2 — крышка; 3 — керамическая втулка корпуса; 4 — ленточный проводник; 5 — кристалл арсенида галлия с контактами (анодный — на основании)

Отличительная особенность корпуса ДГ состоит в отсутствии фланца, что обеспечивает меньшие паразитные реактивности и большую прочность, хотя усложняет герметизацию. Собственная частота параллельного резонанса корпуса находится за пределами рабочего диапазона. Реактивные параметры корпуса составляют: емкость около 0,17 пФ, индуктивность около 0,07 нГн.

Диоды Ганна подвергались всем необходимым видам исследований и испытаний, показав удовлетворительные результаты и пригодность для использования в медицинских, коммуникационных, метрологических, радиотехнических целях.

### Заключение

Исследования показали, что разработанные оригинальные технологии и конструкции генераторного модуля и диода Ганна позволили создать качественно новые, прочные, надежные, удобные в эксплуатации изделия. Они успешно применяются в медицинских аппаратно-программных комплексах РАМЕД ЭКСПЕРТ. Эти ГМ обладают устойчивыми электрическими и функциональными параметрами, высокой технологичностью и пониженной стоимостью, меньшими, в сравнении с аналогами, габаритами (в 2—4 раза) и массой (в 10—100 раз).

Разработанные ГМ могут быть успешно использованы в изделиях не только медицинского назначения, но и в космической отрасли (ретрансляторы, приемопередающие модули, маяки и пр.), в системах связи и навигации.

### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Винтман З. Л., Яцуненко А. Г., Гринюк В. А., Усенко В. С. Перспективы медицинских технологий, использующих электромагнитные волны КВЧ // Тр. 7-й Междунар. науч.-практ. конф. "Современные информационные и электронные технологии" ("СИЭТ"). Т. 2.— Одесса, Украина.— 2006.— С. 193.
2. Яцуненко А. Г., Ковтонюк В. М., Иванов В. Н., Николаенко Ю. Е. Использование электромагнитного излучения в медицине и требования к построению КВЧ-аппаратов // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2005.— № 2.— С. 41—42.
3. Яцуненко А. Г., Винтман З. Л., Джевинский В. П., Усенко В. С. Сверхмалогобаритные генераторные модули для КВЧ-терапии // Тр. 7-й Междунар. науч.-практ. конф. "Современные информационные и электронные технологии" ("СИЭТ"). Т. 2.— Одесса, Украина.— 2006.— С. 75.
4. Drobakhin O., Yatsunenko A., Karlov V., Privalov E. Technology for manufacturing microwave multifunctional components and units of large-scale integration spaceborne research and communication equipment // Pros. of Intern. conf. «Ukraine – Europe cooperation in space research».— Kyiv, Ukraine.— 2004.— P. 50.
5. Яцуненко А. Г. Принципиально новый подход к изготовлению СВЧ-элементов и узлов систем связи и навигации // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2005.— № 5.— С. 10—12.
6. Яцуненко А. Г., Привалов Е. Н., Джевинский В. П. Гальванопластический монтаж — новая технология для изготовления элементов и узлов систем связи и навигации // Тр. 14-й Междунар. конф. "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии".— Севастополь, Украина.— 2004.— С. 484.
7. Яцуненко А. Г., Ковтонюк В. М., Иванов В. Н., Николаенко Ю. Е. Слаботочные диоды Ганна на основе арсенида галлия для КВЧ-аппаратов // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2005.— № 3.— С. 46—48.

Д. Б. БОНДАРЬ, А. А. ГЛУБОКОВ, к. т. н. Б. Н. ШЕЛКОВНИКОВ

Украина, НТУУ "Киевский политехнический институт"  
E-mail: bshelk@inbox.ru

Дата поступления в редакцию  
12.07 2005 г. — 12.09 2006 г.

Оппоненты д. т. н. К. С. СУНДУЧКОВ  
(НКАУ, г. Киев),  
В. И. МАЙ (НПП "Сатурн", г. Киев)

## МОНОЛИТНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ В МНОГОСЛОЙНОЙ ТЕХНОЛОГИИ GaAs

*Рассмотрено проектирование монолитных трансформаторов. Предложен способ оптимизации электромагнитных структур. Трансформаторы применены в смесителях с малыми потерями преобразования в широкой полосе частот.*

Монолитные планарные трансформаторы [1, 2] нашли широкое применение в современной микроэлектронике, в частности в технике СВЧ. Так, их использование в усилителях мощности и смесителях позволяет заметно улучшить функциональные характеристики изделий. В схемах смесителей, например, трансформаторы выполняют согласующую, развязывающую и селекторную функции. Первая заключается в согласовании импедансов для соблюдения условия передачи максимальной мощности и минимальных потерь. Развязывающая и селекторная функции обеспечивают разделение модулированного сигнала и промежуточной частоты, а также подавление паразитных продуктов модуляции.

Наиболее широко конструкции трансформаторов и их характеристики представлены в силиконовых технологиях CMOS, BiCMOS. Целью данной работы является исследование и разработка конструкции трансформаторов в многослойной GaAs-технологии, преимуществами которой являются небольшие размеры электромагнитной структуры (ЭМ-структуры) и недорогой процесс ее изготовления, а также широкополосность и возможность выполнить конструкцию смесителя или усилителя в единой монолитной структуре.

Как видно из рис. 1, технология GaAs позволяет реализовать несколько диэлектрических и металлических слоев. Это дает возможность создавать вертикальные индуктивные связи, уменьшать паразитные

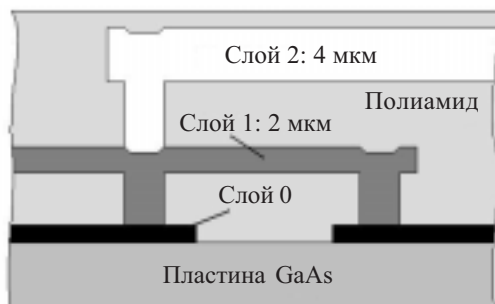


Рис. 1. ЭМ-структура в технологии GaAs

емкостные связи и проектировать более компактные ЭМ-структуры.

К настоящему времени предложено много конструкций трансформаторов в технологиях LTCC, CMOS, BiCMOS, RFIC [1—7]. Авторами были предложены конструкции в GaAs-технологии в работе [2]. Однако до этого момента не было установлено четкого соответствия между конструктивными размерами и электрическими характеристиками ЭМ-структур. В данной работе проводится анализ зависимости основных характеристик трансформаторов (коэффициентов передачи и отражения, рабочей полосы) от особенностей конструкции и размеров.

### Конструкция трансформатора

Рассмотрим типичную конструкцию монолитного сосредоточенного планарного трансформатора (рис. 2). Он состоит из двух обмоток (по три витка в каждой), выполненных из серебра и расположенных в слое полиамида с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon=2,8$ . Вторичная обмотка имеет средний вывод для получения половинного напряжения. Трансформатор выполнен на подложке из GaAs и имеет площадь 1 мм<sup>2</sup>.

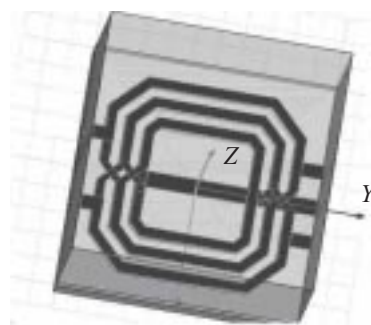


Рис. 2. Типичная структура монолитного планарного трансформатора

Физические процессы, происходящие в таком трансформаторе, удобно пояснить с помощью эквивалентной электрической схемы, предложенной Кернером в [1] (рис. 3), где

- $L_1, L_2, L_3$  — собственные индуктивности обмоток;
- $M_{12}, M_{13}$  — взаимные индуктивности обмоток;
- $R_2, R_3, R_4$  — омические сопротивления обмоток;
- $C_1, C_4$  — паразитные емкостные связи между первичной и вторичной обмотками;
- $C_2, C_3, C_5$  — паразитные емкостные связи между обмотками и подложкой;
- $R_1, R_5, R_6$  — резистивные потери в подложке.

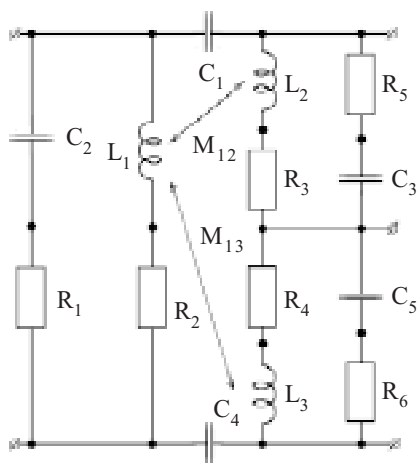


Рис. 3. Эквивалентная схема планарного трансформатора

Рассмотрим влияние этих параметров на характеристики трансформатора.

Собственные индуктивности обмоток обеспечивают магнитную связь между обмотками и, следовательно, влияют на коэффициенты передачи  $S_{13}$ ,  $S_{14}$ ,  $S_{15}$ ,  $S_{25}$ ,  $S_{24}$  и  $S_{23}$ . Величина собственной индуктивности первичной обмотки может быть определена [2] из частотных зависимостей Z-параметров следующим образом:

$$L = \frac{\text{abs}(\text{Im}\{Z_{12}\})}{2\pi f}$$

где  $\text{abs}(\text{Im}\{Z_{12}\})$  — абсолютная величина мнимой части параметра  $Z_{12}$ , характеризующего сопротивление первичной обмотки;

$f$  — частота, на которой определяется величина индуктивности.

Как следует из формулы, величина индуктивности обратно пропорциональна частоте:  $L$  уменьшается при увеличении  $f$ . Экспериментальный график зависимости индуктивности первичной обмотки рассматриваемого трансформатора от частоты (рис. 4) подтверждает сказанное выше.

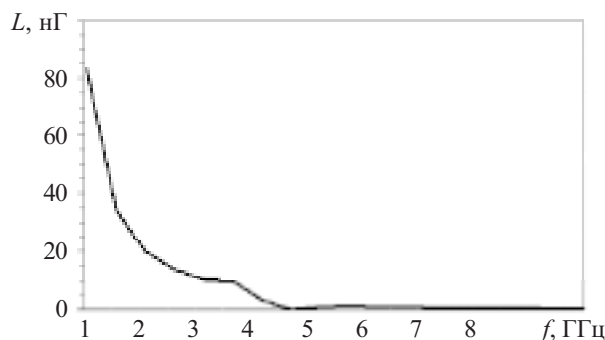


Рис. 4. Зависимость индуктивности первичной обмотки 3-виткового трансформатора от частоты

Неоднородность характеристики на частоте 4 ГГц обусловлена наличием собственного резонанса обмотки, который возникает, если индуктивность первичной обмотки образует колебательный контур с емкостями  $C_2$ ,  $C_3$  и  $C_5$  (рис. 3). Это паразитные емкостные связи между обмоткой и подложкой, их величины определяются по формуле

$$C = \frac{1}{L(2\pi f_0)^2},$$

где  $f_0$  — частота собственного резонанса.

Зная величину  $C$ , можно на определенной частоте  $f_k$  устранить (или уменьшить) ее влияние путем включения компенсирующей индуктивности величиной

$$L_k = \frac{1}{C(2\pi f_k)^2} = L \left( \frac{f_0}{f_k} \right)^2.$$

Рассмотрим три структуры трансформаторов с различным количеством витков в обмотках: 4, 5 и 6, соответственно. Все они имеют октагональную форму. Обмотки трансформаторов расположены в двух металлических слоях и имеют вертикальные магнитные связи.

Преимущества данной конструкции перед октагональной однослойной заключаются в лучшей магнитной связи при меньшем значении паразитных емкостей, а также в возможности изменять значения частоты собственного резонанса путем изменения расстояния между витками по горизонтали и вертикали. Преимущество такой структуры перед тетрагональной двухслойной структурой — лучшая согласованность на поворотах обмоток, выполненных под углом  $45^\circ$ , а не  $90^\circ$ . При изменении какого-либо размера меняются электрические и магнитные связи, а следовательно, и характеристики структуры в целом. Поэтому возникает задача исследования зависимостей электрических свойств от конструкции.

Предлагается решать эту задачу с помощью программирования конструкции, т. е. введения переменных вместо числовых размеров и задания конструктивных соотношений с помощью формул. Пример такого задания приведен в таблице.

Название	Значение	Ед. изм.	Описание
$w$	30	мкм	Ширина микрополоски
$s$	10	мкм	Расстояние между витками
$dX$	$w/(2 \cdot \text{sqrt}(2))$	—	Вспомогательная переменная 1
$Lvia$	$2,5 \cdot (s+w)$	—	Вспомогательная переменная 2
$Hvia$	40	мкм	Высота перехода между слоями

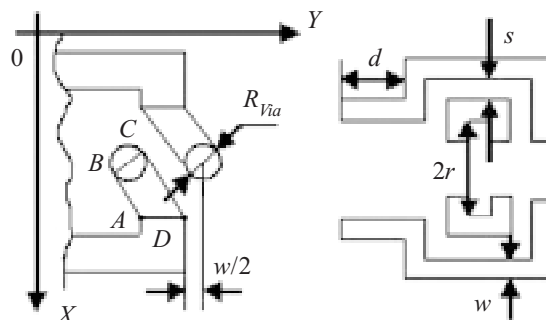


Рис. 5. Параметры конструкции трансформатора

Координаты характерных точек монолитной конструкции выражаются (рис. 5) через заданные переменные [2]. Так, координаты вершин четырехугольника ABCD соответственно имеют вид:

$(w; R_1); (w; w+R_1);$

$$\left( R_{via} \frac{\sqrt{2}}{2}; R_1 - \frac{w}{2} - \frac{\sqrt{2}}{2} \right); \left( R_{via} \frac{\sqrt{2}}{2}; R_1 - \frac{w}{2} + R_{via} \frac{\sqrt{2}}{2} \right),$$

где  $w$  — ширина витка;

$r$  — внутренний радиус;

$R_{via}$  — радиус межслойного соединения.

Использование такого подхода позволяет с помощью ЭВМ легко оптимизировать размеры структуры, получив наилучшие качественные показатели.

### Распределение полей в ЭМ-структуре

При проектировании ЭМ-структуры необходимо уделить внимание распределению электромагнитного поля. Это позволяет обеспечить наилучшие условия распространения волн: однородность, регулярность структуры, необходимые соотношения между размерами микрополосок и длиной волны. Пример распределения магнитного поля для моделируемого 5-виткового трансформатора приведен на рис. 6.

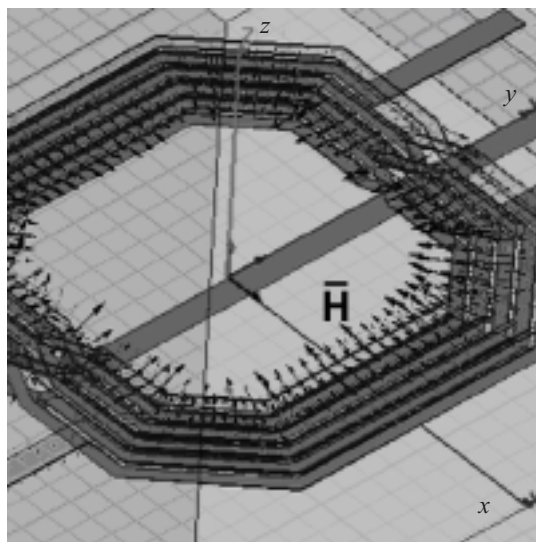


Рис. 6. Распределение магнитного поля для 5-виткового трансформатора

Векторы  $E$  и  $H$  имеют нули и полюса. Очевидно, что индуктивная связь между металлическими слоями будет максимальной в полюсах вектора  $H$ , а минимальной — в его нулевых точках. Это же справедливо и для электрического вектора  $E$ , т. е. паразитная емкостная связь будет наибольшей в полюсах, а минимальной — в нулях вектора  $E$ . (Данная информация может быть полезна как при проектировании новых конструкций трансформаторов, так и при исследовании существующих.)

### Результаты моделирования трансформаторов

Был проведен сравнительный анализ трансформаторов трех типов, имеющих соответственно 4, 5 и 6 витков в первичной и вторичной обмотках (далее — Тр4, Тр5 и Тр6). При моделировании использовался программный продукт «Ansoft HFSS» [8]. Предлагаемый алгоритм исследования состоит из следующих этапов:

1. Задать переменные в конструкции.
2. Провести моделирование для исходных размеров.
3. Изменить значение переменных и провести моделирование.
4. Повторить пп. 1—4 для нескольких итераций.
5. Построить графики зависимостей интересных характеристик от конструктивных размеров.
6. Провести аппроксимацию кривых для точек, в которых счет не проводился.
7. Определить по графикам оптимум и соответствующее значение размера элемента конструкции.
8. Установить найденное значение для соответствующей переменной и провести моделирование.

Ниже приведены результаты исследования характеристик трансформаторов в зависимости от значений конструктивных размеров.

#### Зависимость от количества витков.

В результате моделирования были получены зависимости коэффициентов передачи трансформатора от частоты. Поскольку структура трансформатора симметричная, то графики  $S_{15}$  и  $S_{23}$  совпадают.

С увеличением числа витков рабочая полоса немного сужается и смещается влево. Так, для трансформатора с 6 витками она составляет 0,6—6,5 ГГц, а для трансформатора с 5 витками — 1,0—10,4 ГГц (по уровню –10 дБ). Очевидно, что для создания низкочастотного трансформатора необходимо увеличивать количество витков.

Но число витков трансформаторов ограничено из следующих соображений. При фиксированных размерах подложки, например 1×1 мм, увеличение количества витков может достигаться:

- уменьшением ширины микрополосок;
- уменьшением расстояния между витками;
- уменьшением внутреннего диаметра обмоток.

Первый способ ограничен, т. к. при уменьшении ширины микрополосок увеличиваются волновые сопротивления, что в конечном итоге приводит к несогласованности импедансов трансформатора и других элементов смесителя. Желательным является 50-омное сопротивление портов, что имеет место при значениях  $w$  порядка 30 мкм.

Второй способ также не находит широкого применения из-за значительного увеличения паразитных емкостных связей при сокращении расстояния между микрополосками. Так, в литературе рекомендуется использовать значения  $s=w$ . Допустимыми на практике могут быть также значения  $s$  порядка  $w/2$ .

Третий способ является наиболее интересным для рассмотрения, т. к. позволяет широко варьировать параметры трансформатора. Практика моделирования показывает, что наибольший коэффициент передачи получается при значениях внутреннего диаметра обмоток не менее  $2w$ .

Таким образом, можно подсчитать максимальное количество витков для данной технологии из уравнения

$$2w+2(nw+(n-1)s+d)=1000 \text{ мкм},$$

где  $n$  — количество витков;

$s$  — расстояние между витками;

$d$  — расстояние от последнего витка до границы подложки (рис. 5).

Результаты моделирования показывают, что  $d$  должно быть не менее  $2w$ . Тогда имеем:

$$2w+2nw+2(n-1)w/2+4w=1000;$$

$$w(2+2n+n-1+4)=1000;$$

$$30(5+3n)=1000;$$

$$90n=850;$$

$$n=9.$$

Таким образом, количество витков обмоток ограничено и в данном примере не должно превышать 9. Рекомендуемое количество витков для трансформаторов данного диапазона — 4—6.

*Зависимости от высоты подложки, ширины микрополоски и расстояния между витками.*

Проводилось моделирование данной структуры при различных значениях высоты подложки, ширины микрополоски и расстояния между витками, в результате чего были получены зависимости  $S$ -параметров от этих величин. На основании полученной информации проводилась оптимизация конструкции трансформатора.

Установлено, что рабочая полоса шире для трансформаторов с большей высотой подложки, что обусловлено увеличением частоты собственного резонанса. Как известно, частота собственного резонанса выражается формулой

$$f_0 = 1 / (2\pi\sqrt{LC}),$$

где  $L$  — индуктивность ЭМ-структуры;

$C$  — паразитная емкость (в данном случае между подложкой и металлическим слоем).

При увеличении расстояния уменьшается паразитная емкость и соответственно увеличивается  $f_0$ , что приводит к расширению рабочей полосы частот трансформатора.

Также исследовались зависимости  $S$ -параметров от внутреннего диаметра обмоток  $A=2r$ . Установлено, что рабочий диапазон смещается в область более низких частот при увеличении этого размера.

Моделирование показало, что зависимость частотных характеристик  $S$ -параметров от ширины микрополоски нелинейная. Наиболее широкая рабочая полоса (0,5—7 ГГц) наблюдается при  $w=10$ , но при этом коэффициент отражения довольно велик:  $-14 < S_{33} < -12$ . Наименьший коэффициент отражения ( $-15 < S_{33} < -18$ ) наблюдается при  $w=30$ , но в узкой полосе частот (0,9—2 ГГц).

Семейства зависимостей частотных характеристик  $S$ -параметров от расстояния между витками  $s$  имеют следующий характер. Рабочая полоса трансформатора расширяется при увеличении  $s$  до 10 мкм. Это связано с уменьшением величины паразитных емкостей и, соответственно, увеличением частоты собственного резонанса, что и приводит к расширению полосы.

*S-параметры трансформаторов.*

Из полученных результатов исследования выберем наилучшие и представим для них результаты моделирования в виде графиков зависимостей коэф-

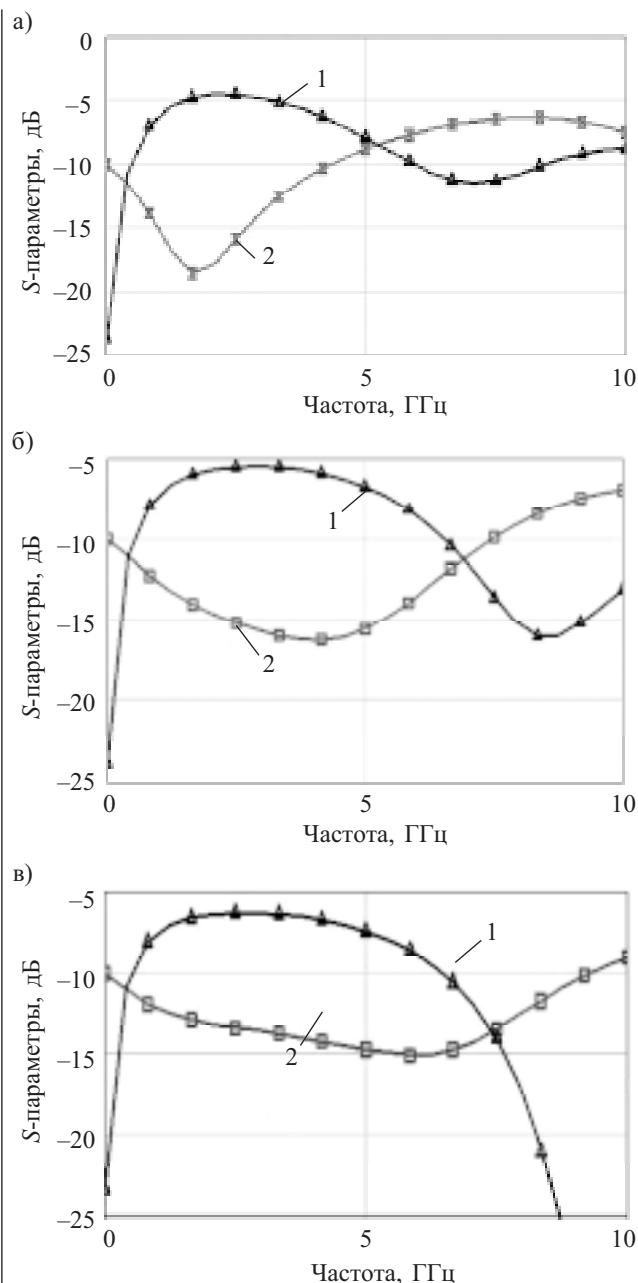


Рис. 7.  $S$ -параметры трансформаторов Тр6: а —  $w=30$  мкм; б —  $w=20$  мкм; в —  $w=15$  мкм; 1 — коэффициенты передачи  $S(1,5)$ ; 2 — коэффициенты отражения  $S(1,1)$

фициентов передачи и коэффициентов отражения от частоты (рис. 7).

### Моделирование смесителей на основе трансформаторов Тр4, Тр5 и Тр6

На основе полученных трансформаторов были построены балансные кольцевые смесители. При этом исследовались наиболее важные характеристики смесителей: потери преобразования, 1-дБ-точка компрессии, шумы, динамический диапазон, интермодуляционные искажения (IMD), изоляция портов. Результаты моделирования смесителя с помощью программного продукта "ADS" [9] приведены на рис. 8—10.

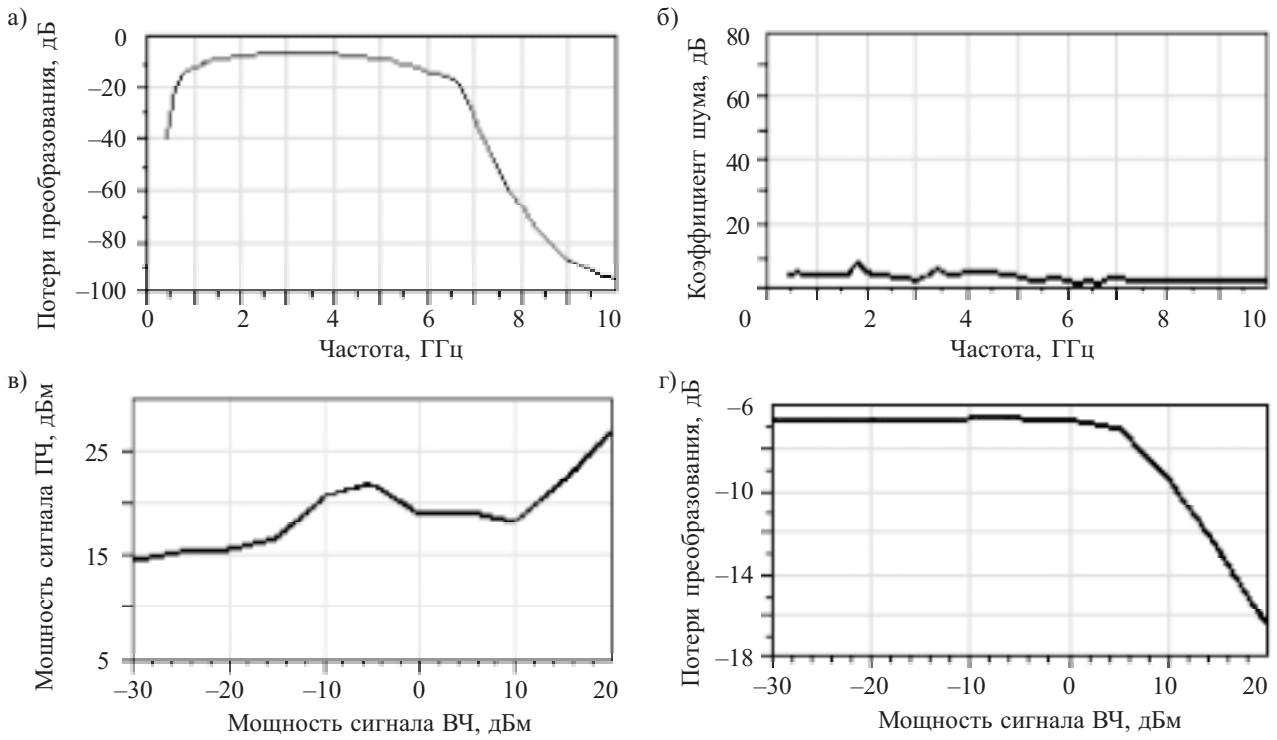


Рис. 8. Характеристики смесителя на основе трансформатора Tr5:

*a* — потери преобразования; *б* — коэффициент шума; *в* — интермодуляционные искажения; *г* — амплитудная характеристика

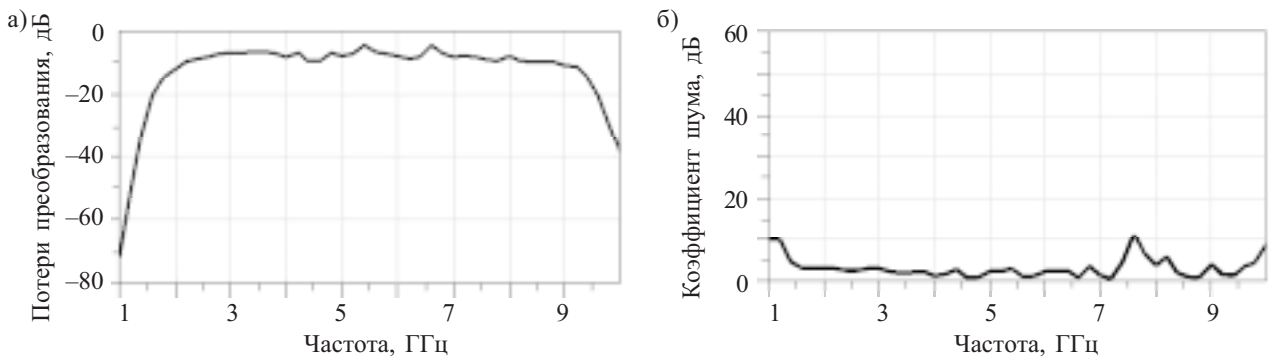


Рис. 9. Характеристики смесителя на основе трансформатора Tr4:

*a* — потери преобразования; *б* — коэффициент шума

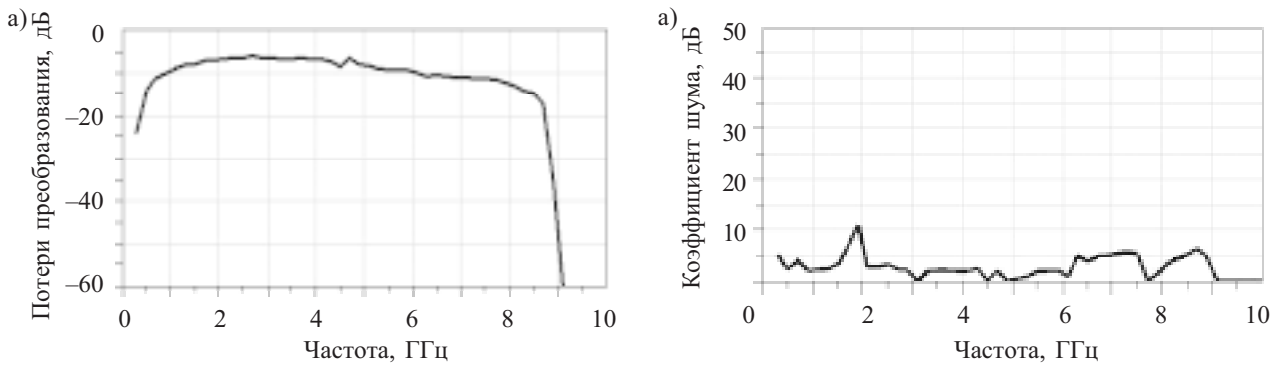


Рис. 10. Характеристики смесителя на основе трансформатора Tr6:

*a* — потери преобразования; *б* — коэффициент шума

**Заключение**

Таким образом, проведено исследование трех конструкций трансформаторов, выполненных в многослойной GaAs-технологии. Предложен метод программирования конструкции для исследования электромагнитных структур. Получены трансформаторы, обладающие широкой для данного диапазона рабочей полосой частот (1,5—5 ГГц) и имеющие коэффициенты передачи -4...-8 дБ при коэффициентах отражения -15...-20 дБ.

Приведены аналитические зависимости электрических и конструктивных параметров трансформаторов. Представлены результаты моделирования смесителей с использованием полученных трансформаторов, в которых достигнут большой коэффициент передачи при малых значениях шумов, искажений и коэффициенте отражения. При этом исследования проводились в простейших однобалансных схемах. Потери преобразования смесителей составили не более -6...-8 дБ в полосе 1,2—4 ГГц. Динамический диапазон -30...5 дБ. При использовании двухбалансных схем смесителей следует ожидать лучших результатов.

Трансформаторы могут использоваться в смесителях, усилителях мощности и других монолитных структурах.

**ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ**

1. Kehler D., Simburger W., Wohlmuth H.-D., Scholtz A. L. Modeling of monolithic lumped planar transformers up to 20 GHz // IEEE Custom Integrated Circuits Conference.— San Diego.— 2001.— P. 401—404.
2. Шелковников Б. Н., Бондарь Д. Б., Глубоков А. А. Моделирование монолитных планарных трансформаторов на подложке из GaAs / 14-я Междунар. Крымская микроволновая конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии».— Севастополь.— 2004.— С. 16—20.
3. Long J. R. Monolithic transformers for silicon RFIC design // IEEE J. of Solid State Circuits.— 2000.— Vol. 35, N 9.— P. 1368—1392.
4. Long J. R. Monolithic transformers for silicon RFIC design // IEEE J. of Solid State Circuits.— 2000.— Vol. 35, N 9.— P. 1368—1382.
5. Design and Analysis of On-Chip Symmetric Parallel-Plate Coupled-Line Balun for Silicon RF Integrated circuits. H.Y. D. Yang and J. A. Castaneda. Broadcom Corporation, El Segundo, CA 90245.
6. Cheung D. T. S., Long J. R., Hadaway R. A., Harnme D. L. Monolithic transformers for silicon RF IC design / Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting.— Minneapolis.— 1998.— P. 105—108.
7. Sevick J. Understanding transformer operation in double-balanced diode mixers // Applied microwave & wireless, 2000, p. 80—81.
8. Ansoft HFSS in versions 5 and 6 and online help / Ansoft Corporation, Pittsburgh, PA 15219.
9. Agilent Advanced design system (ADS), 2002, User Manuals / Agilent technology, Palo Alto, CA 94304.

**ВЫСТАВКИ. КОНФЕРЕНЦИИ**

**СПЕЦИАЛИЗИРОВАННАЯ ВЫСТАВКА  
НАНО-ТЕХНОЛОГИЙ И МАТЕРИАЛОВ**

**5-7 декабря 2006 года**



**NTMEK - 2006**

Москва, Новый Арбат, 36  
здание Правительства Москвы

**SPECIALIZED EXHIBITION OF  
NANOTECHNOLOGY AND MATERIALS**

**ТЕМАТИЧЕСКИЕ РАЗДЕЛЫ:**

**ТЕХНОЛОГИИ И ОБОРУДОВАНИЕ  
ДЛЯ ПРОИЗВОДСТВА НАНОМАТЕРИАЛОВ**

Производство порошков;  
Позолочение, гравировка и нанесение покрытий;  
Производство объемных наноструктурных материалов;  
Технология производства микросхем и их компонентов  
на основе наноматериалов и нанотехнологий;  
Применение наноматериалов и нанотехнологий в  
контрольно-измерительной и испытательной  
аппаратуре и технике

**МОДЕЛИ И ПРИКЛАДНЫЕ КОМПОНЕНТЫ  
НА ОСНОВЕ НАНОМАТЕРИАЛОВ**

Микрообработка;  
Датчики;  
Микроавтоматика;  
Волоконная оптика;  
Интегральная оптика;  
Плавная логика;  
Микроэлектроника;  
Микроэлектроника и  
микромехатроника;  
Другие микроэлектронические  
компоненты;  
Элементы конструкции

**НАНОМАТЕРИАЛЫ ДЛЯ  
КОМПОНЕНТОВ И СИСТЕМ**

Полимерные материалы;  
Функциональная керамика;  
Наноструктурные пленки

**НАНОМАТЕРИАЛЫ И НАНОТЕХНОЛОГИИ**

Физика и химия процессов нанотехнологий;  
Компоненты нанотехнологий;  
Классификация по типу (порошки, пленки,  
покрытия, объемные наноструктурные материалы);  
Основные служебные характеристики  
наноматериалов и их применение;  
Сферы использования наноматериалов и  
нанотехнологий

**УСЛУГИ В ОБЛАСТИ НАНОТЕХНОЛОГИИ**

Консультационные услуги;  
Передача технологий;  
Инновационное применение нанотехнологий;  
Специальная литература в области  
наноматериалов и нанотехнологий

**ПРИМЕНЕНИЕ НАНОТЕХНОЛОГИИ В ОБЛАСТИ  
ГРУДНОГО ВОЗРАСТА**

Диагностика;  
Протезирование и биоматериалы;  
Стоматология и строительная  
индустрия;  
Топливо-энергетическое хозяйство;  
Очистка окружающей среды;  
Транспорт

**ДИРЕКЦИЯ ВЫСТАВКИ:**

ООО "Компания МКМ ПРОФ"  
127140, г. Москва, ул. Б. Красносельская, д.21, стр.1  
Тел./факс: (495) 502-19-38, 775-17-35, 502-19-37  
E-mail: mkmprof@mail.ru www.mkmprof.ru

К. т. н. Б. А. ДЕМЬЯНЧУК, к. ф.-м. н. В. Е. ПОЛИЩУК

Дата поступления в редакцию  
26.05 2006 г.

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

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

## МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ЭНЕРГИИ В ТЕПЛОВУЮ: ТРЕБОВАНИЯ, ТЕХНОЛОГИЯ

*Обсуждаются требования к материалам — преобразователям электромагнитной энергии в тепловую. Предложена технология синтеза их ферромагнитных наполнителей и модификации их связующей основы.*

В общем виде проблема изготовления и практического использования эффективных материалов для преобразования энергии поля в тепловую, широко применяемых в новых системах микроволновой обработки диэлектрических материалов [1], применяемых для защиты аппаратуры от разнообразных фоновых и промышленных помех, для развязки узлов аппаратуры и для обеспечения электромагнитной совместимости систем телевидения и связи, наконец, для экранирующей защиты от утечки компьютерной информации, — вся эта многогранная проблема является нерешенной, несмотря на установленные строгие международные стандарты по допустимым уровням фоновых излучений и несмотря на возрастающий к ней интерес [2, 3]. Этот интерес стимулируют нарастающие мощности и многообразие частот фоновых излучений средств телевидения и связи, ничем не ограниченное массовое распространение излучающих мобильных телефонных аппаратов.

В качестве причин сложившейся ситуации, по-видимому, можно назвать совокупность следующих факторов:

— технологическая сложность задачи синтеза наполнителя радиоматериалов с необходимыми диссипирующими поле свойствами, задачи выбора и модификации связующей основы для этих материалов, поскольку решение именно этих задач может обеспечить достижение требуемых радиофизических свойств и механических, эксплуатационных характеристик;

— отсутствие общепринятых критериев для оценки качества таких материалов; в лучшем случае существуют лишь технологические методики, детально регламентирующие процесс измерений тех или других параметров образца, имеющих, кстати, весьма отдаленное отношение к обобщающим оценкам количественных характеристик потребительского качества таких материалов [4];

— наконец, издержки узкопрофильной подготовки специалистов для решения научно-теоретических и технологических задач на стыке наук — радиотех-

ники, термоэлектродинамики и материаловедения; сетования полувекковой давности известного радиофизика А. Хиппеля по этому поводу остались без последствий, и сегодня они еще более актуальны [5].

Публикации последних лет в известной мере восполняют пробелы, касающиеся обоснования критериев для сопоставления материалов и выбора лучших, а также технологии коррекции свойств материалов в процессе их отверждения [6, 7].

Нерешенной частью общей проблемы создания радиоматериалов являются задачи обоснования требований к электромагнитным параметрам этих материалов, совершенствования технологии синтеза их наполнителей, а также вопросы выбора и модификации их связующей основы.

Целью статьи является обоснование требуемых количественных значений коэффициента отражения и коэффициента прохождения однослойных материалов, применимых для экранирования аппаратуры и для преобразования энергии поля в тепловую в технологиях микроволновой обработки диэлектрических материалов; обсуждение одного из новых способов синтеза токопроводящих дисперсных ферромагнитных наполнителей, а также вариантов выбора и отверждения связующей основы.

Обсудим вначале некоторые электродинамические параметры радиоматериалов, представляющих собой изотропную или квазиизотропную среду с электромагнитными потерями, т. е. среду, содержащую сторонние токи.

Электромагнитное поле в такой среде, в отличие от поля в среде без потерь, зависит как от длины пути  $z$ , пройденного бегущей волной от границы раздела «воздух—поверхность», так и от составляющих комплексных значений диэлектрической ( $\epsilon\epsilon_0 + i\sigma_j/\omega$ ) и магнитной ( $\mu\mu_0 + i\sigma_m/\omega$ ) проницаемостей, т. е. от параметров, характеризующих отражающие и поглощающие свойства среды при ее взаимодействии с электромагнитным полем.

Важное требование к разработчику радиозащитного материала — обеспечить в широком диапазоне частот минимум отражений электромагнитной волны от границы раздела «воздух—радиоматериал» путем решения задачи уравнивания характеристических (волновых) сопротивлений  $W_1$ ,  $W_2$  граничащих сред — встречает на практике наибольшие технические трудности.

Определим необходимые условия для согласования характеристических сопротивлений сред.

Учтем, что для воздушной среды волновое сопротивление равно

$$W_1 \approx \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120 \pi. \quad (1)$$

Для среды с потерями это сопротивление имеет вид

$$\dot{W}_2 = \sqrt{\frac{\dot{\mu}}{\dot{\epsilon}}} \approx \sqrt{\frac{\mu' - i\mu''}{\epsilon' - i\epsilon''}}, \quad (2)$$

$$\text{где } \mu' = \mu_0 \mu; \epsilon' = \epsilon_0 \epsilon; \mu'' = \frac{\sigma_m}{\omega}; \epsilon'' = \frac{\sigma_\epsilon}{\omega}; \quad (3)$$

$\mu_0, \epsilon_0$  — проницаемости воздушной среды;

$\mu, \epsilon$  — проницаемости среды с потерями;

$\sigma_\epsilon, \sigma_m$  — проводимости сред;

$\omega$  — круговая частота колебаний электромагнитного поля.

При применении несовершенных диэлектриков в качестве среды с потерями справедливо считать, что  $\epsilon'' \ll \epsilon', \mu'' \ll \mu'$ . В этом случае представление (2) степенным рядом с сохранением первых слагаемых дает формулу в виде

$$\dot{W}_2 = \sqrt{\frac{\mu_0 \mu}{\epsilon_0 \epsilon}} \cdot [1 + 0,5 i (\text{tg } \delta_\epsilon - \text{tg } \delta_m)], \quad (4)$$

где тангенсы угла диэлектрических и магнитных потерь равняются, соответственно,

$$\text{tg } \delta_\epsilon = \frac{\sigma_\epsilon}{\omega \epsilon_0 \epsilon}; \quad \text{tg } \delta_m = \frac{\sigma_m}{\omega \mu_0 \mu}. \quad (5)$$

Из (1), (4) и (5) следует, что среды (воздушная и с потерями) могут быть согласованы, а условия согласования имеют вид

$$\mu = \epsilon; \quad \sigma_\epsilon / \epsilon_0 = \sigma_m / \mu_0. \quad (6)$$

Эти условия имеют определяющее значение для решения на практике нескольких задач:

- 1) ослабления отражений от границы раздела сред;
- 2) ослабления поля внутри среды (покрытия) при допустимых значениях толщины покрытия — преобразователя энергии поля в тепловую;
- 3) регулирования набега фазы в средах с потерями.

Для решения первой задачи достаточно обеспечить выполнение условия (6). Для решения второй задачи в случае, когда радиоматериал нанесен на металлическую подложку, требуется выполнение и условия (6), и условия в виде неравенства  $(\text{tg } \delta_\epsilon = \text{tg } \delta_m) \gg 1$ , что позволяет обеспечивать требуемый малый уровень отражений поля.

Для решения третьей задачи проанализируем комплексное волновое число радиоматериалов, характеризующее, как известно, фазовые набеги и потери поля в среде.

Для среды с потерями волновое число, как известно, имеет вид

$$\dot{K} = \omega \sqrt{\dot{\epsilon} \dot{\mu}} = \omega \sqrt{(\epsilon' - i\epsilon'')(\mu' - i\mu'')}. \quad (7)$$

При условиях  $\epsilon'' \ll \epsilon', \mu'' \ll \mu'$  и разложении (7) в ряд Тейлора в окрестности 1 получаем:

$$\dot{K} = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0 \mu} \cdot [1 - 0,5 i (\text{tg } \delta_\epsilon + \text{tg } \delta_m)]. \quad (8)$$

Если соблюдаются условия (6), то, согласно (7), имеем волновое число в виде

$$\dot{K} = \omega \frac{\epsilon}{c} - i \frac{\omega}{c} \epsilon \text{tg } \delta_\epsilon = \frac{\omega}{c} \mu - i \frac{\omega}{c} \mu \text{tg } \delta_m; \quad (9)$$

$$\dot{K} = K' - i K'' = \frac{\omega}{c} \epsilon - i \frac{\sigma_\epsilon}{c \epsilon_0} = \frac{\omega}{c} \mu - i \frac{\sigma_m}{c \mu_0}. \quad (10)$$

Из (8) и (10) следует, что коэффициент фазы, равный

$$K' = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon \mu} = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon \mu} \quad (11)$$

для среды с потерями, согласованной с воздушной средой, не отличается от коэффициента фазы для среды без потерь с аналогичными параметрами, равными

$$\bar{\epsilon} = \epsilon; \quad \bar{\mu} = \mu.$$

Этот вывод означает, что в практических задачах, во-первых, для обеспечения одинакового набега фазы электромагнитного поля в среде без потерь и в среде с потерями, согласованной с воздушной средой, требуется выполнить условие (6) и применить покрытия одинаковой толщины; во-вторых, если требуется при одинаковой толщине покрытий обеспечить смещение волны по фазе (например, компенсационное) в противоположном направлении при наложении указанных сред, то потребные параметры согласованной среды без потерь, применяемой для компенсации набега фазы в среде с потерями, при этом могут быть вычислены из соотношений

$$\begin{cases} \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon \mu} \cdot z = \left[ \text{ent} \left( \frac{z}{\lambda} \sqrt{\epsilon \mu} \right) + 1 \right] \cdot 2\pi - \varphi; \\ \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\bar{\epsilon} \bar{\mu}} \cdot z = \varphi; \end{cases} \quad (12)$$

$$\sqrt{\bar{\epsilon} \bar{\mu}} = \lambda \cdot \frac{1}{z} \left[ \text{ent} \left( \frac{z}{\lambda} \sqrt{\epsilon \mu} \right) + 1 \right] - \sqrt{\epsilon \mu}. \quad (13)$$

Из (13) следует, что при толщине покрытия  $z = 2 \cdot 10^{-3}$  м, длине волны  $\lambda = 3 \cdot 10^{-2}$  м, проницаемостях  $\epsilon = \mu = 10$  требуемое для компенсации набега фазы значение произведения  $\bar{\epsilon} \bar{\mu}$  можно найти, решив уравнение

$$\text{ent} \left( \frac{2 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 10^{-2}} \sqrt{10^2} \right) = 0. \quad \text{Тогда получаем искомое произведение:}$$

$$\sqrt{\bar{\epsilon} \bar{\mu}} = \frac{3 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 10^{-3}} \cdot 1 - 10 = 5 \Rightarrow \bar{\epsilon} \bar{\mu} = 25.$$

Если же требуется обеспечить одинаковый сдвиг по фазе в средах с потерями и без потерь, не совпадающих пространственно и имеющих неодинаковую толщину, то параметры среды без потерь при этом определяются по формуле

$$\bar{\epsilon} \bar{\mu} = \epsilon \mu \cdot \frac{z^2}{z^2}, \quad (14)$$

где  $z$  — толщина соответствующего покрытия.

Коэффициент потерь поля в толще радиоматериала  $K''$  (в согласованной среде), согласно (10), (5), (6) и (1), равняется

$$\begin{aligned} K'' &= -I_m \dot{K} = \frac{\omega}{2c} \sqrt{\epsilon \mu} \left( \frac{\sigma_\epsilon}{\omega \epsilon_0 \epsilon} + \frac{\sigma_m}{\omega \mu_0 \mu} \right) = \\ &= 120 \pi \sigma_\epsilon \quad (1/\text{м}). \end{aligned} \quad (15)$$

Из (15) следует, что для согласованной среды с потерями коэффициент потерь не зависит от проницаемостей материала. Однако это утверждение несправедливо, например, для сегнетоэлектриков, омические потери в которых на переполяризацию (под действием поля) электрических доменов пропорциональны, в частности, диэлектрической проницаемости, а в целом — площади петли гистерезиса сегнетоэлектрика. Аналогичное замечание касается и магнетиков, омические потери в которых на вихревые токи и на перемагничивание также пропорциональны магнитной проницаемости. В указанной ситуации потери, обусловленные переполяризацией и перемагничиванием, как известно, существенно выше других потерь в сегнетоэлектриках и магнетиках.

Из (15) следует также, что для обеспечения значительного ослабления поля в согласованной среде с потерями при толщине слоя радиоматериала, например,  $z=2$  мм, требуется его удельная проводимость, соизмеримая с несколькими сименсами на метр. Действительно, при  $\sigma_3=5$  См/м, с учетом (15), находим показатель степени затухания, равный  $K_z=120\pi\sigma z=3,77$ .

Такой по существу полупроводниковый уровень электрической проводимости радиоматериалов может быть достигнут, как показывает опыт, при применении (в качестве целесообразных наполнителей материалов, преобразующих энергию поля в тепловую) сложных оксидов переходных металлов обращенного типа, поскольку именно такие материалы являются магнитными полупроводниками с весьма низким уровнем энергии активации и, следовательно, с высокой чувствительностью, малым временем релаксации и широким динамическим диапазоном изменения интенсивностей входных воздействий электромагнитного поля [1].

**К**ратко обсудим особенности технологии синтеза электромагнитных полупроводников-наполнителей для получения никель-кобальтового соединения  $\text{NiCo}_2\text{O}_4=\text{Ni}^{2+}\text{Co}_2^{3+}\text{O}_4$ , сложного оксидно-соединения переходных металлов.

Никель-кобальтовый оксид  $\text{NiCo}_2\text{O}_4$  — магнитный материал, обладающий в СВЧ-диапазоне значительной электрической проводимостью. Технология его синтеза направлена на обеспечение такого уровня обращенности этого соединения, при котором трехвалентные катионы кобальта занимали бы часть октаэдрических позиций его элементарной молекулярной ячейки, а другая часть таких позиций была бы занята двухвалентными катионами никеля. Не менее существенно влияет на конечные свойства такого оксида уровень его нестехиометрии (несоответствия формульному составу) по катионам никеля, кобальта и по анионам кислорода, т. е. недостаток и избыток ионов приводят к деформациям кристаллической решетки, которые существенно определяют электромагнитные свойства синтезированного материала.

Соизмеримость ионных радиусов катионов кобальта и никеля обеспечивает высокую степень обращенности этого соединения, что является условием придания ему полупроводниковых свойств. Малые ионные радиусы двух- и трехвалентных катионов (никеля и кобальта) способствуют высокой под-

вижности носителей заряда при их диффузионном перескоке с катиона на катион, тем самым имеет место необычно малый уровень энергии активации носителей заряда, составляющий десятые и даже сотые доли электрон-вольт. Малый уровень магнитной вязкости (инерции) этого материала проявляется в малом значении времени релаксации, т. е. времени изменения направления ориентации магнитных спин-спиновых и спин-орбитальных моментов под действием электромагнитного поля. Эффективность взаимодействия этого материала с полем объясняется соизмеримостью времени релаксации (которое пропорционально  $\tau\sim\exp(E/kT)\leq 10^{-9}$  с, где  $E$  — энергия активации,  $k$  — постоянная Больцмана,  $T$  — температура по Кельвину) с периодом колебаний электромагнитного поля.

Указанные преимущества никель-кобальтового оксида могут реализоваться лишь при соблюдении специальных условий его синтеза. Возможно, потому это соединение в природе не встречается (в отличие, например, от феррит-ферритового), а в практике применяется редко. Даже в литературе его свойства и применение практически не упоминаются.

Опыт работы с этим оксидом позволяет реализовать с помощью термохимической реакции существенно более простую технологию получения этого наполнителя для радиоматериалов, чем известные. При этом главное преимущество заключается в быстром получении этого материала-наполнителя в произвольных количествах, с воспроизводимыми и устойчивыми электромагнитными свойствами.

Технология получения состоит в спекании в присутствии кислорода воздуха во вращающейся печи (реакторе) гидроокисей никеля  $\text{Ni}(\text{OH})_2$  и кобальта  $\text{Co}(\text{OH})_2$ . Вращение реактора способствует более полному и интенсивному разложению простых оксидов и улучшению условий взаимодействия атомов никеля, кобальта и кислорода при образовании кристаллической решетки шпинели.

Регулирование нестехиометрии по катионам никеля и кобальта обеспечивается при этом изменением весового соотношения между загружаемыми в реактор порошкообразными гидроокисями никеля и кобальта. Регулирование нестехиометрии шпинели по кислороду осуществляется дозированной присадкой, например, технического углерода, загружаемого в виде смеси с гидроокисями до нагрева реактора.

Такая технология имеет преимущества перед известными (например, перед методом химического соосаждения солей металлов никеля и кобальта или гидроокисей этих металлов) не только по качеству получаемого материала (имеется в виду воспроизводимость и устойчивость требуемых электромагнитных свойств), но и по сложности и времени синтеза. При применении метода осаждения общее время соосаждения, промывки, фильтрации, сушки и измельчения готового материала занимает целую неделю.

Эффективной связующей основой для радиоматериалов считаются пластические материалы на основе эпоксидных смол, обеспечивающие стойкость покрытий к длительному пребыванию во влажной теплой атмосфере, при перепадах температуры от

–50°С до +250°С. К таким связующим относятся, прежде всего, кремнийорганические смолы. Однако применяемые в промышленности составы покрытий на основе смол обычно содержат растворитель. При сушке покрытия растворитель испаряется, оставляя микропоры, которые ухудшают влагозащитное действие покрытия. По этой причине даже покрытия на основе кремнийорганических смол оказываются влагонепроницаемыми.

С целью ускорения процесса отверждения эпоксикремниевых смол в отверждающую систему добавляют активный разбавитель УП-616 (крезилглицидиловый эфир). Добавление этого эфира в концентрации до 10 мас. ч. позволяет существенно увеличить скорость отверждения эпоксикремниевых смол.

В качестве быстротвердеющей связующей основы для покрытий целесообразно применять акрилоксид. Он представляет собой самотвердеющую пластмассу на основе акриловой и эпоксидной смол, типа "порошок—жидкость". После смешения порошка и жидкости (50 мас. ч. жидкости на 100 мас. ч. порошка) масса сохраняет пластичность, обеспечивающую изменение формы поверхности в течение 1,5—2,0 мин. Отверждение материала происходит при комнатной температуре в течение 8—10 мин, что является особенно удобным при проведении опытно-исследовательских работ, а также при изготовлении многослойных радиоматериалов.

Ясно, что высокие эксплуатационные свойства таких материалов, а именно, термостойкость, влагостойкость, нетоксичность, адгезионные, механические (прочностные) свойства и малая толщина и плотность — все это не может быть реализовано неким единственным связующим с универсальными свойствами. Это означает, что конкретные эксплуатационные условия определяют требуемый перечень эксплуатационных характеристик, которыми должны обладать конкретные связующие основы, выбираемые из альтернативных.

В настоящее время все большее распространение получают составы покрытий без растворителей. При этом возможно получение дополнительных преимуществ:

- 1) требуемая толщина покрытий при однократном нанесении;
- 2) отсутствие пор в покрытии (образование твердой пленки происходит не за счет удаления растворителя, а прежде всего за счет внутренней сшивки эпоксиполимера);
- 3) сокращение технологического процесса; нет необходимости в нанесении нескольких слоев и высушивании промежуточных слоев покрытия;
- 4) малая усадка покрытия, стабильность размеров;
- 5) уменьшение пожароопасности производства и улучшение санитарно-гигиенических условий труда при изготовлении покрытий.

В качестве недостатков таких материалов следует отметить следующее.

Стоимость составов без растворителей выше, чем с растворителями. Однако результирующая стоимость покрытия (без растворителя) той же толщины может оказаться заметно ниже за счет существенного сни-

жения трудоемкости процесса нанесения такого покрытия.

Для получения низковязких эпоксидных композиций без растворителя применяют смолы типа диглицидиловых эфиров карбоновых кислот (например, диглицидилфталат) в сочетании с низковязкими отвердителями. Для снижения вязкости в композицию вводят до 30% активных разбавителей или низковязких моно- и диэпоксидных соединений, которые легко соотносятся с основными эпоксисмолами.

В случае если покрытие должно эксплуатироваться в особо жестких температурных условиях, превышающих 1000°С, с перепадами температуры, — наиболее подходящей связующей основой является керамика на основе слоистых силикатов-каолинитов в виде  $\{Al_4[Si_4O_{10}](OH)_8\}$ .

В то же время покрытия на основе керамики-каолинов по эластичности, плотности, по влагостойкости явно проигрывают покрытиям на основе, например, термоэластопластов и полиорганосилоксанов. Последние обладают высокими защитными свойствами, низким водопоглощением, стабильностью свойств в широком интервале температур, довольно высокой термостойкостью (до 350—400°С). Наряду с этим им свойственны недостаточно высокие физико-механические показатели.

Улучшение эксплуатационных показателей достигается путем модификации, например, полиорганосилоксанов алкидными или эпоксидными олигомерами, в частности, полиметилфенилсилазоборксановой смолой в толуоле. Модификатор обычно добавляют на стадии поликонденсации либо непосредственно к готовому раствору кремнийорганосилоксана в толуоле. Химическое взаимодействие между компонентами в этом случае происходит лишь в процессе отверждения на подложке. Модификация способствует значительному (в 3—5 раз) снижению температуры, при которой достигается высокая твердость покрытия.

В заключение необходимо отметить некоторые основополагающие моменты, без учета которых получение эффективного радиоматериала может оказаться проблематичным.

- 1) Несмотря на весьма широкую область применения радиозащитных, экранирующих материалов, преобразующих электромагнитную энергию в тепловую, и, следовательно, несмотря на широкий диапазон конкретных требований к таким материалам, во всех практически важных случаях неизменными остаются такие требования как малый уровень коэффициента отражения (менее –20 дБ); малый уровень коэффициента прохождения (менее –10 дБ/мм); частотная широкополосность; широкий рабочий диапазон температур; высокая влагостойкость; механическая прочность; низкий уровень доли реакционноспособных областей; нетоксичность при нагреве.

2) Качество изготовленного покрытия, т. е. его радиофизические и эксплуатационные свойства, в решающей степени зависят не только от свойств наполнителя и связующего (при всем определяющем значении этого факта), но и от квалификации как разработчика радиоматериалов, так и изготовителя, от их

умения найти целесообразный компромисс между требованиями, с одной стороны, высокого уровня радиофизических свойств, а с другой стороны, высокого уровня эксплуатационных показателей, поскольку это — всегда противоречивые требования. Известно, что чем выше концентрация наполнителя при конкретной его дисперсности, тем лучше радиофизические показатели, однако тем хуже показатели механической прочности, выше доля реакционноспособных областей покрытия, ниже устойчивость покрытия к эксплуатации во влажной среде.

3) Многослойные радиоматериалы позволяют реализовать наиболее высокие уровни и радиофизических, и эксплуатационных показателей, однако требуют больших затрат времени на изготовление, поскольку нанесение последующего слоя осуществляется лишь после отверждения предыдущего. Этот недостаток целесообразно преодолевать применяя высокочастотный нагрев отверждаемой смеси наполнителя и связующего. При этом процесс отверждения ускоряется в сотни раз, а доля реакционноспособ-

ных областей композита уменьшается примерно в четыре раза [8].

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Демьянчук Б. А. Принципы и применения микроволнового нагрева.— Одесса: Черноморье, 2004.
2. Кингстон Г. М., Джесси Л. Б. Пробоподготовка в микроволновых печах.— М.: Мир, 1991.
3. ГОСТ 12.1.006–76. Предельно допустимые нормы плотности потока энергии электромагнитных полей.
4. ОСТ 4ГО. 054.102. Поглотители высокочастотной энергии.
5. Хиппель А. Р. Диэлектрики и волны.— М.: Изд-во иностр. литер., 1960.
6. Демьянчук Б. А. Коэффициент преобразования электромагнитной энергии в тепловую в кусочно-однородной среде с градиентом потерь // Сб. науч. трудов ОИСВ.— 2003.— № 8.— С. 36—40.
7. Демьянчук Б. А. Многокритериальное сопоставление экранирующих композитных преобразователей электромагнитной энергии в тепловую // Там же.— 2004.— № 9.— С. 31—38.
8. Штурман А. А., Черкашин А. Н. Ускоренное отверждение эпоксидных композитов в поле ТВЧ // Пластические массы.— 1987.— № 6.— С. 38—41.

#### ВЫСТАВКИ. КОНФЕРЕНЦИИ

Р. В. БЫРКА

Россия, г. С.-Петербург, ОАО «ЭлектроРадиоАвтоматика»  
E-mail: era48@mail.ru

Дата поступления в редакцию  
24.03 2006 г.

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

## ЗАДАЧИ МАТЕМАТИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПРОЦЕССОВ ПРОЕКТИРОВАНИЯ НЕСУЩИХ КОНСТРУКЦИЙ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

*На примере процессов проектирования несущих конструкций радиоэлектронных средств рассмотрены методологические аспекты инструментария формализации задач проектирования — математического моделирования.*

Важнейшую часть инструментария формализации задач проектирования, в том числе проектирования несущих конструкций (НК) радиоэлектронных средств (РЭС), составляют математические модели. При этом общеизвестно (см., например, [1—6]), что при решении задач проектирования почти всегда рассматривается проблема адекватности. Эта проблема носит настолько широкий характер, что можно говорить о неразрывности понятий моделирования и адекватности.

Вместе с тем понимание адекватности существенно зависит от класса используемых моделей, а сами модели — от объекта моделирования. В этом плане задачи исследовательского проектирования НК РЭС, как и другие системные задачи, принципиально отличаются от большинства прикладных естественно-научных задач, с которыми обычно приходится иметь дело в инженерной практике.

**Особенности моделей проектирования.** Как и всякая естественно-научная задача, задача проектирования НК РЭС содержит постановочную часть и часть, в которой осуществляется применение математического аппарата теории проектирования [7—14]. С математической точки зрения постановочная часть представляет собой некоторую неформализуемую субъективную процедуру, обеспечивающую применение формального аппарата. При этом если считать, что все формальные преобразования производятся строго доказательно, то адекватность получаемого решения полностью зависит от успеха в постановке задачи. Учитывая это обстоятельство, при постановке задачи стремятся вводить как можно меньше допущений и предположений, а те, без которых задача все же не может быть решена, стараются привести к интуитивно ясному виду или сопроводить соответствующим обоснованием.

Между этапом постановки задачи и формализованной частью существует диалектическая связь. Недостаточная развитость аппаратных средств ведет к необходимости расширения системы условий при

постановке задачи, что в свою очередь негативно сказывается на адекватности получаемых решений. С другой стороны, чем больше проявлений внешнего мира должны быть учтены при создании технической системы, тем сложнее подобрать аппарат, достаточно эффективно обеспечивающий решение поставленных задач.

При разработке относительно узкоспециальных систем, функционирование которых предполагается в нормальных эксплуатационных условиях, соотношение между постановочной частью задачи и частью, обеспечиваемой применяемым аппаратом, примерно такое же, как при описании традиционных инженерных задач. Например, при расчете напряженно-деформируемого состояния конструкции постановка задачи включает предположения о начальных и граничных условиях ее закрепления [2,11,15], а также некоторые допущения о поведении конструкции под нагрузкой. При создании измерительного прибора или какого-либо автомата условия, в которых предполагается работа систем, также достаточно жестко определены принимаемыми начальными и граничными условиями. Так, измерительный прибор применительно к диапазону измеряемых параметров функционирует при практически неизменных условиях внешней среды. Автомат же проектируется на определенные значения входного сигнала, поступающего также при стандартных внешних условиях. Как видно из рассмотренных примеров, существует целый класс задач, в которых вопросы их постановки решаются на уровне интуиции, практической очевидности и здравого смысла. Вводимые при этом допущения и предположения порождаются требованиями практики и несовершенством применяемого формального аппарата [7,10,11].

Существуют и другие практические задачи, постановка которых представляет уже значительную сложность и не кажется такой очевидной, как в рассмотренных выше случаях. Однако постановка задачи претерпевает качественное изменение при проектировании таких сложных многофункциональных систем, какими являются современные РЭС. Причины, обуславливающие новое состояние постановки задачи, порождаются двумя основными особенностями. Первой из них является то, что задача проектирования в значительно меньшей степени формализована, чем какая-либо другая, известная нам из курса высшей

школы, инженерная задача. Это связано как со сложностью самого процесса проектирования, так и с наличием множества различных факторов, влияющих на решение задачи, но не поддающихся формализованному описанию. Таким образом, в задаче проектирования НК РЭС постоянно присутствует существенный неформальный аспект. Вторая особенность проектной задачи заключается в неопределенности поведения внешней среды. Причем эта неопределенность заключается не только в отсутствии знания о тех или иных входных данных задачи, но и в неоднозначном толковании влияющих на решение и не формализуемых факторов [1, 3].

Рассмотрим отмеченные особенности подробнее. Создание новых перспективных НК РЭС требует значительного напряжения технических и экономических возможностей коллектива разработчиков, организаций и государства в целом. Высказанную мысль подтверждают и те значительные финансовые средства, которые вкладывают экономически развитые страны в создание новых перспективных образцов [6, 12].

Тесная зависимость создания новых образцов НК РЭС от уровня технического развития производственной базы и экономики государства делает необходимым учитывать при разработке перспективных моделей большое число факторов, характеризующих условия производства [4—6]. Формализация этих факторов потребовала бы расширения математической модели до масштабов экономики страны в целом или, во всяком случае, ее ведущих отраслей. Принципиально создание таких «мегамоделей» возможно, но практически получаемые на этих математических моделях результаты оказались бы нечувствительными к отдельным техническим решениям, принимаемым при проектировании НК РЭС, и, следовательно, бесполезными при исследовании какого-либо отдельного вопроса. Для того чтобы результаты математического моделирования имели практическое значение, обычно факторы, порождаемые системами более высокого иерархического уровня, выводят за рамки модели и рассматривают как данность задачи. В этом случае проблема учета этих факторов должна разрешаться на этапе постановки задачи (см., например, [2—4]).

Помимо факторов, о которых было сказано выше и которые принципиально могли бы быть формализованы в математической модели, в задаче проектирования действуют также факторы, не формализуемые по своей природе. Они представлены различными политическими, конъюнктурными, социальными, моральными и психологическими аспектами, имеющими место в любой достаточно большой системе, заметно зависящей от участия в ее функционировании человеческого фактора. Трудно говорить, насколько формализация этих факторов бесперспективна вообще, но в настоящее время они существенно влияют на решение задачи проектирования и реализуются только при постановке задачи.

Особую роль в задаче проектирования НК РЭС играет неопределенность, имеющая место в целом ряде вопросов. Причин, вызывающих неопределен-

ность, несколько. Назовем основные из них. Оценить удачность проекта можно только путем проверки того, как НК решают возложенные на них задачи. Такая проверка осуществляется на этапе прохождения различных испытаний при многолетней их эксплуатации в различных условиях. В процессе исследовательского проектирования НК их эффективность оценивается с помощью математических моделей. Так же, как и при испытаниях НК РЭС, в процессе математического моделирования должны быть созданы определенные условия, имитирующие внешние и внутренние воздействия на испытываемые НК РЭС. При этом если даже предположить, что нам известны все варианты и возможности размещения РЭС, описанная ситуация все равно будет содержать большую долю неопределенности. Неопределенность заключается прежде всего в том, что принятие решения на создание НК РЭС не может опираться только на какой-то один фактор — влияние внешней среды. В противном случае мы вынуждены были бы создавать НК для решения задач только в одной конкретной ситуации, которая, кстати сказать, может вообще не иметь места за все время их использования (чем конкретнее модель, тем меньше вероятность ее реализации).

На самом деле НК РЭС значительными сериями используются в различных условиях, в разнотипном составе и подвергаются разнообразным воздействиям. Последнее заставляет вырабатывать подходы, позволяющие рассматривать некоторые «осредненные» условия, описываемые аппаратом теории вероятностей. Для обеспечения работоспособности этого аппарата необходимо иметь разработанную постановочную часть, носящую неформальный характер и существенно влияющую на получаемые результаты.

Таким образом, в качестве одной из основных особенностей моделей исследовательского проектирования мы отмечаем значительно более развитую постановочную часть, что ведет к уменьшению в общем объеме исследований доли аппаратных (дедуктивных, доказательных) средств.

**Адекватность.** Нередко бывает трудно отличить адекватность от таких сходных, но все же иных, понятий как корректность, точность и полезность модели, упоминание которых обычно можно встретить в контексте с понятием адекватности [9].

**Корректность.** В прикладной технической литературе наиболее распространенным является определение корректности (от лат. *correctus* — исправленный, улучшенный), сформулированное в математике. В соответствии с этим определением модель считается корректной, если получаемые с ее помощью решения существуют при любых допустимых исходных данных, единственны для одного и того же набора исходной информации и устойчивы относительно тех или иных возмущающих воздействий. Существование, единственность и устойчивость получаемых с помощью модели решений (результатов) обеспечиваются применяемым математическим аппаратом. В связи с этим следует считать, что приведенное выше определение корректности отражает инструментальный аспект этого важнейшего свойства любой модели.

Само же понятие корректности значительно шире. Оно связано не только с теми возможными несоответствиями моделируемому объекту, процессу или явлению, которые возникают при неверном (некорректном) использовании математического аппарата, но и в связи с неправильным пониманием сути наблюдаемых объектов, процессов или явлений. Иными словами, при моделировании достаточно сложных задач, какими являются и задачи исследовательского проектирования, помимо инструментальных условий сохранения корректности, всегда существует значимый аспект содержательного проявления этого свойства. Уже в силу того, что содержательные условия корректности отделены от инструментальных, их выполнение не может опираться на формальные средства и обеспечивается только соблюдением таких законов логики как законы тождества, противоречия и достаточного основания. Содержательные условия корректности моделирования приобретают в задаче тем большее значение, чем более развитой оказывается в ней постановочная часть по сравнению с инструментальной.

Из приведенного математического определения, как и из определений известных законов логики, можно видеть, что корректность является необходимым, но не достаточным условием успешного моделирования. Прежде чем перейти к рассмотрению достаточных условий, рассмотрим такие понятия как точность и полезность.

**Точность.** Под точностью моделирования обычно понимается характеристика модели, отражающая степень близости величины моделируемого параметра к его истинному значению. Обратным по отношению к точности является понятие погрешности моделирования.

В приведенном определении наибольшую неясность вызывает «близость параметра». При всей простоте этого понятия оценить его количественную меру для последующего практического использования оказывается не так легко. Действительно, если мы имеем некоторый наблюдаемый и измеряемый процесс в виде совокупности точек, отвечающих некоторой реализации одного из характерных для данного процесса параметров, и построили модель процесса в виде графика моделируемого параметра, то что следует понимать под «близостью величины моделируемого параметра к значению»? В качестве количественной меры этой близости может выступать наибольшее из всех расстояние (или разность ординат) между соответствующими точками графика, сумма квадратов этих расстояний для заданных значений аргумента, разность площадей под графиками природы (если их удастся получить) и моделируемой функции. Наконец, часто говорят о качественном совпадении модели и природы. Это происходит тогда, когда количественное совпадение получить не удается и можно говорить только о повторении формы графика с совпадением его определяющих точек.

**Полезность.** Более общим по отношению к точности является понятие полезности. Если считать, что весь процесс моделирования при исследовательском

проектировании носит прагматический характер, т. е. всякая построенная в рамках исследовательского проектирования математическая модель нацелена исключительно на получение содержательного ответа на вполне определенный вопрос, возникающий в терминах проектной проблематики, то полезность модели в полной мере определяется ее качеством. Иначе говоря, в этом случае чем выше качество моделирования, т. е. чем с большим успехом оно выполнено, тем в большей степени можно считать модель полезной.

Известное несовпадение понятий полезности и качества можно найти, наверно, только в фундаментальных исследованиях, когда при постановке задачи и выполнении моделирования до конца остается невыясненной их научная содержательность и ожидаемые результаты. В этом случае иногда говорят, что исследование проводится в целях удовлетворения научного любопытства исследователя, который сам еще не знает, к чему приведут его усилия.

Можно еще раз повторить, что в области таких прикладных системных исследований, которые проводятся в рамках исследовательского проектирования, описанная ситуация встречается крайне редко. Как правило, актуализация задачи происходит еще на этапе ее постановки, а результат может быть предсказан из общих проектных соображений. Моделирование здесь используется только для получения количественных соотношений или знакового решения поставленной проблемы.

Таким образом, если понятие корректности носит характер необходимых условий успешного моделирования, то точность и полезность модели создают достаточные условия. При этом точность модели обеспечивает достаточность преимущественно аппаратными средствами, а полезность — на содержательном уровне.

Определив ранее такую характерную особенность задач исследовательского проектирования как развитость постановочной части, можно сейчас сказать, что в основном точность обеспечивает условия достаточности на этапе применения аппаратных средств, в то время как полезность эти же условия обеспечивает на этапе постановки задачи. Из этого следует вывод о меньшем значении точности в задачах исследовательского проектирования по сравнению с традиционными инженерными задачами.

#### **Структура определения адекватности модели.**

Среди рассмотренных понятий, позволяющих оценить в том или ином смысле результаты математического моделирования, адекватность занимает особое место.

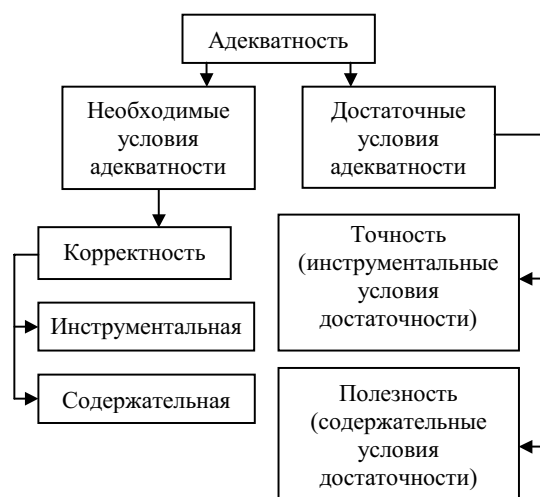
Под адекватностью (от лат. *adaequatus* — приравненный, равный) модели мы понимаем совпадение результатов моделирования и наблюдаемых проявлений объекта или явления. (В языке — соответствующее, верное, точное; в теории познания — верное воспроизведение в мышлении связей и отношений объективного мира.)

Из данного определения можно видеть, что в нем присутствуют как элементы корректности (в смысле необходимых условий адекватности), так и аспекты точности (в смысле близости величины моделируемого параметра) и полезности (в смысле совпадения

результатов моделирования и наблюдаемых проявлений объекта или явления). Если вспомнить, что точность и полезность обеспечивают достаточные условия успеха моделирования, то становится очевидным, что адекватность и составляет этот успех, применительно к которому требуется выполнение и необходимых, и достаточных условий. Таким образом, корректность представляет собой свойство модели, обеспечивающее необходимые условия ее адекватности, а точность и полезность — достаточные условия. Причем первое — на инструментальном, а второе — на содержательном уровне.

Здесь можно отметить, что в соответствии с общей методологией математического моделирования такое ключевое выражение в определении точности как «степень близости величины моделируемого параметра» носит более определенный характер, чем аналогичное в определении адекватности — «совпадение результатов». Это понятно, т. к. адекватность объединяет в себе, помимо точности, также более общее понятие полезности модели.

Соотношение рассматриваемых понятий показано на рисунке.



Структура понятия "адекватность модели"

Чтобы получить возможность последовательного изложения вопросов, связанных с понятием адекватности моделей исследовательского проектирования, рассмотрим подробнее определение объекта приложения исследуемого понятия: собственно математической модели.

В различных источниках многие авторы обращались к идее сформулировать наиболее исчерпывающее определение модели. В широком смысле под моделью понимается любой образ (мыслимый или условный) какого-либо объекта (процесса, явления), используемый в качестве его заместителя или представителя. В этом определении еще нет категорического указания на те особенности моделирования, которые нас будут интересовать в дальнейшем. Они формируются в определениях символьных моделей. Затем более четко они акцентируются в определениях математических моделей как подкласса символьных. Однако мы сразу дадим то определение математической модели, которое обычно используется в теории

проектирования. Оно, возможно, не в полной мере охватывает все многообразие факторов, имеющих в этом классе моделей, но зато вполне отвечает тому кругу задач, с которыми мы сталкиваемся в исследовательском проектировании.

Под математической моделью исследовательского проектирования мы понимаем совокупность математических зависимостей, графов, графиков и таблиц, создающую образ проектируемого РЭС в физически содержательных терминах без учета практически несущественных особенностей. С позиции интересов настоящего исследования наиболее характерными элементами приведенного определения являются необходимость создания образа оригинала НК РЭС в содержательных (в данном случае физически содержательных) и практически значимых терминах.

По существу, именно два этих утверждения и раскрывают методологическую связь между идеей моделирования вообще и содержательностью этого приема познания в виде адекватности моделирования — в частности. Действительно, создание некоторого отображения объекта, пусть даже всеобъемлющего, но не отвечающего природе объекта, нисколько не может продвинуть исследователя на пути к знанию об этом объекте. С другой стороны, только отображение не всех, а части наиболее существенных проявлений объекта может дать возможность инструментального его изучения. Ведь сам объект во всех своих проявлениях и так существует в природе, но нас это, как известно, не устраивает. Поэтому и используется такой прием как моделирование. Таким образом, можно утверждать, что наиболее существенным признаком приема моделирования является распределение в процессе моделирования всех наблюдаемых в природе проявлений по степени их значимости. При этом наиболее значимым проявлениям ставятся в соответствие наиболее содержательные модельные фрагменты, а стоящие на периферии — вообще выпускаются из виду как несущественные.

Иногда высказывается такое мнение, что недостаточная адекватность модельных фрагментов, лежащих на периферии интересов исследователя, может быть устранена по мере наращивания мощности имеющихся в распоряжении средств. Но это не так. На самом деле неравномерность распределения информации в модели является следствием основных законов познания окружающего нас мира и не связана с теми инструментами, которые мы при этом используем. Если бы это было не так, то вся модель адекватно отражала бы наблюдаемую действительность и тем самым представляла бы собой саму действительность, исследовать которую мы смогли бы только на уровне созерцания реальности. Очевидно, что создавать подобные модели нецелесообразно.

Изложенные выше рассуждения приводят нас к заключению о том, что при математическом моделировании (и моделировании вообще) говорить об адекватности или неадекватности модели моделируемому объекту неправильно. Любая модель по сути своей должна быть неадекватной наблюдаемому процессу, явлению или объекту.

Такой результат методологического исследования без дополнительных комментариев не может, конечно, считаться удовлетворительным. Ведь повсеместно при оценке моделирования в какой-либо задаче мы используем термин «адекватность» именно как меру успеха или неуспеха выполненной работы. Если принять, что ни одна из создаваемых моделей не может считаться адекватной, то вызывает сомнение целесообразность использования этого понятия вообще. На самом деле это не так. Дело в том, что применяемое понятие адекватности как оценки качества моделирования следует относить не к объекту (процессу или явлению), а к какому-либо частному аспекту проявления этого объекта или в целом к той задаче, в рамках которой моделирование осуществляется. При этом когда речь идет о частных проявлениях объекта моделирования, адекватность обеспечивается в основном за счет точности (в смысле близости наблюдаемого и моделируемого параметров). Тогда же, когда оценивается адекватность модели поставленной для исследования задаче, то в этом случае на первый план выступает полезность.

Понятия точности и полезности модели находятся между собой в диалектическом противоречии и одновременно дополняют друг друга. Причем может оказаться, что модель обладает высокой полезностью и очень низкой точностью. Такой, например, является планетарная модель атомного ядра Н. Бора. Геометрический образ, созданный этой моделью, не отвечает даже приблизительно тому, что сегодня уже знает наука о микромире. В то же время теория, построенная Н. Бором на основе этой модели, позволила получить, как известно, ряд новых фундаментальных результатов. С другой стороны, как бы ни была точна модель, если это свойство не порождает полезности, адекватной поставленной задаче ее назвать нельзя.

Таким образом, методологическая проблема адекватности при исследовательском проектировании НК РЭС представляет собой установление меры между инструментальными (точность) и содержательными (полезность) аспектами адекватности в условиях постановочной части задачи.

Среди функциональных системных моделей исследователя проектного проектирования НК РЭС следует выделить два важных класса моделей. Это модели анализа (прямая задача проектирования) и модели синтеза (обратная задача) [1].

**Задачи анализа.** Задачи анализа наиболее широко распространены в естественно-научных дисциплинах. Схема их построения отражает все этапы исследования объекта или явления — от наблюдения, выделения характерных особенностей, разработки способов их измерения и до введения обобщающего закона (закономерности). Для реализации этой схемы нужен, как минимум, сам объект (процесс, явление) для исследования. Если такой объект существует, а в проектировании в качестве него может выступать проект НК РЭС, выполненный в той или иной степени подробности, то математическая модель анализа будет представлять функцию, аргументами которой станут измеримые и наблюдаемые параметры проекта, а сама функция будет количественно оценивать качество проекта.

Основу аппаратных средств моделей анализа составляют теории размерности, подобия и математической статистики. При этом функциональное насыщение моделей осуществляется на базе всей совокупности знаний, которыми располагает современная наука в области создания РЭС.

В теории размерности и подобия ставятся условия, которые должны соблюдаться в опытах с моделями с определением показателей качества и параметров, определяющих основные свойства и режимы процессов. При этом особенностью задач проектирования в большинстве случаев является невозможность строгого соблюдения критериев подобия. Поэтому в задачах исследовательского знания более широко используется прием аналогии, который обеспечивает значительно более низкий уровень точности, чем при сохранении условий подобия.

Теория и методы математической статистики, отражающие влияние случайных факторов, также не могут в полной мере удовлетворить всем практически необходимым требованиям исследовательского проектирования. Эти методы предусматривают допущения об устойчивости параметров распределения и наличие вероятностных законов рассеивания случайных величин. В теории же исследовательского проектирования, как правило, мы имеем дело с предельно малыми выборками случайных величин, на которые распространяются самые простые закономерности теории вероятностей и применительно к которым могут быть получены характеристики не старше вторых моментов.

Однако низкая точность задач анализа в исследовательском проектировании связана не только с особенностью исходных данных и возможностью выполнения законов подобия. Одной из основных причин, определяющих низкую точность моделей анализа в исследовательском проектировании, является проблема редуцирования моделей.

Под редуцированием в системном моделировании понимается процесс снижения размерности и трудоемкости вычисления (по счетному времени и машинной памяти), включаемый в сложную системную модель модельной функции, созданной ранее в рамках предметной области. Этот процесс реализуется посредством одноименного приема, занимающего центральное место в инструментарии разработки системных моделей анализа. Редуцирование как результат приложения системных средств к моделям предметных областей является следствием не одной, а, по меньшей мере, трех основных причин. Первая и наиболее очевидная из них состоит в том, что при комплексном рассмотрении некоторой актуальной проблемы системного анализа необходимо в рамках одной задачи объединить две и более моделей предметных областей. Если предположить, что разработка как всех моделей предметной области, так и объединяющей их системной модели, осуществляется на вычислительной технике сравнимого уровня и разработчиками примерно одного класса (какое-либо иное предположение противоречило бы здравому смыслу), то очевидно, что модели предметных областей прежде, чем они будут включены в системную модель, долж-

ны быть упрощены не менее чем во столько раз, сколько их участвует в системной задаче.

Вторая причина редуцирования состоит в том, что на этапе исследовательского проектирования в распоряжении исследователя находится ограниченное количество информации о проектируемом РЭС. Как правило, это только главные элементы проекта и, может быть, еще дополнительные данные. В то же время модели, разработанные в той или иной предметной области и привлекаемые в системную модель, используют гораздо более полную информацию об объекте исследования или наблюдаемом явлении, т. е. о НК РЭС. Из методологии моделирования известно, что обеднение входной информации ведет к упрощению модели и, следовательно, к редуцированию.

Наконец, третья (и последняя) причина редуцирования заключается в необходимости балансирования модельного комплекса по всем входящим в него модельным фрагментам в интересах целей исследования. Процесс балансирования предусматривает разработку всех включаемых в модель фрагментов примерно на одном уровне сложности (глубине проработанности) по отношению к общему уровню всех фрагментов данной задачи. Учитывая, что увеличение глубины проработки моделей предметной области при системном моделировании не предполагается, достичь указанной цели можно путем редуцирования «перетяжеленных» с описанной точки зрения фрагментов.

Таким образом, целый ряд особенностей задач анализа при проектировании НК РЭС заставляет говорить о значительном снижении точности этих моделей по сравнению с моделями предметной области. Понимание этого факта, с одной стороны, требует обращать значительно больше внимания на полезность разрабатываемых моделей. С другой же стороны, это обстоятельство всегда является напоминанием разработчику модели о том, что получить в модели исследовательского проектирования точность, сравнимую с той, которую можно встретить в традиционных инженерных задачах, теоретически невозможно.

**Задачи синтеза.** Задачи синтеза используются исключительно в целях проектирования. По своей методологической сущности они представляют прогнозные модели, позволяющие предполагать с той или иной степенью достоверности облик проектируемого РЭС, отвечающего заданным свойствам. Здесь в качестве аргументов модельной функции выступает формализация задаваемых свойств, а варианты сочетания получаемых значений функции и ее аргументов дают необходимое количество информации для получения облика проектируемого РЭС.

Особенности построения математических моделей синтеза НК РЭС составляют самостоятельный раздел теории проектирования. Здесь же необходимо только отметить, что поскольку в результате использования модели синтеза появляется образ нового РЭС, понятие адекватности модели синтеза также существенно изменяется по сравнению с тем, которое было нами сформулировано применительно к моделям анализа.

Прежде всего это отличие проявляет себя в отношении к самому объекту моделирования. Действи-

тельно, если в задачах анализа объектом моделирования является НК, которая существует и проявляется в виде некоторой совокупности свойств и признаков, то в задаче синтеза такого объекта не существует. Его еще предстоит создать как результат решения задачи. Поэтому когда, оценивая инструментальные аспекты адекватности модели, мы задаемся вопросом о том, насколько близкими оказываются величины моделируемого параметра к его истинному значению, мы неожиданно обнаруживаем, что «истинных» значений параметра и не существует в природе.

В то же время модели синтеза, как и все другие модели исследовательского проектирования, должны создавать образ моделируемого объекта в физически содержательных терминах. Эта цель достигается общим для большинства достаточно сложных моделей синтеза методологическим приемом (непрямой синтез, в отличие от прямого синтеза, такого, например, как аналитическое решение системы уравнений), состоящим в том, что синтезирующая процедура реализуется путем многократного решения задач анализа [2, 3]. В этом случае каждая из вложенных в модель синтеза задач может быть оценена с позиции точности.

Очевидно, что такая оценка может быть использована только для косвенной характеристики точности модели. Для более полной оценки точности используется еще один прием, состоящий из разделения процесса синтеза на два основных этапа, каждому из которых соответствует свой подкласс моделей: модели направленного и ненаправленного синтеза [4—6, 9—12].

Модели задач ненаправленного синтеза, так же, как и модели анализа, строятся в основном на законах подобия. При этом новый образец НК получается из одного или нескольких старых прототипов с использованием тех или иных правил пересчета в соответствии с законами подобия и в зависимости от того, какие изменения претерпели свойства нового изделия по отношению к старому. Таким образом, точность модели, обеспечиваемая физической содержательностью модельных фрагментов, сосредотачивается в основном в модели ненаправленного синтеза.

Модели направленного синтеза также используют информацию о существующих аналогах, но, в отличие от моделей ненаправленного синтеза, это информация не о физической сущности (функционировании) проектируемой НК, а о функциональных проявлениях (например, эффективности функционирования в различных условиях) и тех затратах, которые предстоят при создании проектируемой НК РЭС. Процесс направленного синтеза, так же, как и в случае ненаправленного синтеза, осуществляется путем многократного решения задач анализа упомянутых функциональных проявлений НК. Полученное множество решений задач анализа используется затем в применении в данной модели синтеза механизме выбора. Как правило, такие механизмы для выбора предпочтительного варианта используют некоторые процедуры упорядочения, поэтому и модели этого типа получили название моделей направленного синтеза.

Модели направленного синтеза уже не удается связать сколько-нибудь удовлетворительно с естественно-научной основой предметных областей. Это наиболее искусственная (синтетическая) часть общей задачи синтеза. Здесь ответственность за адекватность моделирования в полной мере ложится на ее содержательные аспекты, т. е. на полезность применяемой модели. Поскольку, как уже отмечалось, направленный синтез происходит на основе принятия решений (механизма) выбора, то полезность модели следует формулировать в терминах именно этой теории.

Адекватность применения аппаратных средств теории принятия решений определяется возможностью надежно отличать рекомендуемый к выбору вариант от любого другого варианта предъявления. Иначе говоря, модель принятия решения будет считаться точной (адекватной), если все те возможные ошибки на содержательном или функциональном уровнях, которые могут в ней образоваться в результате неточной работы составляющих ее модельных фрагментов, не приведут к изменению решения по сравнению с тем, которое могло бы быть принято на абсолютно точной модели. Для того чтобы отличать данное только что определенное точности модели принятия решения от общепринятого, используют термин «с точностью до альтернативы» (по аналогии с «точностью до заданного знака после запятой»). Поскольку иной цели, кроме надежного выбора, в задаче принятия решения не преследуется, то очевидно, что в данном случае понятие точности модели полностью совпадает с понятием ее полезности.

Следует отметить, что исследовательское проектирование НК РЭС характеризуется и другими, не рассмотренными в статье, методологическими аспектами. Например, нахождение оптимального распределения информации — как в модели анализа, так и в модели синтеза — представляет собой самостоятельную системную задачу, требующую для своего решения специальных теоретических средств.

**В заключение** подчеркнем, что весь комплекс новых теоретических средств должен: а) обеспечивать возможность построения системной модели, глубину ее проработки и адекватность, потребность модели в исходной информации; б) участвовать в решении задачи определения рационального состава элементов системы, в согласовании внутрисистемных связей; в) позволять осуществлять эффективное выделение системы из окружающей среды, и многое другое. Разработка этих практически эффективных

средств еще только начинается и направлена на построение гибких с точки зрения возможности проблемной переориентации САПР и других автоматизированных систем для создания нового поколения конкурентоспособных унифицированных систем базовых несущих конструкций радиоэлектронных средств различного назначения.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Лутченков Л. С. Оптимальное проектирование несущих конструкций как сложных систем.— Л.: Машиностроение, 1990.
2. Лутченков Л. С. Автоматизированное проектирование несущих конструкций радиоэлектронных средств.— М.: Радио и связь, 1991.
3. Максимов А. В. Системный подход к проектированию базовых несущих конструкций радиоэлектронных средств.— СПб: СПбГУТ им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, 1997.
4. Кондрашов А. С. Модели и алгоритмы системного синтеза несущих конструкций радиоэлектронных средств.— СПб: Политехника, 1998.
5. Голубев А. В. Параметрический синтез многоуровневых конструкций радиоэлектронных средств.— СПб: СПбГУТ им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, 1998.
6. Шерин К. Ю. Синтез типоразмерных рядов базовых несущих конструкций радиоэлектронных средств АСУ.— СПб: СПбГУТ им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, 2000.
7. Лутченков Л. С., Лайне В. А. Моделирование и анализ тепловых режимов аппаратуры многоканальной связи.— СПб: СПбГУТ им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, 1995.
8. Шелест В. И. Оптимальное проектирование систем с волоконно-оптическим электромонтажом.— СПб: Политехника, 1995.
9. Лузин С. Ю., Лутченков Л. С. Анализ и разработка алгоритмов логического синтеза.— СПб: СПбГУТ им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, 1996.
10. Шелест В. И. Модели, алгоритмы и средства синтеза электромонтажа радиоэлектронных средств.— М.: Радио и связь, 1997.
11. Максимов А. В. Автоматизация проектирования необслуживаемых ретрансляторов линий связи систем управления.— СПб: СПбГУТ им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, 1999.
12. Шелест В. И., Сухарев А. В. Моделирование процессов синтеза печатного электромонтажа РЭС как сложных систем.— СПб: СПбГУТ им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, 1999.
13. Лузин С. Ю. Алгоритмы минимизации булевых функций.— СПб: СПбГУТ им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, 2000.
14. Сухарев А. В., Золотов О. И. Модели и алгоритмы оптимизации в автоматизации проектирования.— СПб: Северо-Западный заочн. политехнич. ун-т, 2001.
15. Черненко В. Д. Оптомеханика оптоволоконных световодов и кабелей связи.— СПб: СПбГУТ им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, 1994.



Продолжается подписка  
на журнал

**"Технология и конструирование в электронной аппаратуре"**

на 2007 год.

В. К. БУТЕНКО, к. т. н. Ю. Г. ДОБРОВОЛЬСКИЙ,  
Б. Г. ШАБАШКЕВИЧ, В. Г. ЮРЬЕВ

Украина, г. Черновцы, НПФ «Тензор», ЦКБ "Ритм"  
E-mail: chtenz@chv.ukrpack.net

Дата поступления в редакцию  
22.05 2006 г.

Оппонент к. т. н. И. Л. МИХЕЕВА  
(НИИ "Украналит", г. Киев)

## ДОЗИМЕТРЫ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ОСВЕЩЕННОСТИ УЛЬТРАФИОЛЕТОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ТИПА «ТЕНЗОР»

*Разработана группа дозиметров ультрафиолетового и видимого излучений, соответствующих требованиям действующей нормативной документации. Предел основной относительной ошибки измерений дозиметров составляет не более  $\pm 10\%$ .*

Ультрафиолетовое (УФ) излучение является одним из определяющих физических факторов, влияющих на жизненные процессы на нашей планете. Основным источником УФ-излучения является Солнце, однако как в производстве, так и в быту, применяются различные искусственные источники УФ-излучения, имеющие различный спектральный состав и мощность. УФ-излучение является причиной многих биологических эффектов в организме человека, что обуславливает актуальность исследований в области физики УФ-излучения. Для обеспечения санитарно-гигиенических требований к условиям труда людей, работающих при повышенной УФ-радиации, разработаны нормативы допустимой УФ-облученности [1, 2] в областях УФ-А (400—315 нм), УФ-В (315—280 нм) и УФ-С (280—200 нм). Согласно существующим нормам (с точки зрения дозиметрии) УФ-излучение разделяется на два диапазона — бактерицидный (200—280 нм) и эритемный (280—400 нм).

Не менее важным фактором, стимулирующим создание средств измерительной техники для контроля параметров УФ-излучения, является увеличение УФ-излучения поддиапазона В (280—315 нм) на поверхности Земли вследствие разрушения озонового слоя [3].

Среди известных импортных измерителей УФ-излучения можно отметить измеритель фирмы Arpogee Instruments Inc. (США) UVM со встроенным широкополосным сенсором (250—400 нм) и UVM-SS с сенсором, присоединенным к микропроцессорному блоку [4]. Общим недостатком этих приборов является недопустимо большое значение пределов основной относительной погрешности измерений, которое составляет  $\pm 17\%$ , а также невозможность осуществлять измерение в видимом диапазоне спектра.

Радиометр EW-97503-00 фирмы Cole-Parmer (США) состоит из переменных датчиков, соответствующих оптических фильтров, измерительного блока с микроконтроллером, жидкокристаллическим индикатором и клавиатурой [5, 6]. Прибор выполняет функ-

ции как радиометра УФ-излучения, так и дозиметра. Для него характерен недостаточно широкий диапазон измерения энергетической дозы (0—100 Дж/см<sup>2</sup>), кроме того, этот прибор, как и упомянутые аналоги, не позволяет осуществлять измерение в видимом диапазоне спектра. К тому же измерение энергетической дозы от нулевой отметки (0—100 Дж/см<sup>2</sup>) является сомнительным, поскольку измерять нулевую дозу ультрафиолетового излучения, как и других видов излучения, весьма сложно.

Радиометры Р-365, Р-380, Р-420, Р-420, представленные фирмой «Техконт» (Россия) [7], состоят из фотодатчика в виде выносной головки и измерительного блока, соединенных между собой гибким кабелем. Приборы предназначены как для измерения энергетической освещенности, так и для измерения экспозиции (дозы) УФ-излучения. Интервалы измерений на длине волны максимума чувствительности ( $l_{\max}$ ): облученности — 0,001—100 мВт/см<sup>2</sup>; экспозиции — 0,001—100 Дж/см<sup>2</sup>. Пределы основной относительной погрешности измерений составляют  $\pm 12\%$ .

Радиометр ультрафиолетового излучения «Фиолент», разработанный научно-производственным предприятием «Конверсия» (Россия, Санкт-Петербург), предназначен для измерения облученности (интенсивности) и экспозиции (энергетической дозы) ультрафиолетового излучения искусственных и естественных (Солнце) источников УФ-излучения в области спектра 240—370 нм. Диапазоны измерения спектра излучения — 0,24—0,37 мкм, облученности — 0,01—10 Вт/м<sup>2</sup>, экспозиции — 0,01—10 кДж/м<sup>2</sup>.

Как показывает анализ аналогов, практически все приборы совмещают в себе функцию как радиометра, так и дозиметра, что естественно, поскольку величина экспозиционной дозы определяется величиной энергетической освещенности. Однако общим недостатком всех приборов являются узкий диапазон измерений дозы и высокие значения основной относительной ошибки измерений. Кроме того, ни один из них не способен измерять величину экспозиционной дозы в видимом диапазоне, что является актуальной задачей, поскольку этот параметр нормируется.

В рамках украинской «Национальной программы улучшения состояния безопасности, гигиены труда и производственной среды на 2001—2005 годы» в НПФ «Тензор» разработан ряд ультрафиолетовых дозиметров, предназначенных для измерения дозы и энергетической освещенности, создаваемой бактерицидной

и эритемной составляющими потоков УФ-излучения естественными и искусственными источниками, а также потоками видимого диапазона.

В зависимости от назначения дозиметры выпускаются в трех вариантах:

- Тензор-51 — дозиметр для измерения бактерицидной составляющей;
- Тензор-52 — дозиметр для измерения эритемной составляющей;
- Тензор-53 — дозиметр для измерения бактерицидной и эритемной составляющих.

Каждый из вариантов исполнения, по желанию заказчика, может комплектоваться радиометрической головкой для измерения энергетической освещенности и энергетической дозы в видимом диапазоне.



Рис. 1. Внешний вид УФ-дозиметра «Тензор-53»

На рис. 1 в качестве примера приведен внешний вид дозиметра «Тензор-53». На рис. 2 приведено схематическое изображение конструкции дозиметра.

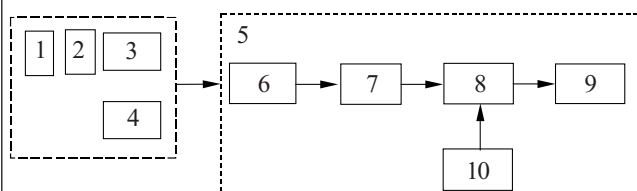


Рис. 2. Схема конструкции дозиметров «Тензор-51, -52, -53»: 1, 2 — светофильтры; 3 — универсальная радиометрическая головка; 4 — радиометрическая головка видимого диапазона спектра; 5 — измерительный блок; 6 — прецизионный преобразователь "ток—напряжение"; 7 — аналогово-цифровой преобразователь; 8 — микроконтроллер; 9 — жидкокристаллический индикатор; 10 — блок клавиатуры

Дозиметр состоит из универсальной радиометрической головки 3 с комплектом светофильтров 1, 2 для измерения излучения соответственно в бактерицидной (220—280 нм) и эритемной (280—400 нм) областях спектра (их спектральные характеристики приведены на рис. 3) и радиометрической головки видимого диапазона спектра 4. В состав дозиметра также входят измерительный блок 5 с прецизионным преобразователем "ток—напряжение" 6 [8], аналогово-цифровым преобразователем 7, микроконтроллером 8, жидкокристаллическим индикатором 9 и блоком клавиатуры 10.

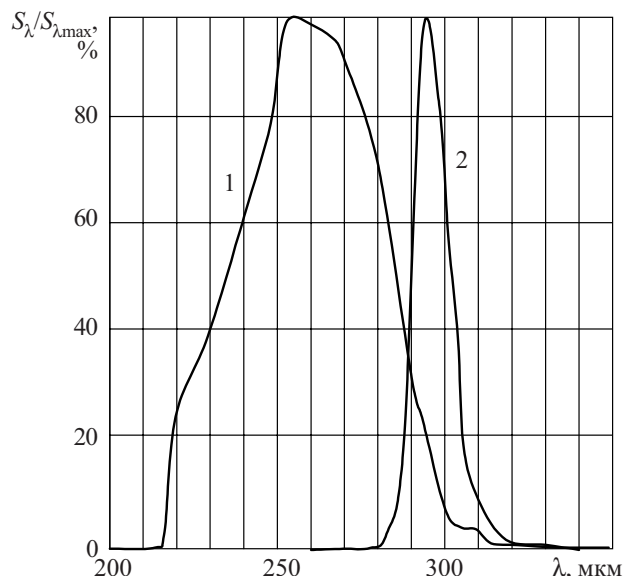


Рис. 3. Относительные спектральные характеристики радиометрической головки с комплектом светофильтров для измерения в бактерицидной (1) и эритемной (2) областях спектра УФ-излучения

Разработанный дозиметр работает следующим образом. После установления соответствующего фильтра (1, 2) на радиометрическую головку 3 с помощью блока клавиатуры устанавливаются диапазоны измерений — время набора дозы УФ-излучения и ее максимальная величина. После этого головка с соответствующим светофильтром освещается потоком УФ-излучения, генерируемого источником определенного спектрального состава. Светофильтр (1 или 2) пропускает оптическое излучение рабочего диапазона длин волн, например бактерицидную составляющую. Поток, попадающий через соответствующий светофильтр на радиометрическую головку 3 (в состав которой входит фотодиод, чувствительный в нужном диапазоне длин волн), генерирует фотосигнал, соответствующий определенной энергии, которая излучается в рабочем диапазоне длин волн. Фотосигнал передается к измерительному блоку 5, где с помощью преобразователя "ток—напряжение" осуществляется предварительное усиление сигнала, цифровая обработка аналогово-цифровым преобразователем и расчет результирующего сигнала микроконтроллером 8, который определяет реальные значения энергетической освещенности и энергетической дозы в выбранном диапазоне длин волн, которые высвечиваются на жидкокристаллическом индикаторе.

Аналогично измеряется энергетическая доза в видимой области спектра. При этом вместо радиометрической головки УФ-диапазона 3 и ее переменных светофильтров 1, 2 к измерительному блоку 5 присоединяется радиометрическая головка 4, чувствительная в видимом диапазоне спектра (380—760 нм).

В предложенной конструкции дозиметра применен фотодиод на основе фосфида галлия УФД20 разработки НПФ «Тензор» [9], который отличается более высоким уровнем чувствительности в сравнении с известными аналогами (по меньшей мере в полтора раза) [10, 11]. (Спектральная характеристика фо-

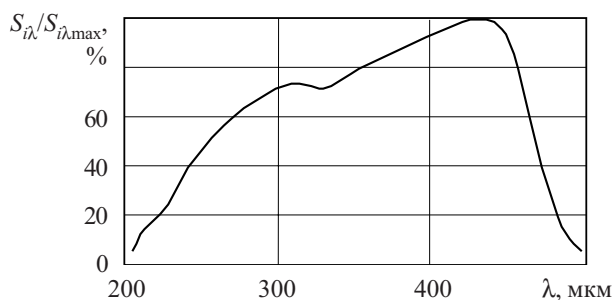


Рис. 4. Относительная спектральная характеристика чувствительности фотодиода УФД20

Характеристика		Норма
Спектральный диапазон измерений	для дозиметрии бактерицидной составляющей, нм	220—280
	для дозиметрии эритемной составляющей, нм	280—400
	для дозиметрии потока видимого излучения, нм	380—760
Диапазон измерения энергетической освещенности, Вт/м <sup>2</sup>		1·10 <sup>-4</sup> —2·10 <sup>2</sup>
Диапазон измерения энергетической экспозиции (дозы), Дж/м <sup>2</sup>		10—1·10 <sup>7</sup>
Диапазон установки времени набора дозы		от 1 с до 100 ч
Нелинейность энергетической характеристики, %, не более		2
Нестабильность чувствительности, %, не более		±1
Погрешность таймера, %, не более		±2
Дополнительная погрешность от изменения температуры, %/°С, не более		±0,2
Пределы основной относительной погрешности измерения, %, не более		±10
Средняя наработка на отказ, ч, не менее		5500
Время непрерывной работы, ч		8
Потребляемая мощность, Вт		0,12
Масса, кг		0,6

фотодиода УФД20 приведена на **рис. 4.**) Кроме того, конструкция узлов измерительного блока, в частности преобразователя "ток—напряжение" и аналогово-цифрового преобразователя, позволила осуществить регистрацию диапазона измерений энергетической дозы (экспозиции) в диапазоне от 10 до 1·10<sup>7</sup> Дж/м<sup>2</sup>. При этом нелинейность энергетической характеристики дозиметра составляет не более ±1% во всем диапазоне измерений.

Дополнительной функцией дозиметра является измерение энергетической освещенности УФ-излу-

чения в диапазоне от 1·10<sup>-3</sup> до 1·10<sup>3</sup> Вт/м<sup>2</sup>. Нелинейность энергетической характеристики дозиметра при измерении этого параметра также не превышает ±1% во всем диапазоне измерений.

Основные параметры и характеристики разработанных УФ-дозиметров приведены в **таблице.**

Таким образом, предложенный дозиметр энергетической освещенности УФ-диапазона по сравнению с известными аналогами имеет расширенный динамический диапазон измерений энергетической дозы — не менее чем на четыре порядка, а энергетической освещенности — не менее чем на два порядка. Кроме того, конструкция предложенного дозиметра обеспечивает измерение энергетической дозы в видимом диапазоне спектра.

По своим метрологическим параметрам предложенный дозиметр полностью соответствует требованиям, предъявляемым к средствам измерительной техники, которые применяются для контроля санитарных норм УФ-облучения людей на рабочих местах и в быту.

Разработанные дозиметры ультрафиолетового излучения рекомендованы Институтом медицины труда АМНУ для использования при проведении санитарно-эпидемиологической экспертизы оборудования, в санитарной практике для оценки параметров ультрафиолетового излучения производственных источников и дозы облучения на рабочих местах и внесены в Государственный реестр средств измерительной техники Украины.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. СН 4557-88. Санитарные нормы УФ излучения в производственных помещениях. — М.: Изд-во стандартов, 1988.
2. Метрологическое обеспечение безопасности труда. Т. 1.— М.: Изд-во стандартов, 1989.
3. Kerr J. B., McElroy T. C. Evidence large upward trends ultraviolet-B radiation linked to ozone depletion // Science.— 1993.— Vol. 62.— P. 1032—1034.
4. <http://www.apogee-inst.com>
5. Каталог Cole-Parmer Instrument Co., 2001/2002.— С. 2062—2063.
6. <http://www.coleparmer.com>
7. <http://spector.nm.ru/radiometer.htm>
8. Бутенко В. К., Годованюк В. М., Докторович І. В. Прецизійний перетворювач струм—напруга // Науковий вісник ЧНУ. Фізика. Електроніка. (Чернівці.) — 2001.— Вип. 102.— С. 84—85.
9. Биксей М. П., Добровольский Ю. Г., Шабашкевич Б. Г. Фотоприемник ультрафиолетового излучения на основе фосфида галлия // Прикладная физика.— 2005.— № 4.— С. 97—100.
10. <http://www.apogee-inst.com>
11. <http://www.hamamatsu.com>

Д. т. н. А. А. ДРУЖИНИН, С. Н. МАТВИЕНКО, А. М. ВУЙЦИК,  
А. П. КУТРАКОВ, к. т. н. Ю. Н. ХОВЕРКО

Украина, г. Львов, НУ «Львовская политехника»  
E-mail: druzh@polynet.lviv.ua

Дата поступления в редакцию  
24.05 2006 г.

Оппонент к. т. н. А. А. НИКОЛЕНКО  
(ОНПУ, г. Одесса)

## УНИВЕРСАЛЬНАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ УСИЛИЯ–ПЕРЕМЕЩЕНИЯ

*Система для измерения усилия–перемещения с цифровой обработкой сигнала осуществляет усиление, дискретизацию, усреднение сигнала и передачу данных на персональный компьютер.*

В последнее время значительно расширилась номенклатура и область использования приборов сенсорной электроники, а также повысилась их точность измерения. Этому способствовало развитие элементной базы электронной аппаратуры, предназначение которой — обработка информации, которая поступает с первичных преобразователей — сенсоров [1]. В то же время номенклатура, габаритные размеры и точность измерения сенсоров прогрессируют медленней. В этой связи постоянно возрастает потребность в высокочувствительных быстродействующих многофункциональных сенсорах, работоспособных в сложных условиях эксплуатации — в расширенном температурном интервале, в частности при криогенных температурах, в сильных магнитных полях, а также в условиях циклических, ударных и вибрационных нагрузок [2].

Существенным достижением в сфере сенсорной техники был переход от аналоговых измерений к цифровым, вследствие чего исчезает потребность в сложных аналоговых схемах, которые являются непросмыми в наладке.

Целью настоящей работы является создание универсальной измерительной системы, которая сопряжена с компьютером и дает возможность снимать зависимости одного электрического сигнала от другого или независимые сигналы с различных первичных источников (сенсоров). В частности, данная система должна удовлетворять требованиям исследований механики разрушений легких и сверхтвердых бетонов. Основной особенностью таких измерений является наличие сильных вибраций и электромагнитных помех при работе оборудования. Поэтому система должна удовлетворять требованиям электромагнитной помехоустойчивости и измерять полезные сигналы при наличии значительных шумов.

В данной измерительной системе использовано основное преимущество цифровой техники в процессе обработки данных — это сравнительно простая реализация операций высокого уровня, которые тяжело осуществляются посредством аналоговых устройств.

К таким операциям относятся подавление шумов, усиление, цифровая фильтрация и нелинейная обработка сигнала. При этом функциональная нагрузка на чувствительный элемент сенсора уменьшается и снижаются требования к характеристикам элемента. Кроме того, благодаря цифровой обработке становится возможным измерение достаточно малых величин.

Основной особенностью измерительной системы усилия–перемещения является решение задачи прецизионного измерения полезного сигнала при наличии электромагнитных помех на основе возбуждения мостовой схемы сенсора усилия прямоугольными импульсами и детектировании их с помощью синхронного детектора. Кроме того, использование инструментального усилителя дополнительно уменьшает уровень шумов на входе синхронного детектора.

Одной из составных частей измерительной системы является сенсор усилия на основе нитевидных кристаллов кремния, общий вид и конструкция которого изображены на рис. 1. Тензорезисторы на основе нитевидных кристаллов (НК) кремния отличаются от известных дискретных кремниевых тензорезисторов уникальными механическими свойствами, которые позволяют измерять статические и динамические деформации в широком амплитудном диапазоне и в диапазоне рабочих температур от криогенных до +450°C. Гибкая технология их изготовления отличается минимальными отходами полупроводникового материала.

Проведенные механические испытания разработанных кремниевых тензорезисторов показали, что они

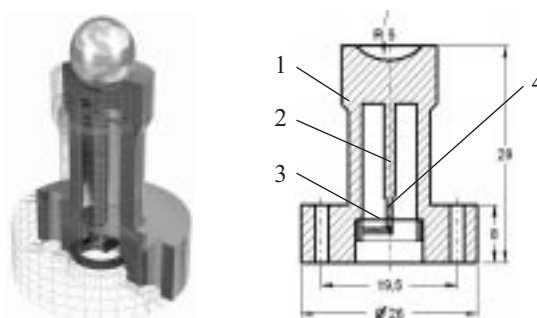


Рис. 1. Общий вид и элементы конструкции сенсора усилия:

1 — упругий элемент; 2 — шток; 3 — тензомодуль; 4 — консольная балка

выдерживают более чем  $10^7$  циклов нагрузки-разгрузки при уровне деформации не менее  $\pm 1 \cdot 10^{-3}$  отн. ед. без поломок и образования трещин. Тензорезисторы на основе НК кремния выдерживают деформации растяжения-сжатия  $\epsilon = \pm 5 \cdot 10^{-3}$  отн. ед. (0,5%), а тензорезисторы с НК толщиной 10 мкм выдерживают деформации до 1%. Они работоспособны при воздействии больших центробежных ускорений, хорошо переносят перегрузки, вибрации, ударные ускорения, и т. п.

Тензорезисторы на основе НК кремния *p*-типа с концентрацией бора  $(1 \dots 5) \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$  имеют наиболее оптимальные характеристики в диапазоне температур  $+20 \dots +450^\circ\text{C}$ . При  $20^\circ\text{C}$  их коэффициент тензочувствительности равен  $K=100 \dots 140$ , а температурный коэффициент сопротивления (ТКС) равен  $+(0,08 \dots 0,12)\% \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$  [3, 4].

Элементы конструкции датчика усилия были рассчитаны таким образом, чтобы обеспечить оптимальный рабочий диапазон деформаций тензорезисторов. Усилие воспринимается цилиндрическим упругим элементом 1, что превращает прилагаемое усилие в перемещение, которое посредством штока 2 передается на тензомодуль 3. Основу тензомодуля составляет консольная балка 4 с закрепленными на ней кремниевыми тензорезисторами. Для получения двух знаков деформации (растяжения и сжатия) тензорезисторы закреплялись на верхней и нижней сторонах балки.

Выходные характеристики разработанного сенсора усилия на основе нитевидных полупроводниковых микрокристаллов кремния изображены на **рис. 2**.

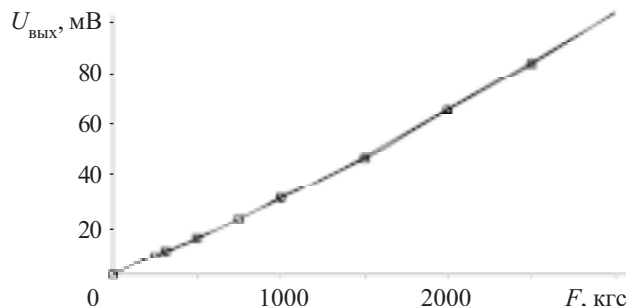


Рис. 2. Выходные характеристики сенсора усилия

Устройство (**рис. 3**) обеспечивает одновременное измерение дифференциального напряжения с полумостовой схемы включения тензорезисторов на основе нитевидных кристаллов кремния и напряжения с другого источника сигнала (в нашем случае сенсора усилия и перемещения — индуктивного сенсора). Это устройство осуществляет усиление, дискретизацию входного сигнала, усреднение сигнала с помощью нерекурсивного усредняющего цифрового фильтра 8-го порядка и передачу данных на персональный компьютер через интерфейс RS232.

Интерфейсная плата исполнена как отдельный блок, где используется микроконтроллер, который соединяется с персональным компьютером и имеет встроенные цифровые и аналоговые блоки. Питание схемы осуществляется от отдельного блока, который обеспечивает постоянное напряжение в диапазоне 7—15 В.

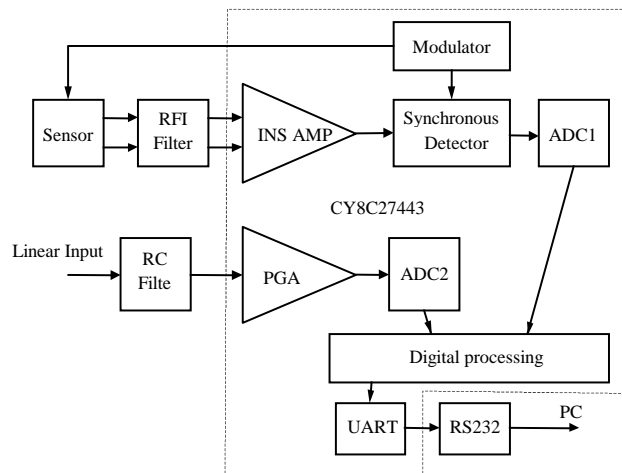


Рис. 3. Структурная схема измерительной системы: RFI Filter — фильтр промышленных шумов; INS AMP — дифференциальный усилитель; Synchronous detector — синхронный детектор; Modulator — модулятор; ADC1 и ADC2 — 1-й и 2-й АЦП (сдвоенный АЦП); Digital processing — блок цифровой обработки сигнала; UART — модуль асинхронного передатчика; RS232 — блок согласования TTL-уровней с уровнями RS232

Интерфейсная плата практически полностью реализована на микроконтроллере фирмы CYPRESS типа CY8C27443 [5], что изображено на **рис. 4**. Сенсор усилия подключается к системе посредством разъема J1 типа PS/2, на который подается импульсное напряжение прямоугольной формы с частотой 4166,6 Гц и амплитудой 5 В, что необходимо для питания мостовой схемы сенсора усилия при реализации синхронной детектирования. Частота импульсов задается с помощью встроенного в микроконтроллер U1 делителя частоты. Использование такой схемы питания тензорезистивного моста позволяет уменьшить суммарное тепловыделение по сравнению с обычными методами подачи питания. Соответственно мы можем, таким образом, повысить чувствительность моста путем увеличения амплитуды питающих импульсов.

На входе измерительной системы включен фильтр промышленных шумов (RFI-фильтр), который состоит из резисторов R2, R5 и конденсаторов C1, C3 и C5 [6]. Дифференциальный сигнал с RFI-фильтра подается на вход встроенного в микроконтроллер U1 инструментального усилителя и после усиления детектируется с помощью синхронного детектора, который тоже реализован в микроконтроллере (см. **рис. 3**). Сигнал из индуктивного датчика перемещения подается с помощью разъема J4 на линейный вход измерительной системы, который является универсальным и может измерять сигналы низкой частоты от любого источника сигнала в рабочем диапазоне входа, который приведен в **таблице**. Через RC-фильтр низкой частоты измерительный сигнал поступает на вход встроенного усилителя. Усиленные сигналы из дифференциального и линейного входов поступают на входы сдвоенного инкрементального АЦП для их дискретизации. Дискретизированные измерительные сигналы с помощью UART передаются на ПК.

Измерительная система гальванически развязана с ПК с помощью оптопары U2.

## СЕНСОЭЛЕКТРОНИКА

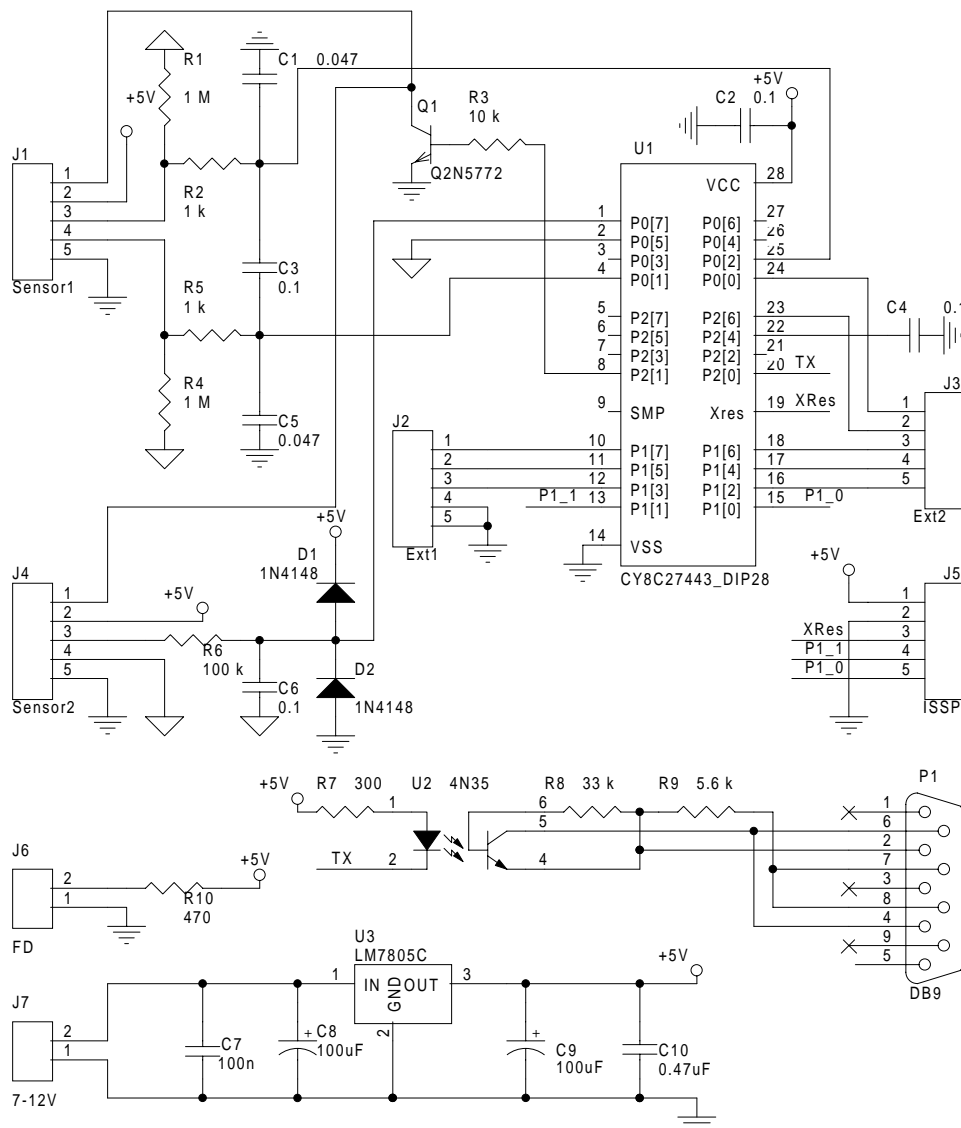


Рис. 4. Схема электрическая принципиальная измерительной системы

### Технические характеристики измерительной системы

Параметр	Значение	Примечание
Напряжение питания устройства	7...15 В	
Потребляемый ток	<70 мА	С подсоединенным сенсором
Максимальное входное напряжение дифференциального входа	±40 мВ	Напряжение на дифференциальном входе должно быть модулируемым с частотой 4166,6 Гц
Коэффициент усиления по дифференциальному входу	300	
Погрешность усиления по дифференциальному входу	не хуже 2%	
Разрядность АЦП дифференциального входа	13 бит	
Частота дискретизации АЦП дифференциального входа	10 с <sup>-1</sup>	
Максимальное входное напряжение линейного входа	±30 мВ	Линейный вход имеет защиту от перегрузок
Коэффициент усиления по линейному входу	16	
Погрешность усиления по линейному входу	не хуже 1,5%	
Разрядность АЦП линейного входа	13 бит	
Частота линейного входа	10 с <sup>-1</sup>	
Дифференциальная нелинейность функции превращения АЦП	2 LSB	Для обоих каналов
Погрешность смещения АЦП	9 мВ	Для обоих каналов
Диапазон частот измеряемых сигналов	0...5 Гц	Для обоих каналов
Скорость передачи данных на персональный компьютер	9600 бод	



Рис. 5. Общий вид основного окна программы обработки данных

Наличие всех необходимых блоков для усиления и превращения сигнала делает микроконтроллеры типа CYPRESS перспективными для использования в сенсорных устройствах.

Основные технические характеристики разработанной системы приведены в таблице.

Разработано программное обеспечение для персонального компьютера под операционную систему MS Windows, которое осуществляет дополнительную цифровую фильтрацию данных (при необходимости), отображение измерительных данных на дисплее путем построения графиков и записывания массивов данных в файл, что дает возможность дальнейшей компьютерной обработки полученных данных. Программа позволяет проводить коррекцию коэффициента усиления по двум каналам и устанавливать нуль, а также калибровать значения в нужных единицах измерения.

Программа обработки данных представляет собой исполнительный модуль с файлом конфигурации, позволяющим находить калибровочные коэффициенты Offset и Gain. Эти коэффициенты необходимы для калибрования устройства, и при каждом закрытии программы они автоматически сохраняются.

Калибрование устройства осуществляется в соответствии с формулой

$$U = \text{Gain} \cdot \text{ADC} + \text{Offset}, \quad (1)$$

где  $U$  — эталонное напряжение, ADC — код аналогово-цифрового преобразователя, который программно корректируется по формуле (1). Величины Offset и Gain можно легко определить из нескольких измерений.

На рис. 5 показан общий вид основного окна программы. Окно состоит из двух графиков — Signal #1 (сигнал по дифференциальному входу) и Signal #2 (сигнал по линейному входу). Значения измеряемой величины калибруются к нужным пользователю еди-

ницам измерения с помощью коэффициентов Offset и Gain, которые отображены на рис. 5 для каждого сигнала отдельно. Программа предусматривает возможность осуществления фильтрации данных с помощью цифровых нерекурсивных усредняющих фильтров восьмого порядка.

Измерительная система усиления–перемещения была апробирована при исследовании механики разрушений легких и сверхтвердых бетонов. Проведение измерений до полного разрушения бетонных конструкций из различных материалов осуществлялось в диапазоне от 0 до 3 тс. Разработанная измерительная система усиления–перемещения позволила значительно повысить точность измерений, а также автоматизировать процесс исследования.

### Заключение

На базе микроконтроллера CY8C27443 разработана система обработки информации с использованием тензорезистивных сенсоров на основе нитевидных кристаллов кремния, что позволило существенно повысить разрешающую способность сенсоров с одновременным уменьшением рассеиваемой мощности чувствительных элементов по сравнению с традиционными методами превращения сигнала. Описаны основные особенности сопряжения сенсоров с микроконтроллерами и современные подходы относительно разработок сенсоров с цифровой обработкой информации. Показана перспективность использования микроконтроллеров CYPRESS для обработки информации в сенсорных устройствах.

Измерительная система усиления–перемещения была апробирована при исследовании механики разрушений легких и сверхтвердых бетонов. Несмотря на конкретное предназначение устройства, система универсальна.

### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Тайманов Р. Е., Сапожникова К. В. Проблемы создания нового поколения интеллектуальных датчиков // Датчики и системы.— 2004.— №11.— С. 50—58.
2. Druzhinin A., Lavitska E., Maryamova I., Khoverko Y. Laser recrystallized SOI layers for sensor applications at cryogenic temperatures // In book: Progress in SOI structures and devices operating at extreme conditions.— Netherlands: Kluwer Acad. Publishers, 2002.— P. 233—237.
3. Voronin V., Maryamova I., Zaganyach Y. et al. Silicon whiskers for mechanical sensors // Sensors and Actuators.— 1992.— Vol. A30.— P. 27—33.
4. Maryamova I., Lavitska E., Tykhan M. et al. Semiconductor mechanical sensors for adverse and dynamic conditions // Proceedings IMEKO World Congress. Finland.— 1997.— Vol. IX A.— P. 99—103.
5. <http://www.cypress.com>.
6. Вуйцик В., Голяка Р., Калита В. та ін. Аналогова мікросхемотехніка вимірювальних та сенсорних пристроїв.— Львів: “Львівська політехніка”, 1999.

Г. И. КЛЫМ, А. ИНГРАМ, к. ф.-м. н. И. В. ГАДЗАМАН,  
д. ф.-м. н. О. И. ШПОТЮК, к. т. н. Н. М. ВАКИВ

Украина, г. Львов, НПП "Карат", НУ "Львовская политехника";  
Дрогобычский гос. педагогический ун-т им. Ивана Франко;  
Польша, Опольский технический университет  
E-mail: shpotyuk@novas.lviv.ua

Дата поступления в редакцию  
05.09 2006 г.

Оппонент к. т. н. С. И. КРУКОВСКИЙ  
(НУ им. Ивана Франко, г. Львов)

## ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОЗИТРОННОЙ АННИГИЛЯЦИОННОЙ СПЕКТРОСКОПИИ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ПРОЦЕССОВ ВЛАГОПОГЛОЩЕНИЯ В НАНОПОРИСТОЙ КЕРАМИКЕ $MgAl_2O_4$

*Техника позитронной аннигиляционной спектроскопии — перспективный метод характеристики процессов влагопоглощения в материалах для создания активных элементов сенсоров влажности.*

В качестве активных элементов сенсоров влажности используется целый ряд материалов, в том числе керамические компакты, т. е. спеченные порошки с высоким содержанием влагосорбирующих пор. Одним из перспективных представителей такого рода материалов является алюмомагнетитовая шпинельная керамика  $MgAl_2O_4$ , которая характеризуется достаточно равномерной пористой структурой, способствующей эффективной адсорбции влаги. Экспериментальные исследования этого материала проводятся в лабораториях ведущих производителей сенсорной техники вот уже на протяжении более 40 лет.

Несмотря на такую заинтересованность, определенные проблемы в этой области до сих пор остаются нерешенными. Так, в исследовании микроструктуры внутренних пор влагочувствительной керамики методами сканирующей электронной микроскопии и ртутной порометрии можно исследовать макро- и мезопоры, однако невозможно исследовать цилиндрические поры радиусом менее 1—2 нм, которые отвечают за процессы капиллярной конденсации влаги. Поэтому для исследования нанопор дополнительно к традиционным методам необходимо использовать и альтернативные. К числу таких методов принадлежит позитронная аннигиляционная спектроскопия (ПАС) — один из наиболее перспективных методов для исследования топологии внутренних пустот твердотельных сред [1—3].

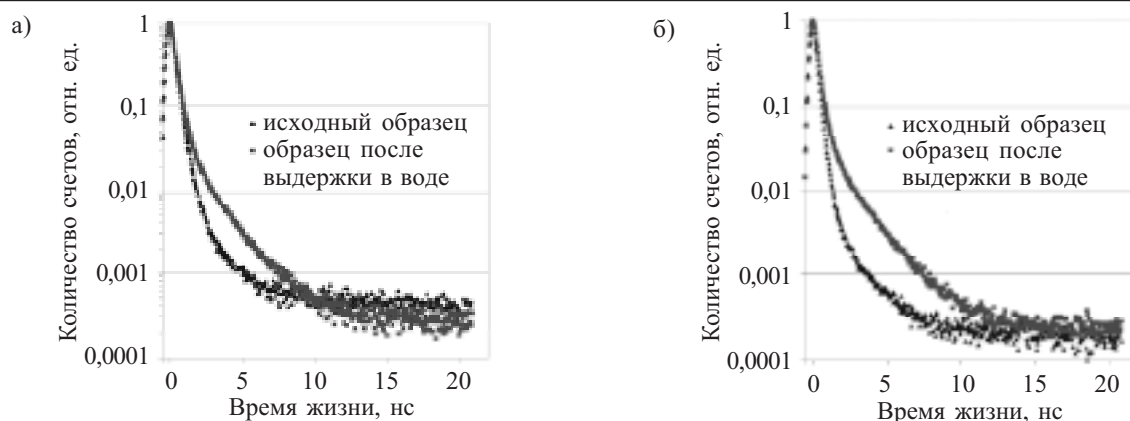
Ранее этот метод успешно использовался для изучения объемных дефектов в перовскитной керамике  $BaTiO_3$  [4, 5] и  $SrTiO_3$  [6], нанокристаллических шпинельных ферритах [7], прозрачной керамике  $MgAl_2O_4$ , полученной методом горячего прессования [8]. В этих материалах основной канал позитронной аннигиляции приписывался индивидуальным вакансиям, вакансионнообразным кластерам, межзеренным границам и наноструктурным пустотам, которые могут захватывать позитроний. При обработке полученных данных наилучшие результаты достигались при так называемой 3-компонентной процедуре математической подгонки. Однако в некоторых случаях (как например в работе [8]) конкретная информация о треть-

ей компоненте спектра, которая относится к аннигиляции атомов орто-позитрония (o-Ps), не представлялась вообще. Вместе с тем при изучении процессов влагопоглощения в пористых цементах [9] именно самая длинная компонента спектра приписывалась так называемому каналу "pick-off" аннигиляции o-Ps в наполненных влагой порах.

Нами установлено, что в алюмомагнетитовой шпинельной керамике  $MgAl_2O_4$  возможны два канала позитронной аннигиляции — захват позитронов на объемных дефектах и распад o-Ps [10]. Цель настоящей работы — изучение возможности использования метода ПАС для характеристики процессов влагопоглощения в данной керамике с учетом возможности аннигиляции o-Ps в наполненных водой порах — подобно тому, как это происходит в цементах [9].

Для получения образцов активных элементов сенсоров влажности (СВ) применяли стандартную керамическую технологию [11]. Образцы спеклали в специальных температурно-временных режимах с максимальными температурами  $T_c$  1100 и 1400°C. Как показали результаты рентгенофазного анализа, керамика, спеченная при  $T_c=1100^\circ\text{C}$ , содержит основную фазу шпинели  $MgAl_2O_4$  (около 81%), а также дополнительные фазы оксидов MgO (до 1%) и  $\alpha-Al_2O_3$  (до 8%). В то же время керамика, спеченная при  $T_c=1400^\circ\text{C}$ , более совершенна по своему фазовому составу, т. к. наряду с основной шпинельной фазой  $MgAl_2O_4$  содержит лишь небольшое количество фазы MgO (до 1,5%) [12].

ПАС-измерения проводили с помощью спектрометра ORTEC [13]. В качестве источника позитронов использовали изотоп  $^{22}\text{Na}$ , который размещали между двумя идентичными образцами керамики. Измерения проводили в образцах керамики, полученных непосредственно после их спекания, при температуре окружающей среды 20°C и относительной влажности  $\approx 35\%$ , как и в [9]. После этого образцы помещали на 12 ч в дистиллированную воду и затем повторяли измерения. Полученные ПАС-спектры обрабатывали с помощью компьютерной программы LT [14], используя сумму нескольких экспоненциальных функций. Для исследуемых пар образцов использовали три измерения ПАС-спектра, каждый из которых многократно обрабатывали. Лучшие результаты отбирали по наименьшему среднему квадратическому отклонению между экспериментальными и расчетными значениями.



Нормализованные спектры времен жизни позитронов для исследованной керамики  $MgAl_2O_4$ , спеченной при температуре  $1100^\circ C$  (а) и  $1400^\circ C$  (б)

Нормализованные спектры времен жизни позитронов для исследуемой керамики  $MgAl_2O_4$  (см. рисунок) представляют собой суперпозицию нескольких составляющих с разными временами жизни позитронов. Математическое разложение таких кривых представляется суммой убывающих экспоненциальных функций с разными значениями показателей степени, обратно пропорциональных величинам времен жизни позитронов [14].

Как было показано нами ранее [10], при математической обработке ПАС-спектра алюмомагнетитовой керамики компьютерной программой LT наилучшие результаты достигаются при 3-компонентной процедуре подгонки. Кроме времен жизни позитронов  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  и  $\tau_3$ , а также их интенсивностей  $I_1$ ,  $I_2$  и  $I_3$ , полученных непосредственно программой LT, вычислялось среднее время жизни позитронов  $\tau_{av}$ , отображающее преобладающую в материале дефектную среду [7],

$$\tau_{av} = \frac{\tau_1 I_1 + \tau_2 I_2}{I_1 + I_2}, \quad (1)$$

время жизни  $\tau_b$ , связанное с аннигиляцией позитронов в свободной от дефектов области материала [4, 7, 8],

$$\tau_b = \frac{I_1 + I_2}{\frac{I_1}{\tau_1} + \frac{I_2}{\tau_2}} \quad (2)$$

и скорость захвата позитронов дефектами  $\kappa_d$  [13]

$$\kappa_d = \frac{I_2}{I_1} \left( \frac{1}{\tau_b} - \frac{1}{\tau_2} \right). \quad (3)$$

Кроме того, для исследуемой керамики  $MgAl_2O_4$  разница  $\tau_2 - \tau_b$  принималась в качестве параметра,

определяющего средний размер дефектов, захватывающих позитроны [7, 15], а отношение  $\tau_2/\tau_b$  — в качестве параметра, отображающего природу объемных дефектов [8].

В исходных образцах керамики времена жизни  $\tau_1$  и  $\tau_2$ , а также соответствующие интенсивности  $I_1$  и  $I_2$ , уменьшаются при увеличении температуры спекания (см. таблицу). Вследствие этого уменьшаются и параметры захвата позитронов дефектами  $\tau_{av}$  и  $\tau_b$ . Однако отношение  $\tau_2/\tau_b$  при этом остается постоянным и составляет 1,70. Несомненно, этот факт свидетельствует о преобладании в исследуемой алюмомагнетитовой керамике одного и того же дефектного центра захвата позитронов с характерными размерами порядка двух-трех атомных вакансий [13].

На основании сравнения полученных данных с результатами работы [13], а также принимая во внимание особенности микроструктуры спеченной керамики, можно предположить, что такие дефекты локализируются преимущественно на границах зерен (в области межзеренных границ). Несмотря на заметное структурное различие образцов, спеченных при двух разных значениях  $T_c$ , позитроны захватываются объемными дефектами с одинаковой скоростью  $\kappa_d = 0,60 \text{ нс}^{-1}$ , однако величина  $\tau_2 - \tau_b$  существенно выше в керамике, полученной при  $1100^\circ C$ . Таким образом, центры захвата позитронов существенно не различаются по своему структурно-химическому происхождению в образцах исследуемой керамики, хотя величина сопутствующего свободного объема заметно выше в структурно менее совершенной керамике, полученной при  $1100^\circ C$ .

ПАС-характеристики влагочувствительной керамики  $MgAl_2O_4$ , математически обработанные 3-компонентной процедурой подгонки с использованием программы LT

$T_c, ^\circ C$	История образца	Параметры подгонки						Параметры захвата позитронов				
		$\tau_1$ , нс	$I_1$ , отн. ед.	$\tau_2$ , нс	$I_2$ , отн. ед.	$\tau_3$ , нс	$I_3$ , отн. ед.	$\tau_{av}$ , нс	$\tau_b$ , нс	$\kappa_d$ , нс <sup>-1</sup>	$\tau_2 - \tau_b$ , нс	$\tau_2/\tau_b$ , отн. ед.
1100	Исходный	0,24	0,68	0,50	0,30	2,59	0,02	0,32	0,28	0,60	0,21	1,70
	После выдержки в водной среде	0,24	0,56	0,50	0,29	1,88	0,15	0,33	0,29	0,70	0,21	1,70
1400	Исходный	0,19	0,76	0,36	0,22	1,90	0,02	0,24	0,21	0,60	0,15	1,70
	После выдержки в водной среде	0,21	0,56	0,43	0,32	1,94	0,12	0,29	0,26	0,90	0,17	1,70

Установлено, что по мере увеличения  $T_c$  время жизни третьей компоненты  $\tau_3$  также уменьшается (см. табл.), тогда как интенсивность этой компоненты в обоих случаях существенно не изменяется, оставаясь на уровне 0,02. В рамках используемой программы ЛТ обработки полученных спектров устранить эту компоненту без заметного ухудшения величины среднеквадратического отклонения не удастся. Следовательно, можно предположить, что в объемных пустотах (порах) исследуемой керамики процесс аннигиляции позитронов развивается путем так называемого „pick-off” — распада атомов  $o\text{-Ps}$  [9, 16]. Близость величины  $\tau_3$  к характерному значению времен жизни атомов  $o\text{-Ps}$  в воде при комнатных температурах (1,84 нс) [17] свидетельствует о возможном частичном или полном насыщении этих пор адсорбированной влагой.

Результаты последующего эксперимента с образцами керамики, выдержанными дополнительно в дистиллированной воде, полностью подтверждают этот вывод. Так, в частности, нами установлено, что в образцах керамики, спеченной при более низкой температуре (1100°C), время жизни третьей компоненты  $\tau_3$  уменьшается после выдержки в водной среде от 2,59 до 1,88 нс, тогда как в образцах структурно более совершенной керамики, полученной при 1400°C, это значение практически остается постоянным на уровне 1,9 нс. В обоих случаях интенсивность третьей компоненты  $I_3$  увеличивается в несколько раз, в полном соответствии с аналогичным возрастанием количества адсорбированной влаги.

Необходимо подчеркнуть, что вышеотмеченные изменения третьей компоненты спектра позитронной аннигиляции полностью компенсируются соответствующим уменьшением интенсивности первой компоненты (см. табл.), тогда как параметры второй компоненты остаются практически без изменений. Это означает, что процесс захвата позитронов объемными дефектами в исследуемой керамике близок к насыщению, независимо от ее структурного совершенства, определяемого максимальной температурой спекания  $T_c$ .

Естественно, возникает вопрос, каким же образом процесс влагопоглощения сказывается на параметрах позитронного захвата и сказывается ли он вообще.

В этом отношении можно предположить, что наличие адсорбированной влаги способно каким-то образом повлиять на конечную эффективность захвата позитронов (т. е. на сродство дефектов к позитронам), изменяя в первую очередь такие параметры как  $\tau_{av}$ ,  $\tau_b$  и  $\kappa_d$ . Однако при этом не ожидается существенных изменений параметров позитронного захвата, определяемых геометрией объемных дефектов, таких как  $\tau_2/\tau_b$  [13].

Как следует из таблицы, после выдержки образцов керамики в водной среде увеличиваются не только времена жизни  $\tau_{av}$  и  $\tau_b$ , но и скорость позитронного захвата  $\kappa_d$  (от 0,60 до 0,70 нс<sup>-1</sup> в образцах, полученных при 1100°C, и от 0,60 до 0,90 нс<sup>-1</sup> в образцах, полученных при 1400°C). Несомненно, этот факт свидетельствует об интенсивном каталитическом влиянии процесса влагопоглощения в алюмомагниевого керамики на захват позитронов объемными дефектами.

Как и ожидалось, вследствие адсорбции керамической влаги геометрия дефектов практически не изменяется, поскольку отношение  $\tau_2/\tau_b$  остается постоянным и составляет 1,70. Слабое увеличение параметра  $\tau_2/\tau_b$  во влагонасыщенных образцах керамики, полученной при 1400°C (см. табл.), свидетельствует о повышении эффективности захвата позитронов дефектами больших объемов при условии заполнения их влагой.

\*\*\*

Таким образом, техника позитронной аннигиляционной спектроскопии является перспективным методом не только для изучения объемных дефектов, но и для исследования процессов влагопоглощения — в частности, в нанопористой шпинельной керамике типа  $\text{MgAl}_2\text{O}_4$ .

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Traversa E. Ceramic sensors for humidity detection: the state-of-the-art and future development // *Sensors and Actuators*.— 1995.— Vol. 23.— P. 135—156.
2. Kulwicki B. M. Humidity sensors // *J. Am. Ceram. Soc.*— 1991.— Vol. 74, N 4.— P. 697—708.
3. Seiyama T., Yamazoe N., Arai H. Ceramic humidity sensors // *Sensors and Actuators*.— 1983.— Vol. 4.— P. 85—96.
4. Langhammer H. T., Müller T., Polity A. et al. On the crystal and defect structure of manganese-doped barium titanate ceramics // *Mater. Lett.*— 1996.— Vol. 26.— P. 205—210.
5. Massoud A. M., Krause-Rehberg R., Langhammer H. T. et al. Defect studies in  $\text{BaTiO}_3$  ceramics using positron annihilation spectroscopy // *Mater. Sci. Forum*.— 2001.— Vol. 363—365.— P. 144—146.
6. Zhi Y., Chen A. A positron annihilation study of  $\text{SrTiO}_3$ -based ceramics // *J. Phys.*— *Condens. Matt.*— 1993.— Vol. 5.— P. 1877—1882.
7. Ghosh S., Nambissan P. M. G., Bhattacharya R. Positron annihilation and Mössbauer spectroscopic studies of  $\text{In}^{3+}$  substitution effects in bulk and nanocrystalline  $\text{MgMn}_{0,1}\text{Fe}_{1,9-x}\text{O}_4$  // *Phys. Lett. A*.— 2004.— Vol. 325.— P. 301—308.
8. He J., Lin L., Lu T., Wang P. Effects of electron- and/or gamma-irradiation upon the optical behavior of transparent  $\text{MgAl}_2\text{O}_4$  ceramics: different color centers induced by electron-beam and  $\gamma$ -ray // *Nucl. Instr. Meth. Phys. Res. B*.— 2001.— Vol. 191.— P. 596—599.
9. Consolati G., Dotelli G., Quasso F. Investigation of nanostructures in ordinary cement through positron annihilation lifetime spectroscopy // *J. Appl. Phys.*— 1999.— Vol. 86, N 8.— P. 4225—4231.
10. Shpotyuk O., Ingram A., Klym H. et al. PAL spectroscopy in application to humidity-sensitive  $\text{MgAl}_2\text{O}_4$  ceramics // *J. Europ. Ceram. Soc.*— 2005.— Vol. 25.— P. 2981—2984.
11. Поляков А. А. Технология керамических радиоэлектронных материалов.— М.: Радио и связь, 1989.
12. Винник И. Б., Гадзаман И. В., Клым Г. И. и др. Получение алюмомагниевого керамики с улучшенными влапочувствительными характеристиками // *Технология и конструирование в электронной аппаратуре (ТКЭА)*.— 2006.— № 2.— С. 60—62.
13. Krause-Rehberg R., Leipner H. S. Positron annihilation in semiconductors. Defect studies.— Berlin—Heidelberg—New York: Springer-Verlag, 1999.
14. Kansy J. Microcomputer program for analysis of positron annihilation lifetime spectra // *Nucl. Instr. Meth. Phys. Res.*— 1996.— Vol. A 374.— P. 235—244.
15. Nambissan P. M. G., Upadhyay C., Verma H. C. Positron lifetime spectroscopic studies of nanocrystalline  $\text{ZnFe}_2\text{O}_4$  // *J. Appl. Phys.*— 2003.— Vol. 93, N 10.— P. 6320—6326.
16. Consolati G., Quasso F. Evolution of porosity in a Portland cement paste studied through positron annihilation lifetime spectroscopy // *Radiation Physics and Chemistry*.— 2003.— Vol. 68.— P. 519—521.
17. Kotera K., Saito T., Yamanaka T. Measurement of positron lifetime to probe the mixed molecular states of liquid water // *Phys. Lett. A*.— 2005.— Vol. 345.— P. 184—190.

Г. Я. КАРАПЕТЬЯН, В. Ф. КАТАЕВ

Россия, г. Волгодонск, Институт термоэлектричества  
E-mail: kvf@volgodonsk.ru

Дата поступления в редакцию  
30.01—30.08 2006 г.

Оппонент к. т. н. Ю. Э. ПАЭРАНД  
(ДонГТУ, г. Алчевск)

## ПАССИВНЫЙ ДАТЧИК НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ ДЛЯ ДИСТАНЦИОННОГО КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ

*Применение пассивных датчиков позволит отказаться от передатчиков и источников питания, применяемых в настоящее время с активными датчиками, работающими по радиосигналу.*

Проблема беспроводного дистанционного контроля физических параметров (давления, температуры, влажности, напряженного состояния, радиационного фона) в настоящее время решается с помощью различных датчиков по радиосигналу, т. е. к датчику прилагается радиопередатчик, который и осуществляет беспроводную передачу информации от датчика. Но для передатчика требуется источник питания, который по мере необходимости заменяют. Вместе с тем датчик может быть установлен в труднодоступном месте или в условиях, когда для замены источника питания необходимо останавливать работу объекта, что не всегда возможно.

Цель настоящей работы — получение датчиков в виде пассивных устройств, не требующих источника питания. Такой датчик может быть установлен в труднодоступном или опасном месте лишь однажды.

Предлагаемый датчик представляет собой (рис. 1) линию задержки (ЛЗ) на поверхностных акустических волнах (ПАВ), содержащую один встречно-штыревой преобразователь (ВШП1), соединенный с антенной, и другой — ВШП2, соединенный с нагрузкой  $Z$ , величина которой зависит от измеряемого параметра (давления, влажности, температуры, интенсивности излучения).

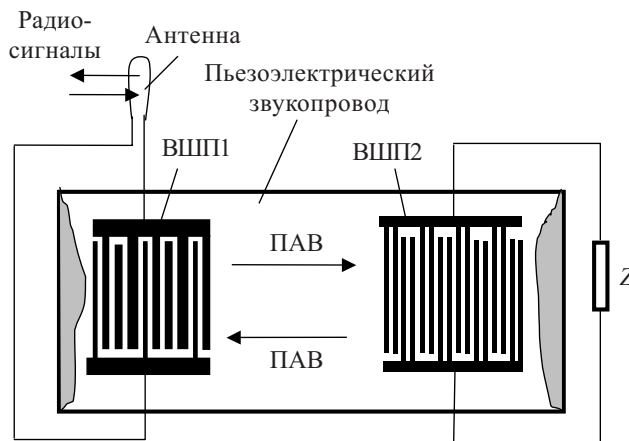


Рис. 1. Конструкция датчика физической величины

Коэффициент отражения ПАВ от ВШП определяется выражением

$$K_{\text{отр}} = \frac{G_a}{G_a + j\omega C_T + B_a + Y}, \quad (1)$$

где  $G_a$  — активная составляющая проводимости излучения ВШП;  
 $\omega = 2\pi f$ ;  
 $f$  — частота;  
 $C_T$  — статическая емкость ВШП;  
 $B_a$  — реактивная составляющая проводимости излучения ВШП;  
 $Y = 1/Z$ .

При этом значения  $B_a$  и  $G_a$  определяются по формулам [1, с. 99—100]

$$G_a \approx 8f_0 k^2 C_T N \left( \frac{\sin X}{X} \right)^2;$$

$$B_a \approx 8f_0 k^2 C_T N \left( \frac{\sin 2X - 2X}{2X} \right);$$

$$X = \pi N \frac{(f - f_0)}{f_0};$$

$$C_T = \omega N C,$$

где  $f_0$  — частота акустического синхронизма ВШП,

$$f_0 = \frac{V_{\text{ПАВ}}}{\lambda};$$

$V_{\text{ПАВ}}$  — скорость ПАВ;

$\lambda$  — период ВШП;

$k$  — коэффициент электромеханической связи;

$N$  — число пар электродов (периодов) ВШП;

$C$  — емкость одноволновой секции ВШП.

Как видно из выражения (1), при изменении величины нагрузки коэффициент отражения ПАВ от ВШП меняется. Это приводит к изменению величины и фазы отраженного от ЛЗ радиосигнала, что позволяет оценить величину нагрузки, а по ней и величину исследуемого параметра. Зависимость коэффициента отражения от величины внешней нагрузки будет особенно сильной, если нагрузка имеет индуктивно-емкостный вид, т. е.

$$Z = j(\omega L - \frac{1}{\omega C}), \quad (2)$$

где  $L$  — индуктивность. В этом случае

$$Y = 1/Z = j \frac{1}{\omega C (\omega^2 L^2 + 1/\omega^2 C^2)} - j \frac{\omega L}{\omega^2 L^2 + 1/\omega^2 C^2}.$$

При надлежащем подборе индуктивности можно скомпенсировать собственную емкость ВШП в выражении (1), и тогда величина коэффициента отражения начинает сильно зависеть от величины емкости, особенно если величина  $G_a$  меньше или близка к величине емкости составляющей проводимости излучения  $\omega C$ .

В эксперименте была использована ЛЗ на ПАВ, в которой ВШП расположены на подложке  $YX/128^\circ$ -срезы ниобата лития. Приемопередающий ВШП был выполнен однонаправленным [2] с апертурой, равной 80 длинам ПАВ на центральной частоте, и содержал 17 отражателей. Отражательный ВШП содержал 15 пар расщепленных электродов. Расщепленные электроды были выбраны для устранения отражения ПАВ от электродов ВШП (в противном случае формула (1) будет несправедлива, т. к. в ней не учтено отражение от каждого штыря в отдельности). Расстояние между ВШП было равно 4 мм, а центральная частота составляла 645 МГц. Амплитудно-частотная характеристика ЛЗ показана на рис. 2.

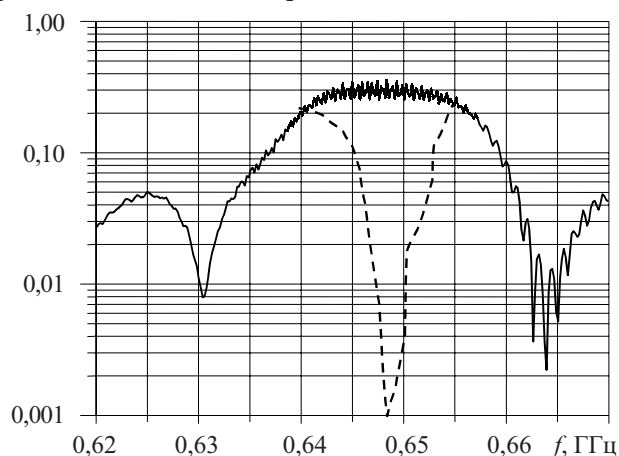


Рис. 2. АЧХ линии задержки

Отражательный ВШП может быть нагружен на последовательно соединенные индуктивность и емкость. В качестве емкости был выбран варикап, емкость которого могла изменяться под действием управляющего напряжения. Кроме того, в ЛЗ еще расположен приемный ВШП, который аналогичен отражательному. В этом случае отражательный ВШП оказывается расположенным между приемопередающим и приемным ВШП, и можно измерять коэффициент прохождения —

$$K_{\text{прох}} = 1 - K_{\text{отр}}, \quad (3)$$

а по нему судить о коэффициенте отражения.

Пунктирной линией на рис. 2 показана АЧХ ЛЗ, когда ненагруженный отражательный ВШП находит-

ся между двумя другими ВШП. Как видно из рисунка, более 90% энергии ПАВ не доходит до приемного ВШП, и как следует из выражения (3),  $K_{\text{отр}}$  имеет значение более 90%.

При подсоединении к отражательному ВШП последовательно соединенных индуктивности и варикапа можно, регулируя напряжение на варикапе, добиться такого положения, что провал на АЧХ почти полностью исчезает, т. е. изменением емкости достигается глубокая (более 90%) модуляция коэффициента отражения. При этом напряжение на варикапе изменяется в пределах 1,5—2 В, т. е. глубина модуляции изменения емкости получается не более 50%. Если емкость будет меняться под действием внешних воздействий (давления, температуры, влажности, радиации), то очевидно, что эффект будет тот же: коэффициент отражения будет изменяться, фиксируя изменение внешнего воздействия.

Использование в ЛЗ однонаправленных ВШП [2] позволяет довести вносимые потери до 3 дБ, т. е. отраженный от ЛЗ сигнал при 100%-ном отражении ПАВ от ВШП будет по мощности всего в 2 раза меньше, чем падающий на ЛЗ радиосигнал. Использование дециметрового диапазона (400—1000 МГц) позволяет изготовить приемопередающую антенну малогабаритной и осуществлять контроль параметров на расстоянии в несколько сот метров в зависимости от мощности сигнала, падающего на антенну.

Разработка таких датчиков, устанавливаемых однажды и не требующих питания, позволит:

- создать системы беспроводного дистанционного контроля физических параметров (давления, температуры, влажности, радиационного фона) в труднодоступных местах, позволяющие осуществлять комплексный мониторинг напряженного состояния и ресурсной способности (наличие трещин, расслоений, дефектов и т. п.) узлов и конструкций, а также безопасности обслуживающего персонала, посетителей и др.;

- создать системы беспроводного непрерывного получения и обработки информации о напряженном состоянии и прочности конкретных узлов и инженерных конструкций ответственного назначения в течение длительного времени;

- создать системы беспроводного дистанционного контроля параметров (давление, температура, влажность) различных биологических объектов с целью обеспечения их безопасности.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Морган Д. Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах. — М.: Радио и связь, 1990.
2. Пат. 2195069 России. Однонаправленный преобразователь поверхностных акустических волн / Г. Я. Карапетьян, С. А. Багдасарян. — 2002. — Бюл. № 35.

К. т. н. Ю. И. КОЛПАКОВИЧ, к. т. н. Е. Я. БАДИНТЕР,  
В. И. БУТАКОВ, В. С. ЛАРИН

Республика Молдова, г. Кишинев, НИИ «ELIRI» S. A.,  
Фирма MFTI SRL  
E-mail: eliri@eliri.md, mfti@company.md

Дата поступления в редакцию  
13.12 2005 г. — 05.09 2006 г.

Оппонент к. т. н. Б. А. ДЕМЬЯНЧУК  
(ОНУ им. И. И. Мечникова, г. Одесса)

## ПОМЕХОПОДАВЛЯЮЩИЕ МАГНИТОПРОВОДЫ ИЗ МИКРОПРОВОДА В СТЕКЛЯННОЙ ИЗОЛЯЦИИ

*Рассмотрена теоретическая модель и результаты экспериментальных исследований характеристик помехоподавляющих кольцевых магнитных сердечников на основе литого магнитного микропровода в стеклянной изоляции.*

Одной из задач электромагнитной совместимости является снижение уровня помех. Среди многочисленных способов подавления электромагнитных помех в цепях питания, управления и коммутации РЭА важнейшим является фильтрация паразитных сигналов при помощи помехоподавляющих фильтров нижних частот. В качестве индуктивных элементов таких фильтров часто используют проводники питания.

Индуктивность проводников питания и других развязывающих цепей повышают с помощью малогабаритных магнитопроводов — ферритовых сердечников, надеваемых непосредственно на проводники с током и на выводы элементов защищаемых цепей [1]. Перспективным материалом для изготовления миниатюрных (диаметром 0,5—2 мм) помехоподавляющих сердечников является магнитный микропровод, поскольку, наряду с высокими электрическими параметрами, обеспечивает достаточно приемлемую технологичность.

Целью настоящей статьи являются теоретические исследования и выработка рекомендаций по применению магнитного микропровода в стеклянной изоляции для малогабаритных помехоподавляющих сердечников.

**Свойства аморфного магнитного микропровода (АМП).** Микропровод в стеклянной изоляции [2] обладает высоким сопротивлением изоляции (более  $10^{12}$  Ом·м) наряду с большой магнитной проницаемостью аморфного магнитного материала жилы (десятки и сотни тысяч), что позволяет получать сердечники с магнитными свойствами, обеспечивающими их эффективное использование в различных типах помехоподавляющих фильтров. По уровню магнитных свойств АМП не уступает, а в некоторых случаях и превосходит такие дорогие и сложные в производстве сплавы как пермаллой и пермендюр. АМП, в отличие от указанных сплавов, практически не чув-

ствительны к внешним механическим воздействиям (для сравнения — магнитная проницаемость пермаллоя марки 79НМ после деформации на 10% уменьшается почти в 18 раз). Кроме того, у АМП имеется параметр, позволяющий регулировать уровень магнитных свойств, — это соотношение количества металла и стекла, связанное с величиной внутренних механических напряжений. Учет этого фактора, а также режимы термообработки, позволяют в широких пределах менять магнитные свойства АМП. Характеристики некоторых стандартных Co/Ni/Fe/Mo/B/Si-АМП фирмы MFTI SRL можно найти на сайте [3].

Существенное отличие магнитных свойств лент и АМП проявляется на повышенных частотах. Частотные зависимости действительной ( $\mu'$ ) и мнимой ( $\mu''$ ) частей магнитной проницаемости имеют сложный вид: для микропровода высокое значение вещественной части магнитной проницаемости  $\mu'$  практически не уменьшается с увеличением частоты от 1 кГц до 5 МГц, в то время как для лент уменьшение начинается с 50—80 кГц; максимальное значение мнимой части магнитной проницаемости  $\mu''$  для микропровода достигается на частоте 80 МГц, для лент — 400 кГц [4].

**Фильтры коаксиального типа.** Применяемые в РЭА фильтры на основе магнитопроводов имеют коаксиальную конструкцию, основными элементами которой являются проходной трубчатый дисковый конденсатор и безвитковый дроссель в виде токонесящего центрального проводника, окруженного магнитопроводом (трубкой) из феррита или подобного материала. Такая конструкция обеспечивает минимальную проходную емкость и индуктивность выводов.

Конструкция и эквивалентная электрическая схема фильтра приведены на рис. 1. Проводник защищаемой цепи и проводящее покрытие фильтра образуют распределенный конденсатор С. Параметры

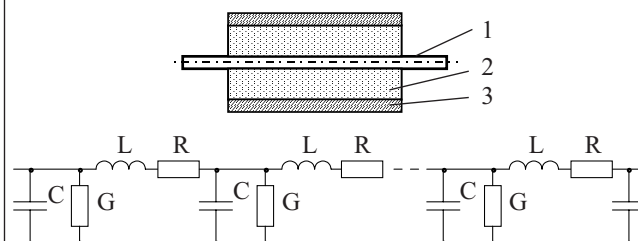


Рис. 1. Конструкция и эквивалентная электрическая схема коаксиального фильтра:

1 — центральный проводник; 2 — магнитопровод; 3 — внешняя обкладка конденсатора

Работы были проведены в Региональном центре «CRDEIMT» ин-та ELIRI S. A. Гранты MR2-1024-CH-03 и MOE2-5022-CH-04 Американского фонда научных исследований и разработок (CRDF).

фильтра определяются величиной погонной индуктивности проводника  $L$ , распределенной емкостью  $C$  и вносимым сопротивлением  $R$ , зависящих как от конструкции фильтра, так и от частоты сигнала подавляемой помехи. Преимущество фильтров с распределенными параметрами определяется слабой зависимостью характеристик помехоподавления от выходного сопротивления источника помехи и входного сопротивления защищаемой цепи.

**Параметры магнитного сердечника.** Для определения влияния параметров магнитного сердечника на основе магнитного микропровода рассмотрим модель магнитопровода на проводнике с током  $I$  (рис. 2). Вектор электрического  $E$  поля в магнитном сердечнике направлен вдоль оси  $Z_1$ , магнитного  $H$  поля — под углом  $\varphi_1$  (радиально). Вначале рассмотрим и опишем поле в отдельном витке магнитного микропровода.

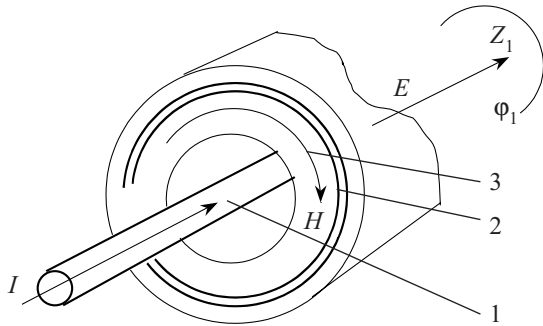


Рис. 2. Магнитный сердечник, состоящий из обмотки магнитного микропровода:  
1 — проводник с током; 2 — часть витка магнитного микропровода; 3 — направление магнитного поля

Для каждого из витков микропровода магнитное поле направлено вдоль его оси ( $z$ ). В цилиндрической системе координат (вдоль оси микропровода) можно записать (с учетом, что величины поля не зависят от координаты  $\varphi$ ) [5, с. 66—68]:

$$-\frac{\partial H_z}{\partial r} = E_\varphi (\sigma + j\omega\epsilon); \tag{1}$$

$$\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial(rH_\varphi)}{\partial r} = E_z (\sigma + j\omega\epsilon); \tag{2}$$

$$-\frac{\partial E_z}{\partial r} = -j\omega\mu H_\varphi; \tag{3}$$

$$\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial(rE_\varphi)}{\partial r} = -j\omega\mu H_z, \tag{4}$$

где  $\omega$  — круговая частота;  
 $\epsilon, \mu, \sigma, r$  — электрическая и магнитная проницаемость, проводимость и радиус микропровода (расстояние от оси микропровода), соответственно.

Здесь мы приняли следующие упрощения:

- не учитываем закругления витков, поскольку при малом диаметре жилы микропровода и относительно большом радиусе намотки микропровод можно считать прямым;
- не учитываем взаимодействия полей отдельных витков между собой.

Решение системы уравнений (1)—(4) для магнитной и электрической составляющей имеет вид

$$H_{z_i} = \frac{I}{\pi D_i} \cdot \frac{J_0(kr)}{J_0(kr_i)}; \tag{5}$$

$$E_{z_i} = \frac{Ik}{\pi D_i \sigma_1} \cdot \frac{J_1(kr)}{J_0(kr_i)}; \tag{6}$$

где  $D_i$  — диаметр  $i$ -го витка микропровода в сердечнике;  
 $J_0$  — функция Бесселя первого рода нулевого порядка;  
 $r_i = d_i/2$  — радиус жилы микропровода;  
 $k^2 = -j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)$ ;  
 $\sigma_1 = \sigma + j\omega\epsilon$ ;  
 $J_1$  — функция Бесселя первого рода первого порядка.

Постоянная интегрирования определяется из условия, что на поверхности жилы микропровода ( $r=r_1$ ) напряженность магнитного поля помех равна напряженности поля, создаваемого током помех в проводнике.

Поскольку витки микропровода направлены согласно магнитному полю проводника с током (радиально-упорядоченно), то магнитное сопротивление витков магнитного микропровода намного меньше, чем в магнитодиэлектрике с таким же процентным содержанием магнитных частиц. При этом при высоких магнитных характеристиках достигаются хорошие изоляционные свойства, что препятствует размагничиванию сердечника и уменьшению индукции.

Как правило, сердечники для безвитковых фильтров характеризуют величиной вносимого импеданса [6], который определим через поток вектора Пойтинга, направленного внутрь жилы микропровода (мощность потерь).

Суммарная мощность потерь всех витков сердечника

$$P_c = \frac{I^2 k d_1 h k_z \cdot \ln(D_2 / D_1)}{2d_2^2 \sigma_1} \cdot \frac{J_1(kr_1)}{J_0(kr_1)}, \tag{7}$$

где  $d_1, d_2$  — диаметр жилы и изоляции микропровода, соответственно;  
 $D_1, D_2, h$  — внутренний, внешний диаметры и осевая длина магнитного сердечника, соответственно;  
 $k_z$  — коэффициент заполнения, равный отношению числа витков при идеально плотной намотке к реальному числу витков микропровода.

Вносимое комплексное сопротивление потерь определится как  $Z_c = P_c / I^2$ , откуда выделением мнимой и действительной части можно получить выражения для активной составляющей вносимого сопротивления частотных потерь ( $R_c$ ) и вносимой индуктивности ( $L_c$ ).

Оценочное значение вносимого импеданса на высоких частотах можно определить из упрощенной формулы

$$Z_c = \frac{d_1 h k_z \cdot \ln(D_2 / D_1)}{\pi d_2^2} \sqrt{\omega\mu / \sigma_1}. \tag{8}$$

На рис. 3 показана зависимость вносимого импеданса от частоты для сердечника из микропровода размерами  $\varnothing 1 \times \varnothing 0,5 \times 5$  мм при различных диаметрах жилы микропровода. Относительная магнитная проницаемость микропровода  $\mu=2000$ ,  $\text{tg}\delta=0,5$ . Для увеличения помехоподавления на низких частотах

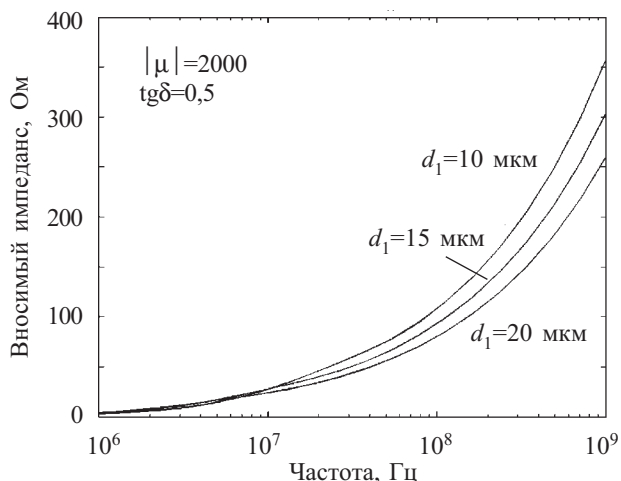


Рис. 3. Зависимость вносимого импеданса от частоты для сердечника из микропровода размерами  $\varnothing 1 \times \varnothing 0,5 \times 5$  мм для различных диаметров  $d_1$  жилы микропровода

(менее 1 МГц) предпочтительно применение толстых проводов с диаметром жилы порядка 40—50 мкм, на более высоких частотах значения вносимого импеданса и помехоподавления определяются в основном вносимым сопротивлением, и там предпочтительно применение микропроводов с диаметром жилы 3—8 мкм. Потери на гистерезис можно задавать подстановкой  $\mu = \mu' - j\mu''$  в соответствующие выражения. При незначительном снижении вносимой индуктивности возможно значительное увеличение вносимого сопротивления (на 2—3 порядка) в низкочастотной области за счет применения микропровода с более широкой петлей гистерезиса (т. е. с увеличенными потерями на перемагничивание), что позволяет существенно увеличить эффективность фильтров на малых частотах.

Помехоподавляющие магнитные сердечники для безвитковых фильтров (ferrite beads) производят многие фирмы, такие как TDK, E Core Corporation, Murata, Intermark и др. По характеристике помехоподавления сердечники этих фирм примерно одинаковы.

В таблице приведены сравнительные характеристики сердечников для безвитковых фильтров Bead Core фирмы Murata Manufacturing Co., Ltd. и сер-

Сравнительные характеристики помехоподавляющих сердечников

Размеры сердечника			Сердечник фирмы Murata	Сердечник из микропровода	
$D_1$ , мм	$D_2$ , мм	$h$ , мм	$ Z $ , Ом, 100 МГц	$ Z $ , Ом, 100 МГц, $\mu=2000$	$ Z $ , Ом, 100 МГц, $\mu=10000$
0,25	0,5	1,0	—	17	38
0,5	1,0	1,0	—	17	38
0,5	1,0	2,0	—	33	77
0,8	1,5	2,0	—	30	70
1,02	1,95	4,9	34	54	125
1,1	3,36	6,0	74	114	263
1,0	3,6	4,85	66	106	244

дечников из микропровода. В первых строчках таблицы показаны только сердечники из микропровода, поскольку другие фирмы не изготавливают сердечников таких габаритов. Применение таких типов малогабаритных сердечников может обеспечить помехоподавление практически с каждого вывода микросхем — там, где это необходимо.

Как можно видеть, сердечники из микропровода обладают в 1,5—2 раза большей эффективностью при величине магнитной проницаемости микропровода  $\mu=2000$  и в 4—5 раз большей эффективностью при  $\mu=10000$ .

На рис. 4 и 5 приведено сопоставление расчетных и экспериментальных зависимостей вносимой индуктивности от частоты для одновитковых фильтров на основе различных марок магнитного микропровода и при различных значениях  $\text{tg}\delta$ . Приведенные данные показывают хорошее совпадение теоретических и экспериментальных результатов.

Помехоподавляющие свойства фильтров могут быть существенно улучшены за счет увеличения числа витков защищаемого проводника (многовитковый

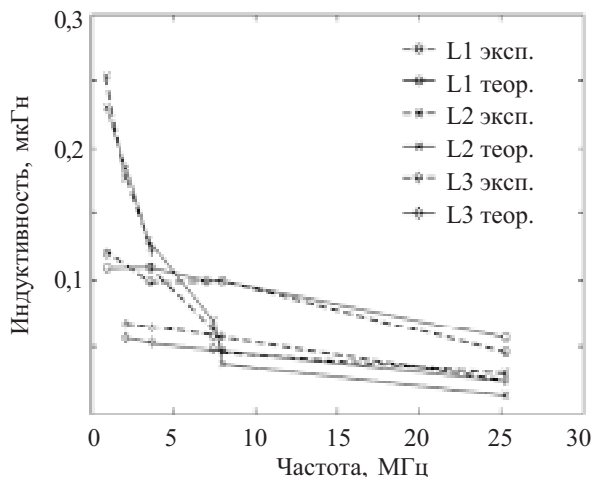


Рис. 4. Экспериментальные и теоретические зависимости вносимой индуктивности от частоты для сердечников на основе различных (L) марок магнитного микропровода

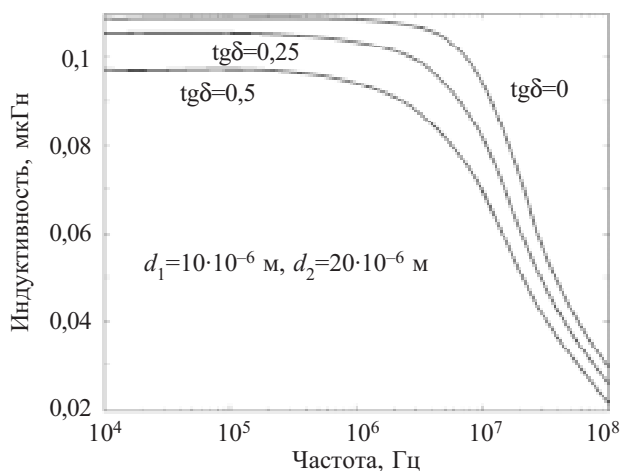


Рис. 5. Зависимость вносимой индуктивности от частоты для сердечника из микропровода с размерами  $\varnothing 1 \times \varnothing 0,5 \times 2$  мм для различных значений  $\text{tg}\delta$

фильтр) и дополнительно включаемых конденсаторов перед и после сердечника.

Рассмотренные сердечники могут применяться не только для подавления помех в цепях питания постоянного тока, но и для подавления высокочастотных гармонических составляющих в других цепях полезного низкочастотного (по сравнению с помехой) сигнала.

#### Заключение

Полученные математические выражения позволяют рассчитать характеристики магнитного помехоподавляющего сердечника для заданных параметров микропровода и, наоборот, определить параметры микропровода, необходимые для определенного типа сердечника.

Для повышения эффективности помехоподавляющих сердечников из микропровода необходимо увеличение магнитной проницаемости, уменьшение диаметра микропровода и увеличение тангенса угла диэлектрических потерь материала жилы микропровода.

На основе литого микропровода могут быть изготовлены миниатюрные (с внешним диаметром от 0,2 до 0,5 мм) помехоподавляющие сердечники для защиты выводов миниатюрных электронных компонентов.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Баев Е. Ф., Фоменко Л. А., Цымбалюк В. С. Индуктивные элементы с ферромагнитными сердечниками.— М.: Сов. радио, 1976.
2. Литой микропровод и его свойства / Е. Бадинтер, Н. Берман, И. Драбенко и др.— Кишинев: Штиинца, 1973.
3. «Microfir Tehnologii Industriale» Ltd. www.microwires.com.
4. Аморфные магнитомягкие сплавы и их применение в источниках вторичного электропитания / Под ред. В. И. Хандогина.— М.: ВНИИ, 1990.
5. Гарновский Н. Н. Теоретические основы электропроводной связи. Ч. 2.— М.: Связьиздат, 1959.
6. MURATA PRODUCTS. Cat. No. O63E-5 фирмы Murata Manufacturing Co., Ltd. 2001.

К. ф.-м. н. Д. М. ЁДГОРОВА

Узбекистан, г. Ташкент, НПО «Физика—Солнце»  
E-mail: yodgorova@uzsci.net

Дата поступления в редакцию  
14.03 2006 г.

Оппонент д. ф.-м. н. А. Н. НАЗАРОВ  
(ИФП им. В. Е. Лашкарёва, г. Киев)

## МЕХАНИЗМ НАСЫЩЕНИЯ ТОКА СТОКА ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА С $p-n$ -ПЕРЕХОДОМ

*Вольт-амперные характеристики с явно выраженным насыщением тока стока обусловлены постепенной частичной рекомбинацией носителей у истоковой части канала.*

До настоящего времени нет однозначного мнения по механизму насыщения тока стока полевого транзистора. В соответствии с моделью Шокли при фиксированном напряжении на затворе  $V_{зи} = \text{const}$  ток стока увеличивается до тех пор ( $V_{нас}$ ), пока не произойдет насыщение тока  $I_{нас}$ . При дальнейшем увеличении запирающего напряжения должны уменьшаться как пороговые напряжения, так и токи насыщения. Считается, что с момента насыщения тока стока происходит охват слоем объемного заряда части вблизи стока [1, с. 131—135], при этом полевой транзистор рассматривается как “идеальный” прибор. Экспериментальные результаты показывают, однако, что на самом деле могут быть различные ситуации [2, с. 325—354; 3, с. 45—64]. Поэтому для корреляции расчетных кривых с реальными необходимо учитывать конструктивные и физические данные конкретной исследуемой структуры.

Настоящая работа посвящена исследованию процессов насыщения тока стока полевого транзистора

с  $p-n$ -переходом, используемого при проектировании самых различных схем.

Исследуемые структуры представляют собой арсенидгаллиевые полевые транзисторы с нижним затвором в виде  $p-n$ -перехода. К каналу  $n$ -типа проводимости на расстоянии 50 мкм сформированы контактные площадки стока и истока шириной 700 мкм. Концентрация носителей в затворе  $2 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$ , а в канале —  $5,5 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$ . Максимальный ток стока при нулевом смещении составляет 0,5 мА, а напряжение отсечки — 2,5 В. Исследования зависимости тока стока от напряжения показали, что в режиме автоматического смещения (присоединение истока к затвору через сопротивление  $R_{см}$ ) дифференциальное сопротивление канала  $R_{кан}^{диф} = V_{си} / I_{си}$  уменьшается, а динамическое выходное сопротивление  $R_{кан}^{дин} = \Delta V_{си} / \Delta I_{си}$  возрастает, и насыщение тока стока становится ярко выраженным. В то же время при соответствующем эквивалентном запирающем напряжении на затворе, например при 1,5 В, зависимость тока стока от напряжения имеет возрастающий характер. Подобная зависимость наблюдается во всем семействе вольт-амперных характеристик (рис. 1).

Наблюдаемое поведение зависимости тока стока от напряжения можно объяснить тем, что при изменении режима смещения имеют место отличающиеся

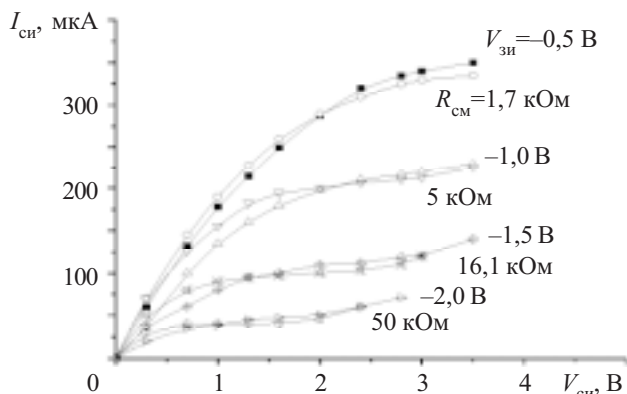


Рис. 1. Зависимости тока стока от напряжения при различных запирающих напряжениях и в режиме автоматического смещения через соответствующие сопротивления

друг от друга физические процессы управления параметрами канала. Для этого обратимся к модельной структуре, показанной на рис. 2.

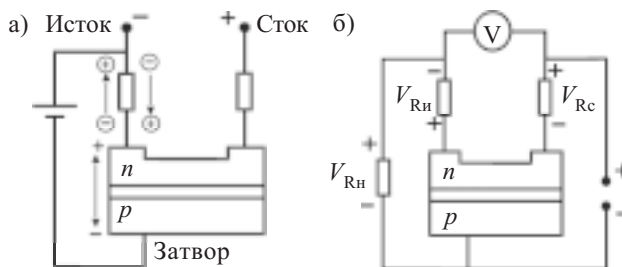


Рис. 2. Модельная структура полевого транзистора при включении по схеме с общим истоком (а) и в режиме автоматического смещения (б)

Модельная структура представляет собой полевой транзистор с  $p-n$ -переходом, где с контактами стока и истока последовательно соединены сопротивления стока ( $R_c$ ) и истока ( $R_n$ ). Значения этих сопротивлений, определенные для рассматриваемой структуры прямыми измерениями [4], составили  $\approx 700$  Ом при сопротивлении канала 3000 Ом.

При включении (рис. 2, а) по схеме с общим истоком напряжение, прикладываемое между стоком и истоком, падает, наряду с сопротивлением канала, на последовательном сопротивлении стока и истока. Кроме того, напряжение, приложенное к переходу "исток—затвор", также падает на последовательном сопротивлении истока и на самом  $p-n$ -переходе. В результате от прикладываемого к переходам "сток—исток" напряжения будет уменьшаться величина напряжения запирающего  $p-n$ -переход затвор-исток за счет взаимной компенсации противоположно направленных напряжений на последовательном сопротивлении истока —  $R_n$ . Величина напряжения, падающего на сопротивлении истока ( $R_n=700$  Ом), определяется выражением

$$V_{Rn} = R_n \cdot I_{си} \quad (1)$$

Ровно такое же напряжение будет падать и на сопротивлении стока —  $R_c$ .

В соответствии с экспериментальными данными стоковой вольт-амперной характеристики (рис. 1), напряжения ( $V_{Rn}$ ), падающие на последовательном со-

противлении для запирающего напряжения 1,5 В, приведены в табл. 1.

Таблица 1

Падение напряжения в различных областях структуры полевого транзистора ( $V_{зи}=1,5$  В)

$V_{си}$ , В	$I_{си}$ , А	$V_{Rи}$ , В	$V_{канал}$ , В	$V_{зи}^{p-n}$ , В	$V_{сз}$ , В
0,3	$3,80 \cdot 10^{-5}$	0,0266	0,2468	1,4734	1,7734
0,7	$6,00 \cdot 10^{-5}$	0,042	0,616	1,458	2,158
1	$8,00 \cdot 10^{-5}$	0,056	0,888	1,444	2,444
1,3	$9,50 \cdot 10^{-5}$	0,0665	1,167	1,4335	2,7335
1,6	$1,00 \cdot 10^{-4}$	0,07	1,46	1,43	3,03
2	$1,10 \cdot 10^{-4}$	0,077	1,846	1,423	3,423
2,4	$1,12 \cdot 10^{-4}$	0,0784	2,2432	1,4216	3,8216
2,8	$1,19 \cdot 10^{-4}$	0,0833	2,6334	1,4167	4,2167
3	$1,20 \cdot 10^{-4}$	0,084	2,832	1,416	4,416
3,5	$1,40 \cdot 10^{-4}$	0,098	3,304	1,402	4,902

В момент приложения к переходу "затвор—исток" эквивалентного напряжения 1,5 В сразу имеем сужение проводящей части канала по всей ширине затвора. В дальнейшем, по мере увеличения напряжения, прикладываемого к каналу (переходу "сток—исток"), имеем некоторое линейное уменьшение эффективного значения падающего на самом  $p-n$ -переходе напряжения (рис. 3, кривая 1), в то время как на переходе "сток—затвор" его величина линейно увеличивается (рис. 3, кривая 2). В результате происходит увеличение толщины канала у истоковой части и сужение со стороны стоковой части, чем и объясняется отсутствие ярко выраженного участка насыщения тока на выходных характеристиках.

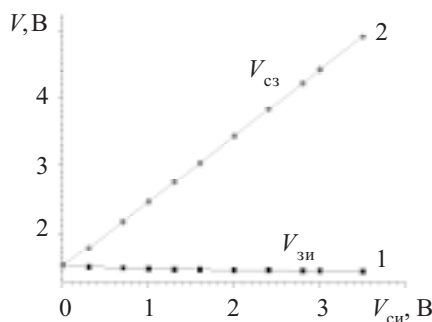


Рис. 3. Напряжения, падающие на переходах "сток—затвор" (2) и "затвор—исток" (1)

Таким образом, вольт-амперные характеристики с неявно выраженным насыщением тока стока обусловлены постепенной частичной рекомбинацией носителей у истоковой части канала под влиянием напряжения стока.

В режиме автоматического смещения согласно модельной структуре рис. 2, б имеем следующую картину. Напряжение, приложенное к переходу "сток—затвор", перераспределяется таким образом, что приложенным к переходу "затвор—исток" оказывается напряжение, падающее на смещающем сопротивлении  $R_{см}$

$$V_{см} = R_{см} I_{си} \quad (2)$$

плюс напряжение, падающее на сопротивлении истока  $V_{Rи}$  (табл. 2).

Таблица 2

Падение напряжения в различных областях структуры полевого транзистора для режима автоматического смещения при  $R_{см} = 16100 \text{ Ом}$

$V_{си}, \text{В}$	$I_{си}, \text{А}$	$V_{Rи}, \text{В}$	$V_{канал}, \text{В}$	$V_{зи}^{p-n} = V_{Rсм}, \text{В}$	$V_{сз}, \text{В}$
0,3	$5,00 \cdot 10^{-5}$	0,035	0,23	0,805	1,105
0,7	$8,00 \cdot 10^{-5}$	0,056	0,588	1,288	1,988
1	$9,00 \cdot 10^{-5}$	0,063	0,874	1,449	2,449
1,3	$9,50 \cdot 10^{-5}$	0,0665	1,167	1,5295	2,8295
1,6	$9,70 \cdot 10^{-5}$	0,0679	1,4642	1,5617	3,1617
2	$1,00 \cdot 10^{-4}$	0,07	1,86	1,61	3,61
2,4	$1,03 \cdot 10^{-4}$	0,0721	2,2558	1,6583	4,0583
2,8	$1,10 \cdot 10^{-4}$	0,077	2,646	1,771	4,571
3	$1,20 \cdot 10^{-4}$	0,084	2,832	1,932	4,932

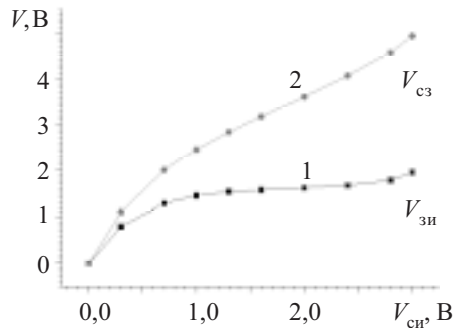


Рис. 4. Напряжения, падающие на переходах "сток—затвор" (2) и "затвор—исток" (1) в режиме автоматического смещения

В итоге с увеличением рабочего напряжения будет одновременно увеличиваться напряжение, запирающее переход "затвор—исток" (рис. 4, кривая 1) и "затвор—сток" (кривая 2). Если каждый раз вначале имеем одну и ту же определенную исходную толщину проводящей части канала (определяемой контактной разностью потенциалов), то с увеличением напряжения получаем его пропорциональное сужение

по всей ширине затвора за счет образования неподвижных ионизованных зарядов, что приводит к ярко выраженному насыщению тока стока. При этом дифференциальное сопротивление канала на начальном участке будет иметь низкие значения по сравнению с номинальным режимом.

**Выводы**

Как видно из экспериментальных данных, качественный вид выходных характеристик полевого транзистора не несет конкретной информации о механизмах их формирования. Они преимущественно определяются, в зависимости от режима включения, неявными дополнительными физическими процессами, вызываемыми влиянием реальных параметров структуры — "паразитного" сопротивления истока, длины канала. В принципе насыщение тока стока обусловлено сжатием (сужением) проводящей части канала, образуемым слоем объемного заряда пропорционально по всей ширине затвора. В рассмотренном режиме автоматического смещения оно обусловлено сопротивлением затвор-исток и канала (исток-сток), искусственно разделенным на две части, где сопротивление затвор-исток имеет постоянное значение, определяемое значением  $R_{см}$ .

При анализе выходных характеристик необходимо произвести оценку напряжений, падающих на каждом переходе относительно затвора. Вольт-амперные характеристики с неявно выраженным насыщением тока стока обусловлены постепенной частичной рекомбинацией носителей у истоковой части канала под влиянием напряжения стока.

**ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ**

1. Арсенид галлия в микроэлектронике / Под ред. Н. Айнспука, У. Уитмена.— М.: Мир, 1988.
2. Зи С. М. Физика полупроводниковых приборов. Кн. 1.— М.: Мир, 1984.
3. Кобболд Р. Теория и применение полевых транзисторов.— Л.: Энергия, 1975.
4. Грибин А. В. Паразитные объемные сопротивления в полевых транзисторах с  $p-n$ -переходом // ТИИЭР.— 1967.— Т. 55, № 11.— С. 282—285.

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

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

- Исследование функциональных характеристик полевого фототранзистора. (Узбекистан, г. Ташкент)
- Исследование энергетической зависимости чувствительности CdTe (CdZnTe) детекторов гамма-излучения методами математического моделирования. (Украина, г. Харьков)
- Термофункциональное гипермоделирование зонда с запирающим потенциалом в проектировании устройств телеметрии и управления. (Украина, г. Одесса)
- Полупроводниковый генераторный модуль для медико-биологических применений. (Украина, г. Днепропетровск)
- Ростовое оборудование для производства полуизолирующего GaAs методом Чохральского. (Украина, г. Харьков)



- Контролируемое уменьшение времени жизни неосновных носителей заряда в  $p^+n$ -диоде импульсами прямого тока большой амплитуды (Украина, г. Киев)
- Анизотропная термоэлектрическая матрица. (Украина, г. Черновцы)
- Исследование твердотельного устройства управления нейрочипом. (Украина, г. Одесса)
- Компенсация фазовой ошибки в излучателях СВЧ волн с помощью импедансной структуры. (Украина, г. Одесса)

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

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

Д. ф.-м. н. Л. А. БУЛАВИН, к. ф.-м. н. О. Ю. АКТАН,  
Т. Ю. НИКОЛАЕНКО, к. т. н. Ю. Е. НИКОЛАЕНКО

Украина, Киевский национальный университет им. Тараса Шевченко  
E-mail: tim\_mail@ukr.net, Nikol@industry.gov.ua

Дата поступления в редакцию  
11.07 2006 г.

Оппонент д. т. н. В. Т. ДЕЙНЕГА  
(НИИ "Шторм", г. Одесса)

## ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕМПЕРАТУРНОГО ПОЛЯ РАДИАТОРА КУЛЕРА

*Показано, что перепад температуры по высоте ребра радиатора серийного кулера может достигать 35°C. Для повышения теплорассеивающей способности ребер предлагается их концы соединять с основанием с помощью тепловой трубы.*

При конструировании современных и перспективных мощных ЭВМ, персональных ЭВМ и других средств электронно-вычислительной техники и управления широко применяются высокопроизводительные микропроцессоры, содержащие большое количество транзисторов. Например, микропроцессоры седьмого поколения Pentium-IV фирмы Intel содержат 42 млн. транзисторов на кристалле и обеспечивают тактовую частоту 1,4—2,2 ГГц [1, с. 30]. Чем больше транзисторов содержит микропроцессор и чем выше его тактовая частота, тем больше потребляемая им мощность. Известны микропроцессоры с потребляемой мощностью 72—150 Вт [2]. Основным фактором, сдерживающим дальнейший рост тактовой частоты и количества транзисторов на кристалле, является нагрев активной области микропроцессора, обусловленный высокой плотностью тепловыделения в кристалле [1, 3].

Для обеспечения нормального теплового режима микропроцессоров используются различные системы: с естественным воздушным охлаждением на основе радиаторов, с активным воздушным охлаждением на основе вентиляторов и радиаторов, с жидкостным охлаждением, термоэлектрические системы на основе элементов Пельтье и криогенные системы [4].

Наиболее распространенными остаются системы охлаждения, в которых использованы ребристые радиаторы, обдуваемые размещенным сверху [4] или внутри них [5] вентилятором, так называемые кулеры. В большинстве случаев ребра радиатора выполняются в виде тонких пластин. Для увеличения теплорассеивающей поверхности радиатора увеличивают высоту ребер, а для интенсификации теплоотвода используют два вентилятора. Однако увеличение высоты ребер может быть эффективно лишь до некоторой величины вследствие термического сопротивления материала ребер, а использование двух вентиляторов нежелательно из-за высокого уровня шума.

Целью данных исследований являлось экспериментальное определение температуры основания ра-

диатора и распределения температуры по высоте ребер серийно выпускаемого одновентиляторного кулера, а также поиск новых технических решений, направленных на повышение эффективности охлаждения.

Экспериментальная установка включала рабочий участок, систему электропитания и систему измерения электрических и тепловых параметров. Основным элементом рабочего участка служил одновентиляторный кулер фирмы Thermaltake с установленным на его основании тепловым имитатором микропроцессора. Верхние концы ребер радиатора заливались расплавленным припоем ПОС 61 на глубину 6—7 мм (рис. 1). В образованном таким образом металлическом кольце были выполнены три углубления для установки и зачеканки термопар. Высота кулера — 80 мм, диаметр радиатора — 64 мм, количество ребер — 60, размеры ребра — 70×8×1 мм, материал — алюминий. Диаметр крыльчатки вентилятора — 43 мм, высота — 25 мм, количество лопастей — 11, частота вращения — 5500 мин<sup>-1</sup>, объемный расход воздуха — 0,654 м<sup>3</sup>/мин (23,1 CFM).

Тепловой имитатор микропроцессора представлял собой мощный резистор на основе алмазоподобной пленки, нанесенной на керамическую пластину размерами 17×15×1 мм. Он устанавливался в центре контактной площадки основания размерами 50×50 мм через слой пасты КПП-8 (рис. 2). Зона теплоотвода тщательно теплоизолировалась слоями асбеста и базальтового волокна.



Рис. 1. Внешний вид кулера с металлическим кольцом на концах ребер

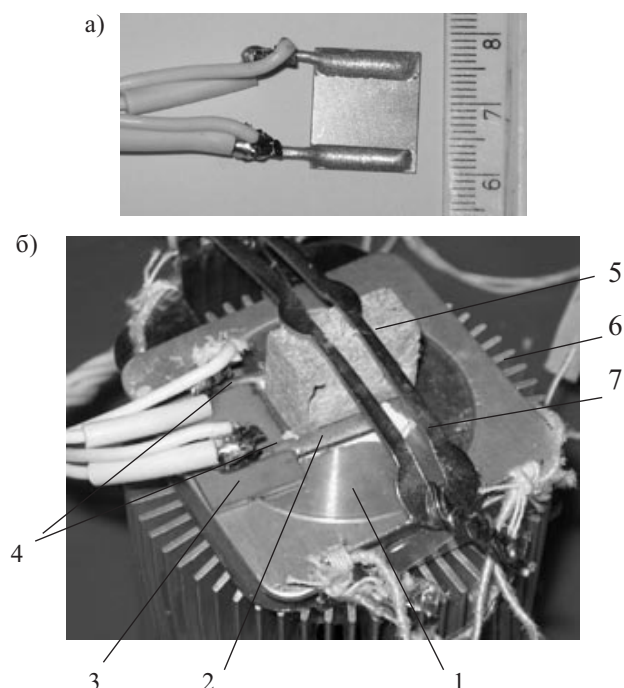


Рис. 2. Общий вид теплового имитатора микропроцессора (а) и его установка на основании радиатора (б): 1 — площадка основания под установку микропроцессора; 2 — тепловой имитатор; 3 — электроизоляционная керамическая пластина; 4 — электрические выводы теплового имитатора; 5 — теплоэлектроизоляционная прокладка; 6 — ребро радиатора; 7 — прижимная скоба

Система электропитания обеспечивала подачу постоянного тока на тепловой имитатор микропроцессора и регулирование его напряжения. Определялись значения тока и напряжения на тепловом имитаторе, а также значения температуры в контрольных точках основания радиатора и его ребер.

Для измерения температуры использовалось восемь хромель-алюмелевых термопар. Две термопары были установлены в основании радиатора под местом установки теплового имитатора и по две термопары — посередине и на концах трех ребер, расположенных по окружности кулера через 90°.

Измерения температурного поля радиатора проводились в условиях принудительного и естественного воздушного охлаждения при различной ориентации кулера. Температура окружающего воздуха в процессе эксперимента колебалась в пределах 21—23°C.

На рис. 3 приведены полученные зависимости максимального значения температуры основания радиатора  $t_{\max}$  от величины подводимого теплового потока  $P$ , которые, как видно из рисунка, имеют линейный характер.

Из рис. 3, а видно, что при принудительном воздушном охлаждении теплорассеивающая способность радиатора достаточно высока во всем рассмотренном диапазоне  $P$ . Так, температура основания радиатора при  $P$  порядка 100 Вт не превышала 66°C в случае вертикальной ориентации кулера, а в случае горизонтальной — 60°C.

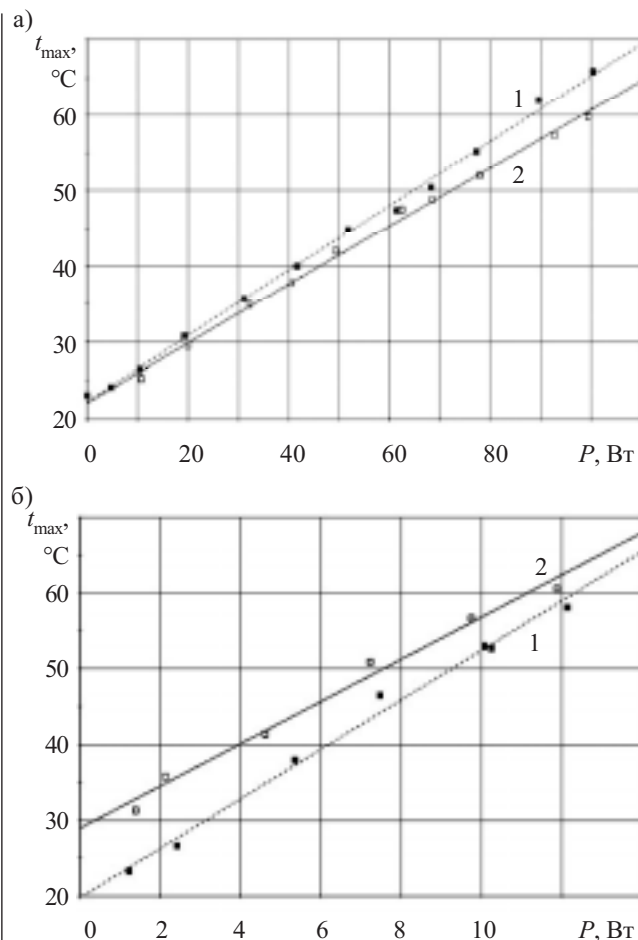


Рис. 3. Зависимость максимальной температуры основания радиатора  $t_{\max}$  от мощности теплового имитатора  $P$  при вертикальной (1) и горизонтальной (2) ориентации кулера:  
а — режим с включенным вентилятором; б — с выключенным вентилятором

Как видно из рис. 3, б, теплорассеивающая способность радиатора при естественной конвекции воздуха намного ниже — при  $P$  порядка 12 Вт температура основания радиатора была около 60°C.

На рис. 4 приведено распределение температуры по высоте  $H$  одного из ребер радиатора в различных режимах работы. Здесь видно, что при всех режимах, за исключением режима естественной конвекции при вертикальной ориентации кулера (рис. 4, в), температура по высоте ребра изменяется достаточно неравномерно.

Как видно из рис. 5, для основного режима работы кулера, т. е. с включенным вентилятором, перепад температуры по высоте ребра ( $\Delta t_p$ ) линейно зависит от величины подводимого теплового потока и при значении  $P$  около 100 Вт достигает 30—35°C. Причем при вертикальной ориентации кулера значения  $\Delta t_p$  несколько выше, чем при горизонтальной.

Отметим, что при горизонтальном расположении кулера из трех исследованных ребер самую высокую температуру имело ребро 2 (см. вставку на рис. 5, б). Вследствие этого перепад температуры вдоль ребра 2 был ниже, чем вдоль ребер 1 и 3, а разница достигала 6°C.

**ОБЕСПЕЧЕНИЕ ТЕПЛОВЫХ РЕЖИМОВ**

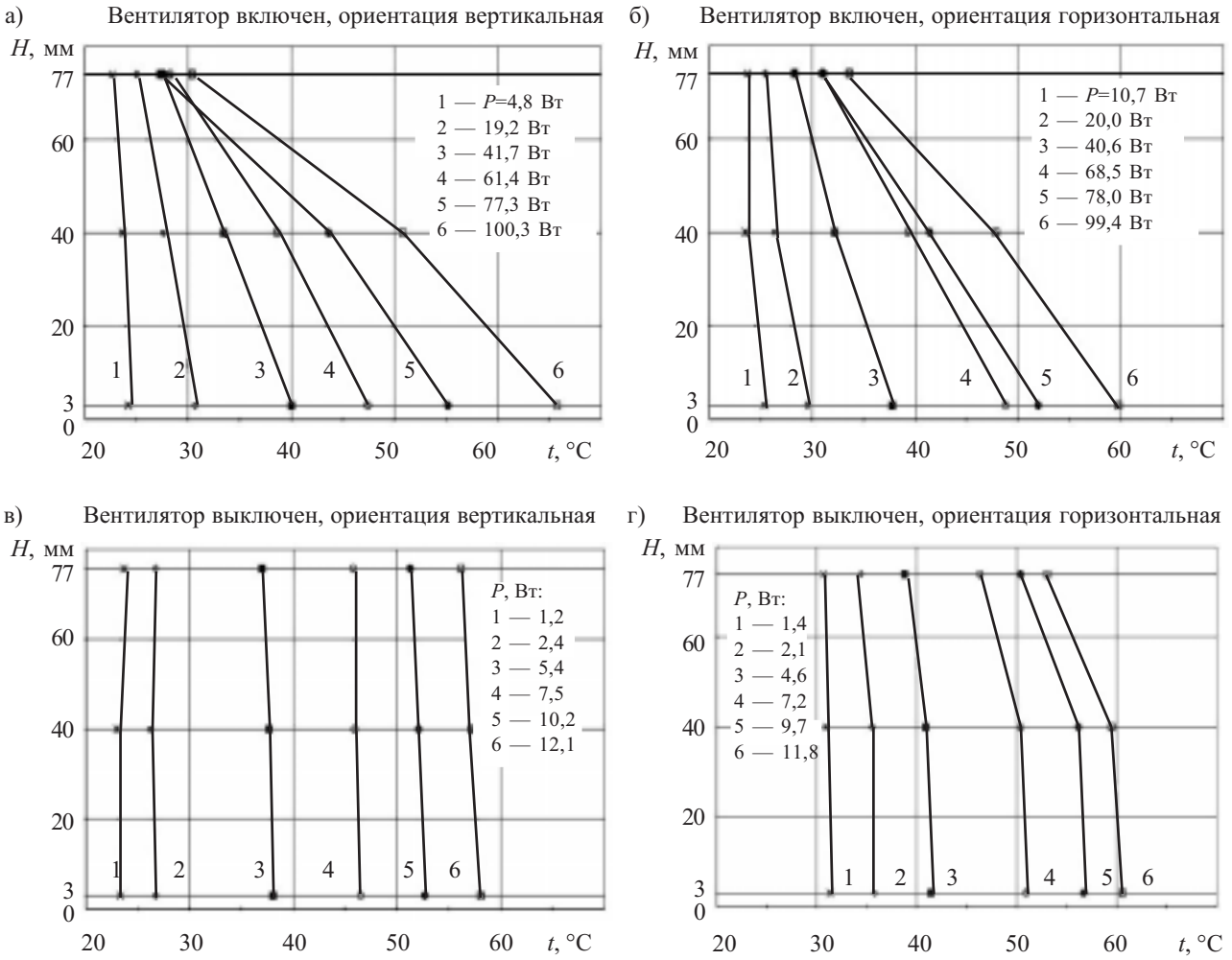


Рис. 4. Распределение температуры по высоте ребра радиатора в различных режимах работы кулера

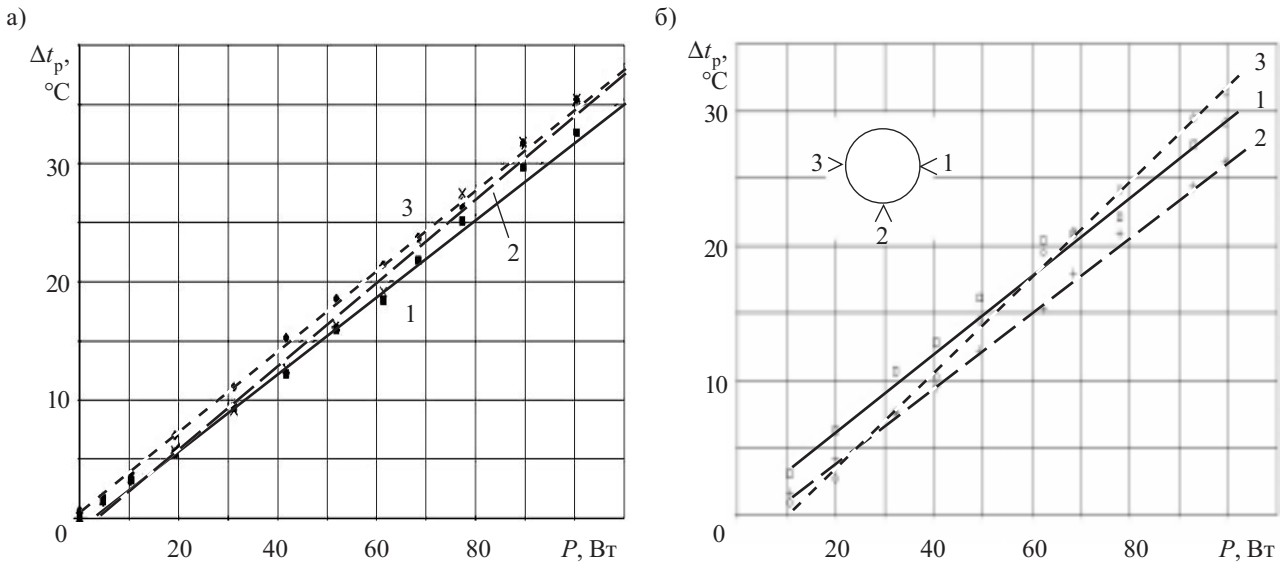


Рис. 5. Зависимость перепада температуры по высоте ребер 1, 2, 3 радиатора от тепловой мощности в режиме с включенным вентилятором:

а — вертикальная ориентация кулера; б — горизонтальная (на вставке — расположение ребер)

Полученные результаты указывают на необходимость поиска новых конструктивно-технологических решений, направленных на повышение эффективности использования площади ребер радиатора.

Одним из таких решений может быть конструктивная схема (рис. 6), предложенная в [6]. Она основана на использовании одной или нескольких тепловых труб, которые соединяют "холодные" концы ребер с основанием радиатора. Это позволяет более равномерно распределить температуру по высоте ребер и дополнительно отвести тепло от основания радиатора.

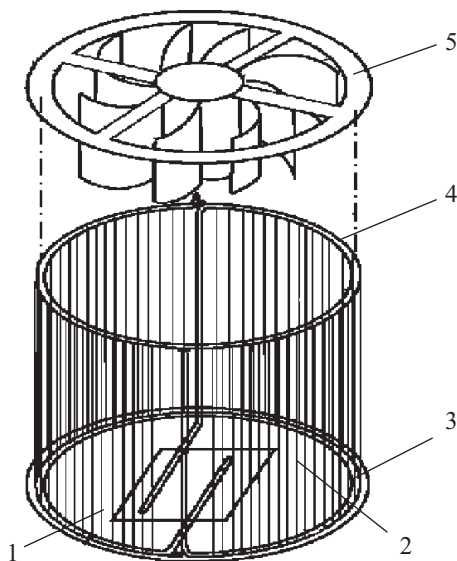


Рис. 6. Конструктивная схема кулера с тепловыми трубами: 1 — основание радиатора; 2 — ребро; 3, 4 — тепловые трубы; 5 — вентилятор

Предлагаемый кулер содержит радиатор из теплопроводного материала с основанием 1 для установки микропроцессора (рекомендованная для установки область обозначена прямоугольником). Ребра 2 радиатора могут быть выполнены в виде пластин, отрезков проволоки [7] или в виде их комбинации. Концы ребер сверху и у основания скреплены несущими элементами в виде тепловых труб 3 и 4, которые припаяны к основанию 1. (В случае использования одной тепловой трубы соединяются верхние концы ребер.) Сверху радиатора на верхнем несущем элементе 4 установлен вентилятор 5.

В других вариантах исполнения может быть несколько рядов радиаторных ребер, закрепленных несколькими несущими элементами. Нижний несущий элемент, который одновременно является основанием радиатора кулера, может быть выполнен в виде кольца или пластины из сплошного теплопроводного материала.

Принцип работы предложенного кулера заключается в следующем. Тепловая мощность, выделяемая в микропроцессоре, передается основанию, от него

— испарительным зонам тепловых труб и далее — по тепловым трубам к верхним концам ребер. Благодаря высокоэффективному замкнутому испарительно-конденсационному циклу теплоносителя в тепловых трубах [8] теплота с минимальными потерями передается от основания к нижним и верхним концам ребер, нагревая их до температуры, близкой к температуре основания.

Очевидно, что эффективность предложенного устройства будет выше, чем эффективность кулера без тепловых труб. Следовательно, при одинаковых габаритных размерах серийного кулера и кулера предложенной конструкции последний будет обеспечивать более низкую температуру микропроцессора и, соответственно, более надежную его работу. При поддержании же заданной температуры применение тепловых труб позволяет уменьшить габаритные размеры системы охлаждения.

\*\*\*

Таким образом, исследования показали, что величина максимального перепада температуры по высоте ребра радиатора серийного кулера линейно зависит от величины подводимого теплового потока. Наибольшей величины этот перепад достигал в режиме принудительного воздушного охлаждения при вертикальной ориентации кулера — при  $P=100,3$  Вт  $\Delta t_p=35^\circ\text{C}$ .

Для повышения эффективности кулеров для микропроцессорных устройств предлагается соединять основание радиатора с верхними ("холодными") концами ребер при помощи тепловых труб. Это позволяет дополнительно отвести тепло от основания радиатора и достичь более равномерного распределения температуры вдоль ребер.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Бучма І. М. Мікропроцесорні пристрої.— Львів: НУ "Львівська політехніка", 2005.
2. Слепов Н. Новый процессор CUN ULTRASPAC T1 и серверы на его основе // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. — 2006. — № 2. — С. 48—49.
3. Золотарев С., Рыбаков А. Многоядерные компьютерные системы: от игровых приставок до серверов и суперкомпьютеров // Электронные компоненты. — 2006. — № 3. — С. 98—100.
4. Макаров С. Процессорные кулеры: летнее изобилие // Компьютерное обозрение.— 2001.— № 29. — С. 16—22.
5. Гарматюк С. Thermaltake Orb's: кулеры "от кутюр" // Компьютерное обозрение. — 2001. — № 7. — С. 36—38.
6. Пат. Украины 6152. Пристрій для охолодження / Ю. Є. Ніколаєнко, Т. Ю. Ніколаєнко. — 2005. — Бюл. № 4.
7. Хольвинская Л. М., Николаенко Т. Ю., Николаенко Ю. Е. Исследование эффективности проволочного радиатора новой конструкции // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2003. — №5. — С. 28—32.
8. Семена М. Г., Гершуни А. Н., Зарипов В. К. Тепловые трубы с металловолоконными капиллярными структурами. М.: Высшая школа, 1984.