

# ТРА

## ТЕХНОЛОГИЯ И КОНСТРУИРОВАНИЕ В ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ



УКРАИНА, 03057, Киев-57, ул. Эжена Потье, 8а  
Тел.: (044) 456-91-64; 456-93-82  
Факс: (044) 456-52-91  
e-mail: orion@tsua.net



ГП НИИ "Орион" разрабатывает и поставляет широкий спектр отвечающих самым современным требованиям СВЧ-приборов, компонентов и устройств:

- электривакуумные СВЧ-приборы (ЛБВ, клистроны);
- полупроводниковые СВЧ-приборы (диоды Ганна, лавино-пролетные диоды (ЛПД), pin-диоды);
- однофункциональные полупроводниковые СВЧ-компоненты (генераторы, усилители, умножители частоты, смесители, переключатели, аттенюаторы, модуляторы, фазовращатели);
- многофункциональные твердотельные устройства (синтезаторы частот, приемные, передающие и приемопередающие СВЧ-модули).



# 2(68) 2007

МАРТ — АПРЕЛЬ

**ТЕХНОЛОГИЯ  
И  
КОНСТРУИРОВАНИЕ  
В  
ЭЛЕКТРОННОЙ  
АППАРАТУРЕ**

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

2007 № 2 (68)

Год издания 31-й

**СОДЕРЖАНИЕ**

**ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР**

*К.т.н. В. М. Чмиль*

**РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ**

*К.т.н. Н. М. Вакив* (г. Львов)  
*Д.т.н. В. Н. Годованюк* (г. Черновцы)  
*К.т.н. А. А. Даиковский* (г. Киев)  
*Д.т.н. В. П. Малахов* (г. Одесса)  
*Д.ф.-м.н. В. Ф. Мачулин* (г. Киев)  
*В. А. Мингалёв* (г. Одесса)  
*В. А. Проценко* (г. Киев)  
*Е. А. Тихонова* (г. Одесса)

**РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ**

*Д.т.н. А. А. Ащеулов* (г. Черновцы)  
*Д.т.н. В. В. Баранов* (г. Минск)  
*К.т.н. Э. Н. Глушеченко*,  
зам. гл. редактора (г. Киев)  
*Д.т.н. В. В. Данилов* (г. Донецк)  
*Д.т.н. В. Т. Дейнега* (г. Одесса)  
*Д.ф.-м.н. В. А. Дроздов* (г. Одесса)  
*К.т.н. И. Н. Еримичой*,  
зам. гл. редактора (г. Одесса)  
*К.т.н. А. А. Ефименко*,  
ответственный секретарь (г. Одесса)  
*Л. М. Лейдерман* (г. Одесса)  
*Д.т.н. С. Ю. Лузин* (г. С.-Петербург)  
*К.т.н. И. Л. Михеева* (г. Киев)  
*К.т.н. Ю. Е. Николаенко* (г. Киев)  
*Д.ф.-м.н. В. В. Новиков* (г. Одесса)  
*К.ф.-м.н. А. В. Рыбка* (г. Харьков)  
*К.т.н. В. В. Рюхтин* (г. Черновцы)  
*Д.ф.-м.н. П. В. Серба* (г. Таганрог)  
*Д.х.н. В. Н. Томашик* (г. Киев)  
*Д.ф.-м.н. О. И. Шпотюк* (г. Львов)

**УЧРЕДИТЕЛИ**

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

**Техническая политика**

*Луговский В. В., Николаенко Ю. Е., Ларкин С. Ю.* Выполнение программы развития в Украине техники и технологий сверхвысоких частот 3

*Хитровский В. А., Бугай В. М., Сидько В. И.* Опыт разработки синтезаторов частот для современных радиолокационных систем 4  
*Перевертайло В. Л.* Проблемы и задачи развития технологий микроэлектроники в Украине 8

**Техника и технологии СВЧ**

*Хитровский В. А., Бугай В. М., Коржик О. А.* Когерентный приемопередатчик Ка-диапазона для мобильных РЛС среднего радиуса действия 11

*Прудюс И. Н., Голинский В. Д., Сторож В. Г.* Транзисторные антенны-автогенераторы СВЧ-диапазона 13

*Винник Д. М., Вороняк Т. И.* Распространение СВЧ ультразвуковых объемных волн в устройствах на кристаллах ниобата лития 17

*Яковлев И. В.* Волноводно-микрорешетчатый переход 8-миллиметрового диапазона длин волн 20

*Яковлев И. В., Демьяненко Ю. А.* Волноводный делитель 10-миллиметрового диапазона длин волн с развязанными выходами 21

*Оборжизцкий В. И., Гонтар В. Д.* Особенности расчета дискретных СВЧ-фазовращателей с переключаемыми каналами 23

*Иванов В. Н., Ковтюк В. М., Николаенко Ю. Е.* Диоды Ганна из GaAs с катодным контактом, инжектирующим горячие электроны 29

*Плаксин С. В., Погорелая Л. М., Соколовский И. И., Лукаш В. С.* Полупроводниковый генератор миллиметрового диапазона на запредельном волноводе 31

*Хитровский В. А., Бугай В. М., Шульгач О. В., Сахарин В. Г., Софиюк А. А.* Унифицированный возбудитель-синтезатор частот для комплексов постановки прицельных помех радиосвязи 34

*Карпенко А. А., Летих Я. И.* Компенсация фазовой ошибки в излучателях СВЧ-волн с помощью импедансной структуры 38

**Материалы**

*Демьянчук Б. А.* Модель для определения интегрального показателя качества экранирующих радиоматериалов 42

*Круковский С. И., Сыворотка Н. Я.* Свойства эпитаксиальных слоев GaAs, легированных редкоземельными элементами 47

*Вакив Н. М., Гадзаман И. В., Мруз О. Я., Немеш В. Г.* Применение бесвинцового стекла в толстопленочных терморезистивных материалах 52

*Ащеулов А. А., Бучковский И. А., Романюк И. С.* Устройство для бесконтактного измерения электропроводности полупроводников 55

**Стандартизация**

*Рудковский В. Н., Пик В. Н.* Пять начальных шагов к внедрению стандарта ISO-9001 58

**Библиография**

Новые книги 7, 28, 57  
В портфеле редакции 37, 46

**Выставки. Конференции** 2-я, 3-я, 4-я стр. обл.

ЗМІСТ

**Технічна політика**

Виконання програми розвитку в Україні техніки та технологій надвисоких частот. *Луговський В. В., Ніколаєнко Ю. Є., Ларкін С. Ю.* (3)

Досвід розроблення синтезаторів частот для сучасних радіолокаційних систем. *Хитровський В. А., Бугай В. М., Сідько В. І.* (4)

Проблеми і завдання розвитку технологій мікроелектроніки в Україні. *Перевертайло В. Л.* (8)

**Техніка та технології НВЧ**

Когерентний приймач-передавач Ка-діапазону для мобільних РЛС середнього радіуса дії. *Хитровський В. А., Бугай В. М., Коржик О. О.* (11)

Транзисторні антени-автогенератори НВЧ-діапазону. *Прудіус І. Н., Голинський В. Д., Сторож В. Г.* (13)

Розповсюдження НВЧ ультразвукових об'ємних хвиль в приладах на кристалах ніобата літію. *Винник Д. М., Вороняк Т. І.* (17)

Хвилевідно-мікрополосковий перехід 8-міліметрового діапазону довжин хвиль. *Яковлев І. В.* (20)

Хвилевідний діляк 10-міліметрового діапазону довжин хвиль з розв'язаними виходами. *Яковлев І. В., Дем'яненко Ю. О.* (21)

Особливості розрахунку дискретних НВЧ-фазообертачів з каналами, що перемикаються. *Оборжницький В. І., Гонтар В. Д.* (23)

Діоди Гана із GaAs з катодним контактом, інжектуючим гарячі електрони. *Іванов В. М., Ковтонюк В. М., Ніколаєнко Ю. Є.* (29)

Напівпровідниковий генератор міліметрового діапазону на замежному хвилеводі. *Плаксін С. В., Погорела Л. М., Соколовський І. І., Лукаш В. С.* (31)

Уніфікований збуджувач-синтезатор частот для комплексів постановки прицільних перешкод радіозв'язку. *Хитровський В. А., Бугай В. М., Шулгач О. В., Сахарін В. Г., Софіюк О. А.* (34)

Компенсація фазової помилки у випромінювачах НВЧ-хвиль за допомогою імпедансної структури. *Карпенко А. О., Лепіх Я. І.* (38)

**Матеріали**

Модель для визначення інтегрального показника якості екрануючих радіоматеріалів. *Дем'янчук Б. О.* (42)

Властивості епітаксціальних шарів GaAs, легованих рідкісноземельними елементами. *Круковський С. І., Сиворотка Н. Я.* (47)

Застосування безсвинцевого скла в товстоплівкових терморезистивних матеріалах. *Ваків М. М., Гадзаман І. В., Мруз О. Я., Немеш В. Г.* (52)

Пристрій для безконтактного вимірювання електропровідності напівпровідників. *Ащеулов А. А., Бучковський І. А., Романюк І. С.* (55)

**Стандартизація**

П'ять початкових кроків до впровадження стандарту ISO-9001. *Рудковський В. М., Пік В. М.* (58)

CONTENT

**Technical polytic**

Performance of the program of development in Ukraine of engineering and technologies microwave of frequencies. *Lugovskyy V. V., Nikolaenko Yu. E., Larkin S. Yu.* (3)

Different aspects of frequency synthesizer design for advanced radars. *Khitrovskiy V. A., Bugay V. M., Sidko V. I.* (4)

Problems and tasks in the development of microelectronic technologies in Ukraine. *Perevertailo V. L.* (8)

**Engineering of superhigh frequencies**

Coherent Ka-band transceiver for mobile middle range radars. *Khitrovskiy V. A., Bugay V. M., Korzhyk O. O.* (11)

Microwave transistor antenna-oscillators. *Prudyus I. N., Hollynskyy V. D., Storozh V. G.* (13)

Propagation of SHF ultrasonic bulk waves in devices on lithium niobate crystals. *Vynnyk D. M., Voronyak T. I.* (17)

Waveguide to microstrip transition 28...35 GHz band. *Yakovlev I. V.* (20)

Waveguide divider 10 mm wave band with isolated outputs. *Yakovlev I. V., Demyanenko Yu. A.* (21)

The features of digital switched-line phase shifter computation. *Oborzhytskyy V. I., Gontar V. D.* (23)

Gunn diodes from GaAs with the cathode contact by injecting hot electrons. *Ivanov V. N., Kovtonjuk V. M., Nikolaenko Yu. E.* (29)

The milliwave semiconductor generator on below-cuttoff waveguide. *Plaksin S. V., Pogorelaja L. M., Sokolovskij I. I., Lukash V. S.* (31)

Unified exciter- frequency synthesizer for systems of communication selective countermeasures. *Khitrovskiy V. A., Bugay V. M., Shulgach O. V., Sakharin V. G., Sofijuk A. A.* (34)

Phase mistake compensation in the SHFwaves radiators with the help of impedance structure. *Karpenko A. A., Lepikh Ya. I.* (38)

**Materials**

Model for definition of integrated parameter of plugging radiomaterials quality. *Demyanchuk B. A.* (42)

Rear earth doped epitaxial layers of GaAs properties. *Krukovsky S. I., Suvorotka N. Ya.* (47)

The possibilities of lead-free glass utilization in thick film thermistor materials. *Vakiv M. M., Hadzaman I. V., Mrooz O. Ya., Nemesh V. G.* (52)

Device for contactless measurement of electroconductivity of semiconductors. *Ascheulov A. A., Buchkovskii I. A., Romanyuk I. S.* (55)

**Standartization**

Five initial steps to introduction of the standard of ISO 9001. *Rudkovskyy V. N., Pik V. N.* (58)

К. ф.-м. н. В. В. ЛУГОВСКИЙ, к. т. н. Ю. Е. НИКОЛАЕНКО,  
к. т. н. С. Ю. ЛАРКИН

Украина, г. Киев, Министерство промышленной политики,  
Научно-производственный концерн "Наука"  
E-mail: nikol@industry.gov.ua

Дата поступления в редакцию  
08.05 2007 г.

## ВЫПОЛНЕНИЕ ПРОГРАММЫ РАЗВИТИЯ В УКРАИНЕ ТЕХНИКИ И ТЕХНОЛОГИЙ СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

*Представлены первые результаты выполнения государственной программы развития СВЧ-техники в Украине на 2005—2009 годы.*

Среди мировых лидеров в области СВЧ-техники Украина занимает седьмое место после таких ведущих стран как США, Франция, Япония, Англия, Германия и Россия. Учитывая важность освоения диапазона сверхвысоких частот для нужд народного хозяйства, Минпромполитики Украины выступило с инициативой формирования межведомственной научно-технической программы развития техники и технологий СВЧ. Такая программа в 2004 году была подготовлена при участии ведущих научно-технических коллективов Украины, относящихся к сфере деятельности Минпромполитики, Национальной Академии наук и Министерства образования и науки Украины. Финансирование программы началось с 2005 года, источниками его являются средства государственного бюджета Украины (50%) и внебюджетные средства (50%).

Целью программы является обеспечение дальнейшего развития и усовершенствования техники и технологий сверхвысоких частот как базы создания приборов и устройств для высокоточных радиотехнических комплексов, средств сверхмногоканальной связи, навигационной и радиолокационной аппаратуры, используемой в различных отраслях промышленности.

Основными заданиями программы стали:

- разработка базовых конструкций перспективных СВЧ-приборов и устройств;
- создание СВЧ элементной базы радиоэлектронной аппаратуры;
- укрепление научно-технической и производственно-технологической базы предприятий, учреждений и организаций — разработчиков и производителей техники и технологий СВЧ;
- дальнейшее совершенствование технологий изготовления полупроводниковых элементов нового поколения.

В настоящий номер вошли статьи, подготовленные в рамках украинской Государственной программы развития техники и технологий сверхвысоких частот на 2005—2009 годы.

В рамках программы предусмотрено выполнение научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ по следующим направлениям:

- новые технологии СВЧ-электроники и приборостроения;
- современные технологии телекоммуникаций, СВЧ-связи и телевидения;
- СВЧ-технологии в космических системах;
- элементная база СВЧ-техники с использованием полупроводниковых и электровакуумных технологий;
- стандартизация, метрология и информационное обеспечение развития техники и технологий СВЧ.

Потребителями СВЧ элементной базы, разрабатываемой украинскими предприятиями, являются предприятия как Украины, так и других стран, в частности России (ХК «Ленинец», г. Санкт-Петербург; НИИ «Стрела», ЦКБ приборостроения, г. Тула; ФГУП КБМ, г. Коломна; ПО «Старт», г. Пенза; ОАО «Фазотрон», г. Москва; НИИ «Салют», г. Нижний Новгород и др.), Китая, Пакистана, Индии, Европейского Союза.

Разрабатываемые украинскими предприятиями СВЧ-модули, активные и пассивные СВЧ-элементы и приемно-передающие СВЧ-устройства широко используются потребителями в системах спутниковой связи и навигации, радиорелейных линиях связи, радиолокационных станциях, станциях тропосферной связи, телевидении, системах мониторинга окружающей среды и др.

Из активных СВЧ-элементов в рамках программы разрабатываются полевые СВЧ-транзисторы, смесительные диоды, генераторы СВЧ на лавинно-пролетных диодах, СВЧ-*pin*-диоды; из СВЧ-модулей: приемно-усилительные модули, приемно-передающие модули, частотомеры, коммутирующие и модулирующие модули; из пассивных СВЧ-элементов: циркуляторы, аттенюаторы, фазовращатели, вентили; из приемно-передающих СВЧ-устройств: усилители, генераторы, смесители, антенные и согласующие устройства.

Так, разработана технология изготовления усилителей с рекордно низкими шумами для приемно-передающих модулей СВЧ-диапазона длин волн. Технология позволяет обеспечить разработку и изготовление конкурентоспособной радиоэлектронной аппаратуры с характеристиками, соответствующими мировому уровню. Кроме того, закончена разработка

базовой конструкции малошумящих высокостабильных СВЧ-гетеродинов в диапазоне частот 60—150 ГГц, являющихся основой для создания новых конкурентоспособных радиоэлектронных устройств.

В рамках программы разработана универсальная микроволновая система передачи данных для создания на ее основе новых радиорелейных средств. Разработаны преобразователи частоты 5- и 3-мм-диапазонов длин волн в монолитном исполнении в виде чипов, которые могут быть использованы как самостоятельные изделия для радиотехнических комплексов и систем различного назначения. Разработано приемное устройство 8-мм-диапазона длин волн в гибридно-монолитном исполнении.

Разработана технология и изготовлены образцы гетероструктур в системе GaAs-AlGaAs и диодов Ганна на их основе, что позволит повысить экспортный потенциал в области высоких микроволновых технологий.

В соответствии с программой разработана конструкция и технология изготовления источников излучения для высокоточных дальномеров различного применения, в т. ч. для медицинской аппаратуры и приборов контроля окружающей среды. Разработана технология изготовления ультразвуковых СВЧ-линий задержки, что позволит заменить существующие кабельные линии задержки и за счет этого уменьшить габариты радиоэлектронной аппаратуры и повысить ее надежность. Разработана технология изготовления подложек для гетероструктур на основе  $A^3B^5$ , предназначенных для СВЧ-приборов, что позволяет создавать СВЧ- и оптоэлектронные приборы с рекордными характеристиками.

Проведены также исследования возможности создания стандарта Вольта переменного тока на основе сверхпроводниковых матриц элементов Джозефсо-

на. Выполнение этой работы позволит начать разработку высокостабильного стандарта Вольта переменного тока для метрологических целей.

В 2007 году планируется завершение разработки многопараметрического пассивного СВЧ-датчика для городского транспорта, создание электронных генераторов активных элементов на базе арсенида галлия с улучшенными энергетическими характеристиками в диапазоне частот 30—100 ГГц. Будет закончен цикл разработок ферритовых устройств для приборов авиации, связи, РЛС. Завершится разработка высокочувствительного приемника сигналов мм-диапазона длин волн в микроминиатюрном исполнении. Будут выполнены работы по созданию радиометрического комплекса мм-диапазона длин волн для обнаружения предметов на таможне.

Планируется завершить разработку антенн с повышенным уровнем электромагнитной совместимости и разработку приемно-передающих модулей в диапазоне частот до 360 ГГц. Будет разработана технология изготовления мощных высоковольтных *pin*-диодов, завершится комплекс работ по усовершенствованию конструкций существующих вакуумных СВЧ-приборов мм-диапазона длин волн, а также экспериментальные исследования повышения надежности герметичных СВЧ-модулей в микроэлектронном исполнении за счет создания более эффективных систем теплоотвода с помощью тепловых труб сложной формы.

Результаты работ, выполняемых в рамках государственной программы развития в Украине техники и технологий сверхвысоких частот на 2005—2009 годы, публикуются в журнале "Технология и конструирование в электронной аппаратуре", в т. ч. в настоящем номере.

В. А. ХИТРОВСКИЙ, В. М. БУГАЙ, В. И. СИДЬКО

Украина, г. Киев, НИИ «Орион»  
E-mail: orion@email.kiev.ua

Дата поступления в редакцию  
04.04 2007 г.

Оппонент к. т. н. Н. Ф. КАРУШКИН  
(НИИ "Орион", г. Киев)

## ОПЫТ РАЗРАБОТКИ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ ДЛЯ СОВРЕМЕННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

*Представлены различные аспекты и результаты разработок многофункциональных синтезаторов частот для когерентных бортовых радиолокационных систем с высокими характеристиками обнаружения.*

Одним из важных отличительных признаков современной радиолокационной системы (РЛС) является ее когерентность, поскольку на нынешнем этапе развития радиолокационной техники именно когерентная обработка принятых сигналов позволяет достигать необходимых характеристик обнаружения.

Ключевым звеном продвинутой РЛС является многофункциональный синтезатор частот (СЧ), формирующий следующую номенклатуру взаимокерентных сигналов:

- синхронно переключаемые сетки частот первого гетеродина и зондирующего сигнала (при этом сетка частот первого гетеродина  $f_{Г1}$  смещена относительно сетки частот зондирующего сигнала  $f_{iC}$  на величину первой промежуточной частоты  $f_{П1}$ :  $f_{iC} = f_{Г1} + f_{П1}$ );
- частоту второго гетеродина  $f_{Г2}$ ;
- вторую промежуточную частоту  $f_{П2}$ ;
- первую промежуточную частоту  $f_{П1} = f_{Г2} + f_{П2}$  (используется для формирования  $f_{C}$ );

— опорную и тактовую частоты  $f_{оп}$  и  $f_T$ .

Введение различного рода модуляций сформированных сигналов, как правило, осуществляется по первой промежуточной частоте  $f_{п1}$  (амплитудная и фазокодовая манипуляции) и по второму (или первому) гетеродину (частотные «окраски») [1].

Основными параметрами синтезатора, в решающей степени определяющими характеристики обнаружения РЛС и ее помехозащищенность, являются:

— уровень фазовых  $\mathcal{L}(F)$  и амплитудных  $S(F)$  шумов синтезированных сигналов; требуемые значения —  $\mathcal{L}(1 \text{ кГц}) \leq -(90 \dots 140) \text{ дБн/Гц}$ ,  $S(1 \text{ кГц}) \leq -(110 \dots 150) \text{ дБн/Гц}$ ;

— возможность быстрого (в идеале — в пределах зондирующего импульса) переключения произвольных комбинаций рабочих частот (желательно без потери их начальных фаз); требуемое время переключения —  $10 \dots 0,05 \text{ мкс}$ ;

— ширина полосы рабочих частот —  $(5 \dots 50)\%$  и более;

— относительная нестабильность формируемых частот —  $\Delta f/f \leq (10^{-5} \dots 10^{-11})$ ;

— чистота спектров формируемых сигналов — относительный уровень побочных колебаний  $\alpha_{пар} \leq -(70 \dots 90) \text{ дБн}$ .

Учитывая тенденцию к опережающему развитию бортовых РЛС, не менее важны эксплуатационные характеристики синтезатора:

— устойчивость к воздействию внешних факторов (вибрация, удары, акустический шум, температура, влажность и т. д.);

— надежность функционирования в течение срока службы;

— габариты, масса и энергопотребление.

Таким образом, СЧ для современных РЛС являются одним из наиболее высокотехнологичных про-

дуктов и аккумулируют в себе лучшие достижения из многих областей знаний — от элементной базы и соответствующей схемотехники до материалов, технологий и конструкций.

Достижение приведенных выше предельных характеристик СЧ, особенно в реальных условиях эксплуатации в составе бортовой РЛС, требует существенного пересмотра традиционно сложившейся идеологии их построения, а также поиска новых принципов синтеза. Однако уже сегодня, с учетом как собственного опыта разработок, так и анализа тенденций развития схемотехники СЧ [2, 3], можно обозначить некоторые из направлений работ для достижения значительного улучшения характеристик СЧ.

Важнейшей из характеристик СЧ является уровень его фазовых шумов. По некоторым оценкам, уверенное обнаружение малоразмерных целей класса «stealth» возможно при  $\mathcal{L}(1 \text{ кГц}) = -(135 \dots 140) \text{ дБн/Гц}$  [4]. В то же время традиционно используемые (вплоть до настоящего времени) методы синтеза частот от задающего кварцевого генератора (ЗКГ), определяющего уровень шумов синтезированных сигналов, обеспечивают их уровень в X-диапазоне в наилучшем случае  $\mathcal{L}(1 \text{ кГц}) \approx -110 \text{ дБн/Гц}$ . Причем в условиях вибрации и акустического шума реальная величина  $\mathcal{L}(F)$  будет гораздо хуже вследствие того, что кварцевый резонатор принципиально подвержен влиянию вибрации. Вопросы защиты ЗКГ для сохранения достигнутых шумов представляют отдельную серьезную проблему.

Следует отметить, что основные проблемы, возникающие при использовании задающего кварцевого генератора, связаны с необходимостью последовательного многократного умножения его частоты в различных комбинациях. При этом шумы и побочные составляющие исходных колебаний возрастают на  $20 \lg N \text{ дБ}$ , где  $N$  — кратность умножения. При исходных шумах

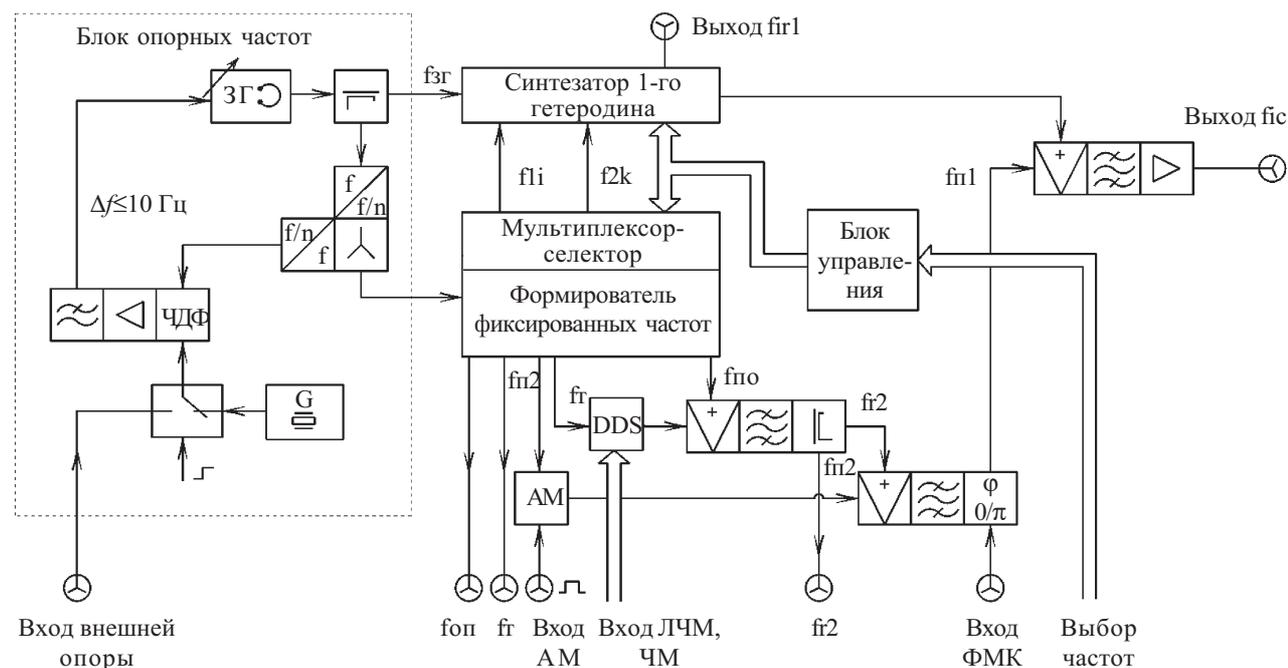


Рис. 1. Структурная схема синтезатора частоты

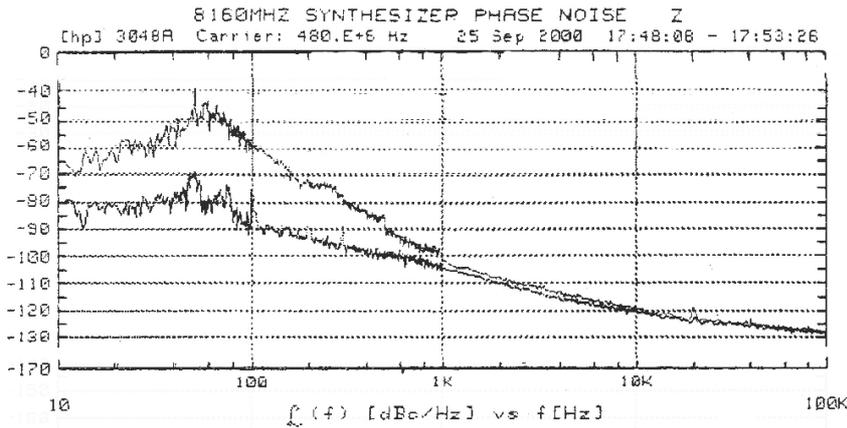


Рис. 2. Спектры фазовых шумов первого гетеродина в нормальных условиях (нижняя кривая) и при случайной шумовой вибрации с суммарным ускорением 3,2g (верхняя кривая)

лучших кварцевых генераторов частотой 100 МГц  $f(1 \text{ кГц}) = -155 \text{ дБн/Гц}$  и  $f(100 \text{ кГц}) = -170 \text{ дБн/Гц}$  теоретические шумовые пределы в X-диапазоне составят соответственно  $-115 \text{ дБн/Гц}$  и  $-130 \text{ дБн/Гц}$ . Реально они будут хуже на 5...10 дБ за счет шумов умножителей, смесителей, усилителей и т. п.

Таким образом, решение данных проблем возможно при снижении кратности умножения частоты, т. е. при использовании высокочастотных ( $Q > 10000$ ) колебательных систем непосредственно в СВЧ-диапазоне. Объемные металлические резонаторы не вполне подходят для этих целей вследствие их высокой восприимчивости к условиям окружающей среды, больших габаритов и массы. В качестве приемлемой альтернативы можно назвать появившиеся в середине 1970-х годов компоненты на поверхностных акустических волнах (ПАВ), которые при соизмеримой с кварцем добротности могут работать на гораздо более высоких частотах (вплоть до 2 ГГц) и отличаются повышенной устойчивостью к вибрации и акустическому шуму.

Однако, следуя логике развития, гораздо лучших результатов следует ожидать от использования компонентов из высокочастотной керамики, в частности, диэлектрических резонаторов (ДР). Использование ДР позволяет реализовать технические решения, ранее выполненные на ПАВ-компонентах в дециметровом диапазоне, непосредственно на СВЧ (вплоть до частот 18...20 ГГц). Так, к настоящему времени специалистами НИИ «Орион» разработаны и производятся сверхмалощумящие задающие генераторы (ЗГ) на ДР с собственной добротностью в X-диапазоне до 30000 с уровнем фазовых шумов  $f(1 \text{ кГц}) < -115 \text{ дБн/Гц}$  и  $f(100 \text{ кГц}) < -160 \text{ дБн/Гц}$ , что значительно превосходит соответствующие результаты при использовании как кварцевых генераторов, так и генераторов на ПАВ.

В тот же период были разработаны быстродействующие многоканальные переключатели, а также узкополосные и сверхузкополосные полоснопропускающие фильтры на высокочастотных ДР с характеристиками заграждения, близкими к характеристикам фильтров на ПАВ, но имеющих более высокие рабочие

частоты, значительно меньшие потери пропускания и ничтожно малую задержку прохождения сигнала.

С позиций сегодняшнего дня очевидно, что реализация обозначенной выше совокупности требуемых предельных характеристик СЧ возможна средствами прямого аналогового синтеза непосредственно в диапазоне СВЧ с использованием современной элементной базы (высокодобротных ДР, мощных малощумящих биполярных СВЧ-транзисторов, малощумящих СВЧ-прескалеров и т. д.). При этом достигаются следующие важные преимущества:

1) Появляется возможность изменения направления преобразования частоты задающего генератора, т. е. вместо умножения частоты используется операция ее деления для получения всей номенклатуры служебных и выходных частот метрового и дециметрового диапазонов. Это обеспечивает наивысшую спектральную чистоту синтезированных сигналов, включая шумы.

2) Использование компактных конструкций на принципиально вибро-акустоустойчивых керамических компонентах, работающих к тому же непосредственно в диапазоне СВЧ, позволяет, с одной стороны, резко снизить их восприимчивость к условиям окружающей среды, а с другой стороны, сравнительно просто осуществить защиту ЗГ от вибрации и акустического шума, тем самым обеспечить виброустойчивость синтезатора в целом.

3) Архитектура таких СЧ позволяет использовать в качестве ЗГ еще более совершенные генераторы с лейкосапфировыми резонаторами с добротностью  $Q = 2 \cdot 10^5$  при комнатной температуре [4]. Это позволит снизить шумы СЧ до требуемых значений  $f(1 \text{ кГц}) = -(130...140) \text{ дБн/Гц}$ .

4) Обеспечивается наивысшая скорость переключения рабочих частот, которая определяется главным образом быстродействием многоканальных переключателей, а время переключения (без потери фаз колебаний) может составлять несколько десятков наносекунд.

Структурная схема такого СЧ представлена на рис. 1.

На рис. 2 представлены спектры фазовых шумов быстропереключаемой ( $\tau \approx 2 \text{ мкс}$ ) сетки первого гетеродина реального СЧ в нормальных условиях и при вибрации, которые подтверждают изложенные доводы. Действительные значения шумов на 3 дБ лучше, т. к. в измерении участвовали два идентичных синхронизированных в узкой полосе синтезатора ( $\Delta F < 60 \text{ Гц}$ ).

При разработке конструкции СЧ важно руководствоваться следующими приведенными ниже принципами:

1) Оптимальное деление конструкции СЧ на функционально и конструктивно законченные узлы и блоки производится по критерию обеспечения наилучшей электромагнитной совместимости при минимальном количестве связей между ними.

2) Первичные генерирующие устройства (ЗГ, эталонный кварцевый генератор и т. п.) компонуются в отдельный блок с соответствующей виброакустозащитой.

3) Функциональные блоки СЧ компонуются в его конструкции так, чтобы более чувствительные к вибрации и акустическому шуму блоки располагались ближе к геометрическому центру СЧ и экранировались от внешней среды менее чувствительными блоками. При этом блоки с большим тепловыделением располагаются ближе к внешней поверхности СЧ.

4) Следует избегать непосредственного соприкосновения блоков между собой. Соприкасающиеся поверхности желательно переложить теплопроводящей резиной для гашения механических вибраций и акустических колебаний.

5) Всю конструкцию синтезатора рекомендуется поместить в акустический экран так, чтобы на его поверхность выходили только выходные СВЧ-разъемы. Блок питания и управления как наиболее тепловыделяющий и наименее чувствительный к вибрации может быть частью внешнего акустического экрана.



Рис. 3. Пример конструкции СЧ

Пример конструкции СЧ, разработанного в соответствии с изложенными принципами, представлен на рис. 3.

Учитывая сложность и ответственность СЧ для современной РЛС, первоочередное значение имеет обеспечение его высокой эксплуатационной надежности, которая достигается главным образом выбором элементной базы, соответствующих материалов и технологий.

Выбор элементной базы производится по критерию эффективности и надежности. При этом предпочтение отдается биполярным и полевым транзисторам с возможно большим усилением, низким уровнем шумов и повышенной надежностью.

В качестве материала для СВЧ-плат целесообразно применять гибкие фольгированные органические диэлектрики (дюроиды). Их применение значительно упрощает и удешевляет технологию изготовления СВЧ-плат, обеспечивая в то же время их высокое качество и надежность.

Использование корпусированных активных элементов вплоть до частот 18 ГГц, защищенных чип-резисторов и золоченых СВЧ печатных плат обеспечивает высокую эксплуатационную надежность узлов и блоков.

\*\*\*

Изложенные соображения, касающиеся принципов создания синтезаторов частоты для современных РЛС, являются результатом более чем 20-летней работы специалистов НИИ «Орион» в данной области. В период с 1986 по 2006 гг. была разработана гамма высококлассных СЧ для современных отечественных и зарубежных бортовых РЛС. Достигнутые высокие технические и эксплуатационные характеристики подтверждают правильность принимаемых решений.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Семенов Э. А., Мичурин Э. В., Посадский В. Н. Основные принципы модульного построения и результаты разработок СВЧ-синтезаторов для радиолокационных систем // Радиотехника.— 2002.— № 2.— С. 75—80.
2. Browne J. Speedy synthesizers cut spurious levels and signal delays // Microwaves & RF.— 1992.— N 10.— P. 110—115.
3. Browne J. Synthesizers add phase coherency to their arsenal // Ibid.— 1995.— N 6.— P. 140—147.
4. Царапкин Д. П. Применения диэлектрических резонаторов с волнами типа «шепчущей галереи» для стабилизации частоты автогенераторов сверхвысоких частот // Радиотехника.— 2002.— № 2.— С. 28—35.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ

**Климачев И. И., Новдальский В. А. Основы технологии и конструирования ГИС СВЧ-диапазона.— М.: Техносфера, 2006.— 352 с.**

Монография основана на современных представлениях о технологии изготовления и конструкторско-технологическом проектировании гибридных интегральных схем (ГИС) и микросборок (МСБ) СВЧ-диапазона. В книге изложены перспективные конструкторско-технологические решения, позволяющие по сравнению с традиционными улучшить электрические, тепловые, надежность и массогабаритные характеристики ГИС и МСБ СВЧ-диапазона и модулей на их основе. Она базируется на практических и теоретических результатах, полученных авторами в результате многолетней работы в данном направлении.

Книга предназначена для специалистов, занимающихся разработкой модулей на основе ГИС и МСБ СВЧ-диапазона, а также специалистов-технологов серийного производства. Она также полезна для аспирантов и студентов высших и средних учебных заведений электронных и радиотехнических специальностей.



К. ф.-м. н. В. Л. ПЕРЕВЕРТАЙЛО

Украина, г. Киев, НИИ микроприборов  
E-mail: detector@carrier.kiev.ua; perevertaylo@imd.org.ua

Дата поступления в редакцию  
04.04 2007 г.

## ПРОБЛЕМЫ И ЗАДАЧИ РАЗВИТИЯ ТЕХНОЛОГИЙ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ В УКРАИНЕ

*Дан анализ состояния микроэлектронной отрасли в странах СНГ и в Украине. Сформулированы предложения по формированию национальной программы развития микроэлектроники.*

Сегодня экономика развитых стран мира базируется на высокотехнологичных технологиях и отраслях промышленности, среди которых ведущее место занимает электронная промышленность и, в первую очередь, микроэлектроника и оптоэлектроника. Изделия и уровень технологий этих направлений определяют технический уровень промышленной и бытовой продукции и ее конкурентоспособность, обеспечивают процесс электронизации и информатизации общества, что является основой инновационной экономики и экономики знаний.

Следует также отметить, что развитие микроэлектроники происходит с ускорением во времени, с нарастанием сложности интегральных схем и электронных систем и имеет глобальный характер — в том смысле, что влияет на все сферы деятельности человека и общества. Современные информационные системы на 70% своей стоимости базируются на изделиях микроэлектроники, в частности, средства связи — на 60%. Стоимость такого изделия как гражданский самолет на 50% состоит из стоимости электронного оснащения, а военный — на 70%.

Каждый вложенный в микроэлектронику доллар приносит 20 долларов прибыли и создает в три раза больше рабочих мест, чем другие области промышленности. В таких странах, как Корея, Китай, Индия, страны Юго-Восточной Азии, развитие отечественной электронной промышленности рассматривается в качестве наиболее эффективного способа подъема всей промышленности и вхождения в мировой рынок.

В военной сфере высокоточные системы электронного наведения и средства доставки с воздуха принципиально изменили стратегию и тактику военных действий, что ярко продемонстрировано в войнах последнего десятилетия. Противостоять агрессору в таких условиях могут лишь считанные страны, обладающие столь же совершенным оружием, основой которого являются электронные системы. Более того, для обеспечения безопасности эти системы вооружений должны базироваться на электронной компонентной базе отечественной разработки, т. к. информационная безопасность предполагает отсутствие в

каких-либо составных частях систем вооружения так называемых «закладок» для несанкционированных действий, каковые могут иметь место при использовании импортных изделий. Кроме того, для электронной аппаратуры систем вооружения необходима элементная база с особо высокой специальной стойкостью, которая, как правило, не поставляется зарубежными производителями.

Таким образом, электроника является ключевым моментом системы национальной безопасности и обеспечения стратегических и текущих экономических интересов государства.

Исторически в Украине был сосредоточен значительный научно-технический потенциал и промышленные мощности в области электронного приборостроения, разработки и выпуска микроэлектронных компонентов. Около десяти предприятий с кристалльным производством прекратили работу — большинство из них приватизированы и перепрофилированы, некоторые практически разрушены. В крупнейшем центре по разработке интегральных схем — НИИ микроприборов численность разработчиков сократилась почти в 10 раз, а кристалльное производство законсервировано. Таким образом, за последние 10—12 лет оставшийся от бывшего СССР потенциал практически утрачен. Объемы продукции приборостроения не отвечают потребностям рынка. Производство микроэлектронных компонентов в объемах, необходимых для Украины, не обеспечивается, за исключением некоторых изделий [1].

Как следствие, рынок Украины насыщен электронными компонентами производства стран дальнего зарубежья, что поставило Украину в полную зависимость от зарубежных поставщиков. В силу вышесказанного такое положение вряд ли можно считать допустимым.

Если сравнивать состояние микроэлектроники в странах СНГ, то следует сказать, что и там прошли аналогичные процессы. В России рынок электронных изделий также насыщен и импортными комплектующими, и импортной готовой аппаратурой, а отечественные изделия либо вытеснены из-за неконкурентоспособности по различным показателям, либо вовсе не выпускаются. Однако несмотря на потерю внутреннего рынка крупнейшие электронные предприятия России «Ангстрем» и «Микрон» (г. Москва, Зеленоградский округ) экспортируют кремниевые чипы зарубежным потребителям, поддерживая в рабочем состоянии свои кристалльные производства. Ясно, что эти производства будут легко развернуты в

сторону внутреннего рынка, как только он востребует их продукцию, в том числе и военного назначения. Одновременно наблюдается существенный сдвиг в переоснащении технологической базы микроэлектроники за счет государственных капиталовложений и инвестиций с целью достижения современного мирового уровня технологии, который в настоящее время уже перешел отметку 0,18 мкм.

Следует отметить, что в России в последние годы наблюдалось чрезвычайно активное обсуждение проблемы развития высоких технологий. Например, в 2004 г. вышел выпуск “Экономической газеты”, специально посвященный развитию микроэлектроники, в котором, что называется, “всем миром” ведущие ученые отрасли, менеджеры и государственные чиновники самого высокого ранга обсуждали эту проблему. Все однозначно высказались за необходимость приоритетного развития электронной техники и микроэлектроники [2]. Высокую активность и понимание своей роли проявило руководство управления радиоэлектронной промышленности и систем управления Федерального агентства по промышленности, что видно из ряда публикаций начальника управления Ю. И. Борисова, в результате чего в 2006 г. этим управлением была представлена Совету безопасности РФ концепция и стратегия развития электроники России [3—5]. Успешным завершением этих событий можно считать выделение бюджетных средств в размере 58 млрд. руб. на финансирование программы развития электронной компонентной базы на 2007—2011 гг.

В Белоруссии кристалльные производства также не прекращали свою работу и поставляют продукцию за рубеж. По данным, приведенным в [6], удельный вес продукции наукоемкого сектора в общем ее объеме в стране должен был составить в 2006 г. 15,6%. Одну из первых позиций в этой сфере занимает НПО “Интеграл” — самая большая в Восточной Европе корпорация по производству микроэлектронных компонентов, которая объединяет шесть заводов (в Минске, Бресте и Пинске) и четыре конструкторских бюро. Объединение также выпускает медицинскую аппаратуру, средства для телекоммуникации, телефоны, часы, оборудование для банков и предприятий торговли и др.

За счет модернизации технологической базы НПО “Интеграл” в последние годы довел уровень технологии до 0,8 мкм, а осуществление планов на ближайшие годы позволит достичь уровня 0,5 мкм, а затем и 0,35 мкм.

**В** России в какой-то мере сохранен государственный контроль над предприятиями электронной промышленности. Например, в крупнейшем холдинге «Российская электроника», включающем 32 предприятия, контрольный пакет акций принадлежит государству, которое даже получает дивиденды. Поэтому когда продаются активы холдинга, то средства направляются на создание внутреннего инвестиционного фонда, необходимого для реализации корпоративных программ развития. Фонд суммой в сотни миллионов долларов помогает холдингу решить немало проблем, в том числе и проблемы обновления устаревшей технологической базы, постановки новых технологий и изделий. Украина же потеряла возможность поддерживать свою электронику подобным образом после того, как допустила приватизацию

стратегических предприятий отрасли. Ни государство, ни отрасль от этой приватизации ничего не получили, наоборот, потеряли активы, «продав» или «передав» их в частные руки за бесценок.

В Украине с целью государственной поддержки микроэлектронной отрасли в период с 1999 по 2005 гг. был разработан ряд научно-технических программ [7—9]. Так, в ГНТП “Развитие конкурентоспособных направлений микроэлектроники в Украине” [7] было представлено 75 научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ по таким направлениям как новые материалы, функциональная микроэлектроника, энергетическая микроэлектроника, сенсорная электроника, технологическое оборудование для микроэлектроники, интегральные схемы и полупроводниковые устройства и др. Однако недостаток финансирования (≈30% от запланированного объема) привел к тому, что ряд работ утратили свою актуальность, намеченного улучшения состояния технологической базы не произошло, а разработки ИС остались на уровне 1,5—2-микронной технологии. В 2006 г. программа была пересмотрена, дополнена новыми работами, а часть работ микроэлектронной тематики была передана в другую ГНТП — “Развитие высоких наукоемких технологий” [8], однако общим слабым местом этих программ стало недостаточное финансирование.

В Украине традиционно имела хорошие позиции СВЧ-электроника, и положительным событием стало то, что для стабилизации этого направления была сформирована и принята ГНТП “Развитие техники и технологий СВЧ на 2005—2009 годы в Украине” [9]. Но СВЧ-электроника является очень узким специализированным сектором электроники со своими специфическими технологиями (например GaAs-технология), т. е. она не базируется на традиционной для микроэлектроники кремниевой технологии. Заметим, кстати, что в последние годы в традиционной кремниевой технологии интенсивно развивается технология интегральных схем на основе Si-Ge, которая уже перекрывает часть диапазона частот СВЧ-электроники, конкурируя с ней. К сожалению, данная технология не представлена в упомянутой программе.

В программе “Развитие микро- и оптоэлектронных технологий в Украине на 2005—2007 годы” собственно микроэлектроника и кремниевая технология составляют небольшую часть. Основной идеей этой программы является реализация нескольких «прорывных» технологий, по которым мы имеем наиболее серьезный задел на уровне лучших мировых достижений и которые могут дать быструю отдачу в виде конечных наукоемких изделий высокого уровня, пользующихся спросом на рынке. Такими приоритетными направлениями были выбраны следующие:

— разработка и создание микро-, оптоэлектронных компонентов и приборов для сферы здравоохранения, мониторинга окружающей среды, военной техники, предотвращения терроризма (формирователи изображения для томографов нового поколения, приборы дозового контроля для всех видов ионизирующих излучений и ультрафиолетового излучения, детекторы для инспекционных рентгеновских сканеров, приборы для обнаружения радиоактивных материалов, другое);

— разработка и создание изделий инфракрасной микрофотоэлектроники (ИК-фотоприемники и матрицы для тепловизоров и приборов ночного видения);

— разработка и производство высокоэффективных полупроводниковых источников света (полупроводниковые светодиодные структуры, в том числе сверхяркие светодиоды для замены ламп освещения, светодиодные матрицы, светофоры, другие светоизлучающие приборы);

— развитие конкурентоспособных направлений твердотельной СВЧ-электроники миллиметрового диапазона длин волн (компоненты для радиолокационных систем различного применения, радиорелейных линий связи диапазона миллиметровых волн коммерческого назначения, других систем и приборов).

Таким образом, упомянутая программа нацелена на быструю реализацию существующего задела в виде ряда электронных приборов и аппаратуры. Однако объемы и сроки финансирования отстают от запланированных, и, соответственно, результаты ожидаются не в полном объеме.

Отсутствие признания лидирующей роли микроэлектроники в инновационном развитии Украины видно также на примере Государственной программы прогнозирования научно-технологического и инновационного развития Украины на 2004—2006 гг. Здесь также нет выделенного раздела «Микроэлектронные технологии», а есть только небольшие фрагменты в двух направлениях.

Как видно из сказанного выше, государственные научно-технические программы Украины содержат лишь отдельные фрагменты, касающиеся микроэлектроники и ее основы — кремниевой технологии, с небольшим объемом финансирования. То есть нет какой-либо цельной программы восстановления и развития микроэлектроники в стране. А такая программа необходима. Национальная программа развития микроэлектроники и ее технологий, которая выделила бы эту отрасль как приоритетную. Такая программа может быть разработана по инициативе Национальной Академии наук, Министерства образования и науки и Министерства промышленной политики Украины, получить статус государственной научно-технической программы с незамедлительным принятием к реализации, пока еще есть кадры и научно-технический задел.

Чтобы не потерять то, что осталось, и привлечь все имеющиеся в Украине ресурсы, программа должна быть координирующей и объединяющей потенциал академических институтов, вузов и промышленности. По идеологии программа должна выразить конкретные государственные интересы Украины на внешнем и внутреннем рынке, в ней должен быть заложен механизм государственного финансирования НИОКР в области электронной компонентной базы.

Основными разделами такой программы может стать решение следующих задач:

1. Разработка и освоение производства специальной электроники для оборонной промышленности.

2. Электроника для интеллектуализации изделий машиностроения, приборостроения, транспорта и других отраслей экономики Украины.

3. Микросхемы для телекоммуникационных применений, связи, телевидения.

4. Элементная база вычислительной техники.

5. Создание сенсоров и мультисенсорных систем, интегрированных с аналоговыми и цифровыми схемами обработки сигналов и микроэлектронными механическими системами (МЭМС).

6. Схемы памяти и чипы для электронных интеллектуальных карт различного назначения, в том числе и чипы для электронизации документов и электронного паспорта гражданина.

7. Электроника для бытовой техники.

8. Интегральные схемы и изделия для реализации энергосберегающих устройств и технологий.

9. Разработка и производство альтернативных высокоэффективных источников энергии (солнечных батарей и других).

10. Восстановление технологической базы микроэлектроники.

11. Развитие нанoeлектронных технологий и технологий оптоэлектроники.

12. Производство материалов электронной техники (в первую очередь кремния).

13. Развитие электронного приборостроения и изделий на основе микроэлектронных компонентов (в том числе — и в первую очередь — отечественного производства).

14. Создание национальной инфраструктуры отрасли для осуществления подготовки кадров, обеспечения разработки и выпуска изделий электронной техники.

\*\*\*

Таким образом, выходом из сложившейся ситуации может стать объединение усилий НАНУ (Президиума НАНУ), Минобразования и науки и Минпромполитики Украины по формированию и последующему утверждению национальной программы развития микроэлектроники, которая выделила бы эту наукоемкую отрасль как приоритетную для обеспечения стратегических и экономических интересов государства.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Ткаченко В., Рысин В. Операционные усилители украинского производства // Chip News.— 2004.— № 6.— С. 44—48.

2. Экономическая газета.— Июнь 2004.— № 12.— С. 1—8.

3. Борисов Ю. И. О стратегии развития электронной промышленности // Электронная промышленность.— 2006.— № 4.— С. 4—16.

4. Концепция и стратегия развития электроники России. Круглый стол, приуроченный к 10-летию журнала "Электроника: Наука. Технология. Бизнес" // Электроника: НТБ.— 2006.— № 3.— С. 4—17.

5. Борисов Ю. И. Радиоэлектронный комплекс — экономике России // Электроника: НТБ.— 2006.— № 7.— С. 104—110.

6. Денисюк В. А. Инновационная деятельность в Республике Беларусь: экономические показатели, направления активизации // Проблемы науки.— 2006.— № 9.— С. 34—37.

7. Падалко В. Г., Грищенко С. Г., Зубарев В. В. и др. Программа развития конкурентоспособных направлений микроэлектроники в Украине (основные положения и задачи) // Технология и конструирование в электронной аппаратуре (ТКЭА).— 1999.— № 4.— С. 3—8.

8. Закон України № 1676-IV від 9 квітня 2004 р. Про Загальнодержавну комплексну програму розвитку високих наукоємних технологій // www.rada.gov.ua/

9. Луговский В. В., Николаенко Ю. Е., Демедюк А. В., Ларкин С. Ю. Основные положения государственной программы развития техники и технологий СВЧ на 2005—2009 гг. в Украине // Технология и конструирование в электронной аппаратуре (ТКЭА).— 2005.— № 6.— С. 3—5.

В. А. ХИТРОВСКИЙ, В. М. БУГАЙ, О. А. КОРЖИК

Украина, г. Киев, НИИ «Орион», НПП "Синко"  
E-mail: orion@email.kiev.ua

Дата поступления в редакцию  
04.04 2007 г.

Оппонент к. т. н. Н. Ф. КАРУШКИН  
(НИИ "Орион", г. Киев)

## КОГЕРЕНТНЫЙ ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИК Ка-ДИАПАЗОНА ДЛЯ МОБИЛЬНЫХ РЛС СРЕДНЕГО РАДИУСА ДЕЙСТВИЯ

*Приведены результаты разработки многофункционального твердотельного приемопередатчика с непрерывным фазоманипулированным излучением, предназначенного для использования в патрульных РЛС с дальностью действия до 20 км.*

Разработка описываемого приемопередатчика является продолжением и дальнейшим развитием работ по созданию семейства компактных патрульных радиолокационных систем (РЛС) миллиметрового диапазона, которые ведет ХК «Укрспецтехника» совместно с НИИ «Орион» [1].

В результате этого сотрудничества уже создана миниатюрная патрульная РЛС 112L1 «Барсук» общей массой не более 5,5 кг (включая автономное питание и различные аксессуары) [1—3]. При мощности передатчика с непрерывным излучением 30—50 мВт и фазокодовой манипуляцией данная РЛС может обнаруживать идущего человека на расстоянии до 800 м, а цели типа автомобиля — до 2 км. РЛС работает совместно с оператором, который осуществляет анализ и оценку поступающей от РЛС информации «на слух» через наушники.

Разработанный приемопередатчик для новой РЛС «Мангуст» обеспечивает ее работу в автоматическом режиме с дальностью обнаружения целей типа автомобиля до 20 км и отображением информации на жидкокристаллическом дисплее. Это достигнуто за счет обработки квадратурных выходных сигналов приемника и повышения непрерывной выходной мощности

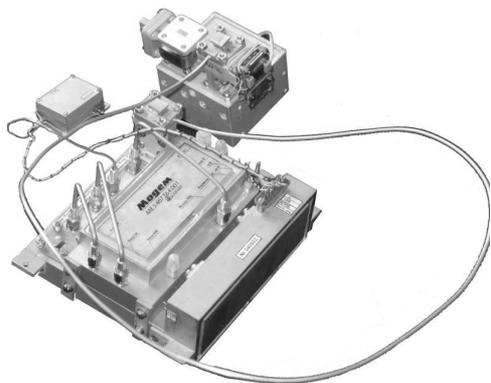


Рис. 1. Внешний вид приемопередатчика MN115.1

передатчика до 1...1,5 Вт при существенно большем диаметре раскрытия антенн.

Новый приемопередатчик имеет блочную конструкцию и состоит из двух функционально и конструктивно законченных блоков: блока приемопередатчика MN113.1 и блока усилителя мощности MN112.1. С учетом того, что блок MN113.1 устанавливается на приемной антенне, а блок MN112.1 — на передающей, между собой они соединяются полужестким коаксиальным кабелем необходимой длины с коаксиально-волноводными переходами на концах.

Внешний вид разработанного приемопередатчика приведен на рис. 1, а его развернутая структурно-функциональная схема — на рис. 2.

Следует отметить, что блок MN113.1 представляет собой модернизированный вариант приемопередатчика БС2-1 РЛС «Барсук» [3, 4]. Эта модернизация заключается в следующем.

1. Произведена полная перекомпоновка блока. Теперь в его состав входят следующие функциональные модули:

- модуль высокостабильного малошумящего СВЧ задающего генератора;
- модуль модулятора-демодулятора (модем);
- модуль приемопередатчика;
- модуль электропитания.

2. Для обеспечения возможности оперативной смены рабочих частот РЛС задающий СВЧ-генератор вынесен из объема блока гетеродинов наружу и соединяется с модулем приемопередатчика посредством кабеля с разъемом. Такое решение позволяет также обеспечить возможность эффективной виброакустозащиты задающего генератора.

3. Разработан новый модем с двумя квадратурными выходами.

4. Для обеспечения унификации модулей, входящих в состав блоков обеих РЛС, модуль модема вынесен из объема приемопередатчика наружу и соединяется с ним кабелями. Это позволяет простой заменой модема переходить от конфигурации блока БС2-1 к конфигурации блока MN113.1, имеющего квадратурные выходы. В случае необходимости использования блока MN113.1 в РЛС «Барсук» подключение производится к одному (любому) выходу модема.

5. Модернизировано большинство СВЧ- и КВЧ-узлов, входящих в состав радиомодулей, а также улучшен модуль электропитания (DC-DC-преобразователь) и повышена его мощность.

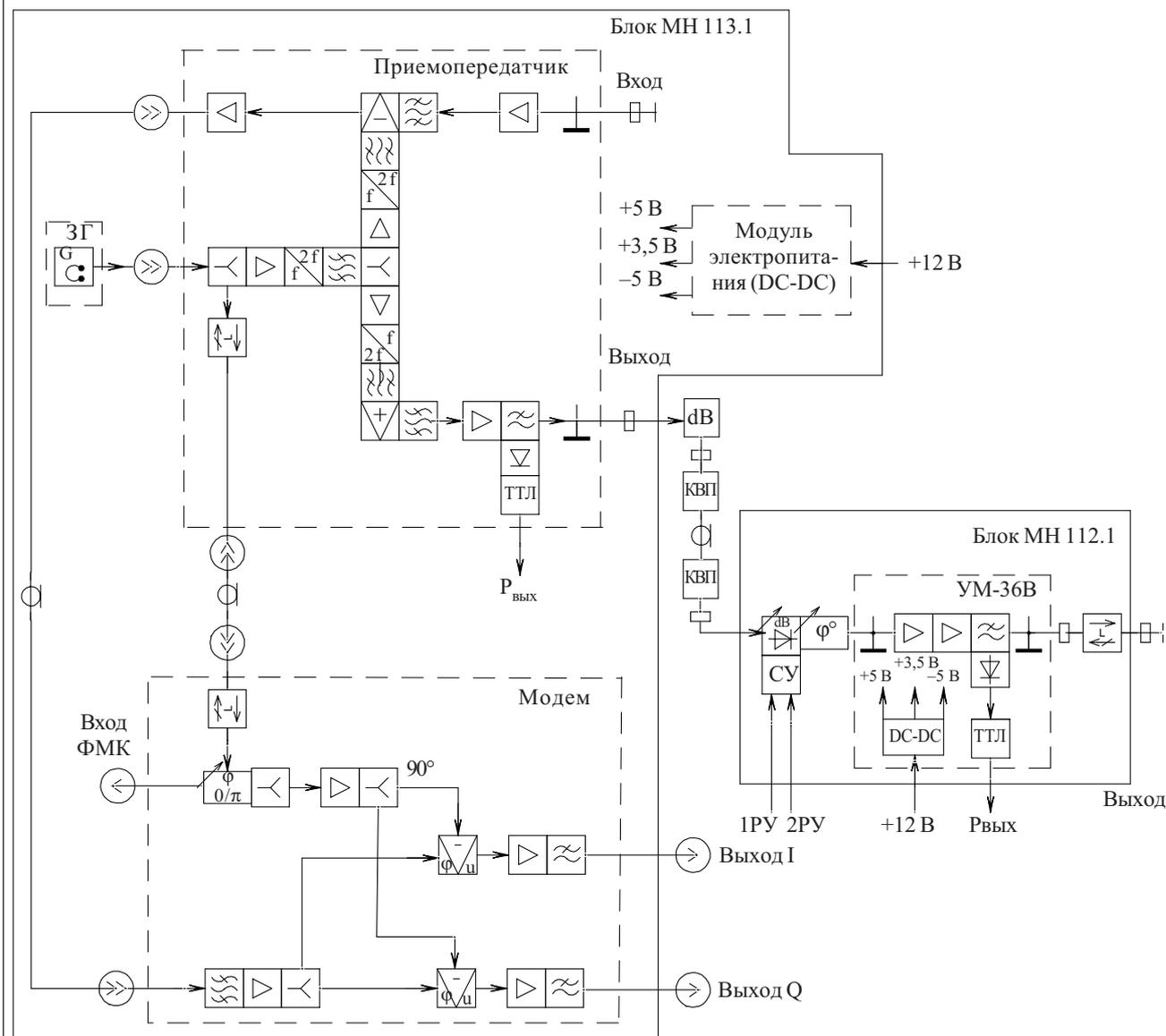


Рис. 2. Структурно-функциональная схема приемопередатчика МН115.1

В состав блока усилителя мощности МН112.1 входят следующие составные части:

- модуль усилителя мощности УМ-36В с максимальной непрерывной выходной мощностью до 1,5 Вт, коэффициентом усиления 33...35 дБ и собственным источником вторичного электропитания (DC-DC-преобразователь) с защитой;
- четырехуровневый дискретный аттенуатор с цифровым управлением (аттенуатор дальности);
- плавный механический фазовращатель для точного сопряжения передатчика с антенным трактом;
- развязывающий ферритовый вентиль (на выходе блока).

Для согласования блока МН112.1 с блоком МН113.1 по уровню входной мощности на выходе последнего устанавливается согласующий волноводный аттенуатор.

На опытных образцах разработанных блоков приемопередатчика МН115.1 были получены следующие характеристики:

Диапазон рабочих частот	36...40 ГГц
Нестабильность рабочей частоты в интервале температур -40...+50°C, не более	±2 МГц
Относительная кратковременная нестабильность рабочей частоты за 1 мс, не более	$2 \cdot 10^{-11}$
Выходная непрерывная мощность блока МН113.1	40...60 мВт
Максимальная непрерывная выходная мощность блока МН112.1	1...1,5 Вт
Шаг регулировки выходной мощности (с возможностью полного выключения)	10 дБ
Пределы регулировки фазы выходного сигнала	±100°
Погрешность установки фазы при фазокодовой манипуляции (ФКМ), не более	±2°
Паразитная амплитудная модуляция при ФКМ, не более	0,1 дБ
Коэффициент шума приемника, не более	3,5 дБ
Полоса пропускания приемника, не менее	50 МГц
Динамический диапазон приемника, не менее	65 дБ
Ток потребления по цепи +12 В, не более:	
блок МН113.1	0,45 А
блок МН112.1	1,2 А
Масса, не более:	
блок МН113.1	1 кг
блок МН112.1	0,8 кг

Достигнутый уровень параметров разработанного приемопередатчика МН115.1 полностью удовлетворяет поставленным техническим требованиям, необходимым для достижения расчетных характеристик РЛС «Мангуст», а его конструкция является технологичной и унифицированной для всего семейства патрульных РЛС («Барсук», «Лис», «Мангуст»).

## ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Радиолокационные системы. <http://www.ust.com.ua>
2. Жадько И. И., Козлов А. Ф., Кошечкина С. С. и др. Малогабаритная патрульная РЛС Ка-диапазона для разведки наземных движущихся целей // Сб. науч. тр. по мат-лам 1-го Междунар. ра-

диоэлектронного форума «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ-2002.— Харьков, Украина.— 2002.— Ч. 2.— С. 411—412.

3. Хитровский В. А., Беркута Д. Н. Экономичный когерентный приемопередатчик Ка-диапазона для мобильных РЛС ближнего радиуса действия // Технология и конструирование в электронной аппаратуре (ТКЭА).— 2003.— № 3.— С. 33—34.

4. Хитровский В. А., Беркута Д. Н. Экономичный когерентный приемопередатчик Ка-диапазона для мобильных РЛС ближнего радиуса действия // Сб. науч. тр. по мат-лам 1-го Междунар. радиоэлектронного форума «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ-2002.— Харьков, Украина.— 2002.— Ч. 2.— С. 389—392.

Д. т. н. И. Н. ПРУДИУС, к. т. н. В. Д. ГОЛИНСКИЙ,  
В. Г. СТОРОЖ

Украина, НУ „Львовская политехника”  
E-mail: [iprudus@polynet.lviv.ua](mailto:iprudus@polynet.lviv.ua)

Дата поступления в редакцию  
16.02 2007 г.

Оппонент д. т. н. В. И. СЕРГЕЕВ  
(ВКБ АФУ, г. Воронеж)

## ТРАНЗИСТОРНЫЕ АНТЕННЫ-АВТОГЕНЕРАТОРЫ СВЧ-ДИАПАЗОНА

*Широкие функциональные возможности антенн-автогенераторов в части генерирования, излучения, преобразования частоты сигналов обуславливают перспективность их применения в радиотехнических устройствах.*

Функциональное и конструктивное объединение активных нелинейных элементов с печатными антеннами приводит к созданию интегрированных антенн, которые выполняют основные функции, необходимые для СВЧ-радиосистем (в первую очередь это генерация гармонических колебаний и излучение соответствующих электромагнитных волн). К таким интегрированным узлам относится антенна-автогенератор (ААГ) [1—3], особенностью которой является то, что антенна, выполняя традиционную функцию излучения и приема электромагнитной энергии, одновременно выполняет функцию реактивного элемента автоколебательной системы, определяющей частоту колебаний.

Одновременно с излучением ААГ принимает электромагнитные волны в рабочей полосе пропускания и преобразует частоту принятого сигнала. На этих свойствах базируются радиоволновые датчики (сенсоры) выявления движущихся объектов, которые теперь широко используются в технических средствах охраны, системах контроля, радиоизмерительной технике и системах ближней радиолокации. Эти сенсоры функционируют на основе эффекта Доплера и реализуются на основании двух принципов — автодинного и гетеродинного [4].

При использовании полосковых антенн автодинные сенсоры имеют простую конструкцию и малые

габариты и массу. Однако их чувствительность ограничена значительным уровнем собственных шумов нелинейной автоколебательной системы, энергетический спектр которых приблизительно пропорционален  $1/f$  [5, с. 121], и внешними помехами. Гетеродинные сенсоры за счет использования дополнительной детекторно-смесительной секции имеют лучшие шумовые параметры, но худшие массогабаритные характеристики [4, с. 45].

В связи с этим проведен поиск путей усовершенствования схем, конструкций и расширения функциональных возможностей СВЧ транзисторных ААГ.

### Схемотехнические особенности реализации транзисторных антенн-автогенераторов

Схемы СВЧ транзисторных ААГ можно реализовать на основе СВЧ-схем автогенераторов, которые выполняются на основе емкостных трехузловых схем Клаппа и Колпитца или по схеме усилителя СВЧ с внешней обратной связью. При этом не все типы полосковых антенн обеспечивают малые габариты и массу интегрированного узла. При интеграции необходимо выбирать такой тип антенны и схемы автогенератора, чтобы для образования интегрированной ААГ не нужно было применять дополнительные реактивные элементы. Кроме того, для обеспечения высокой стабильности частоты генерируемых колебаний добротность частотозадающего контура, составляющей которого является антенна, должна быть высокой, а нестабильность его собственной частоты — низкой. Анализ показывает, что этим требованиям удовлетворяют печатные резонаторные антенны (ПРА) с излучателем произвольной формы и щелевые резонаторные антенны [6].

На основании такого подхода разработаны и исследованы две схемы антенн-автогенераторов с пе-

чатной резонаторной антенной (рис. 1). В первой схеме (рис. 1, а) излучатель ПРА в определенной точке соединен с коллектором транзистора. Точка нулевого потенциала, которая для прямоугольного излучателя находится на пересечении его диагоналей, заземлена. За счет этого образуется цепь протекания постоянной составляющей коллекторного тока транзистора. В то же время в его коллекторной цепи образуется полосковая структура с распределенными параметрами, имеющая индуктивный характер сопротивления. Совместно с отрезками полосковых линий — элементами  $W_1$  и  $W_5$  — это обеспечивает генерирование и излучение электромагнитных волн.

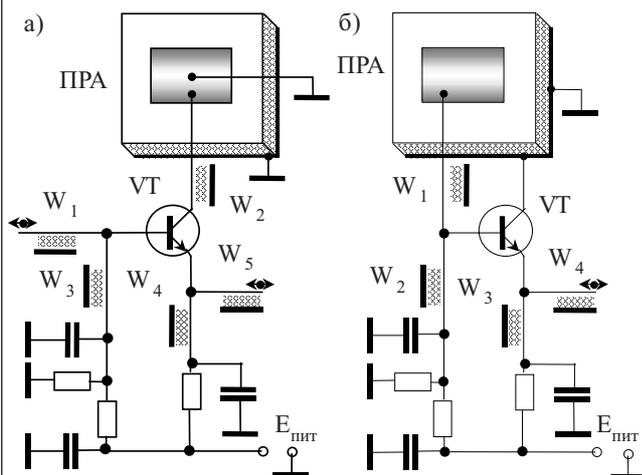


Рис. 1. Схемы транзисторных антенн-автогенераторов

Во второй схеме (рис. 1, б) излучатель ПРА соединен в определенной точке с базой транзистора, а его коллектор заземлен по постоянному и переменному току. При этом в цепи "база—коллектор" также образуется распределенная структура с индуктивным характером сопротивления, обеспечивающая совместно с элементами  $W_1$  и  $W_4$  генерирование и излучение электромагнитных волн.

Схемы ААГ реализованы на диэлектрических подложках из поликора, RT/duroid 5870/5880, ФАФ-4Д толщиной 1 и 1,5 мм. Тип диэлектрика определяет геометрические размеры ААГ и влияет на стабильность генерируемых колебаний.

Настройка схем на рабочую частоту и максимальную излучаемую мощность производилась за счет изменения длины элементов  $W_1$  и  $W_5$  (рис. 1, а) и элемента  $W_4$  (рис. 1, б). (Настройка за счет изменения положения точки подключения активной части схемы к излучателю антенны является неудобной и может применяться только на экспериментальных образцах при отработке схем и конструкций ААГ.) Практически во всех исследуемых ААГ с излучателями прямоугольной формы оптимальное расстояние от края излучателя к точке возбуждения не превышало 20% длины узкой стороны излучателя.

Проведены исследования разработанных схем ААГ на частотах от 1 до 6,5 ГГц. Рабочая частота ААГ отличалась от резонансной частоты ПРА в среднем на 5—8%. Это подтверждает тот факт, что именно реактивный характер входного импеданса излу-

чателя является частотозадающим элементом колебательной системы ААГ. Излучаемая мощность СВЧ-сигнала определялась типом транзистора и режимом его работы и при напряжении питания 9 В для транзистора 2Т640А-2 составляла в среднем 50 мВт, а для транзистора 2Т3115 — 5 мВт. Коэффициент полезного действия (КПД) составлял 22%, что несколько меньше КПД обычного транзисторного автогенератора. Нестабильность частоты колебаний ААГ в лабораторных условиях при постоянных условиях излучения не хуже  $1 \cdot 10^{-4}$  в диапазоне 2—3 ГГц. Подавление высших гармонических составляющих в спектре излучаемого сигнала не хуже -35 дБ. Диаграмма направленности ААГ практически совпадает с диаграммой направленности пассивной ПРА. Ее ширина в плоскости вектора электрической составляющей поля  $\vec{E}$  составляет  $70^\circ$ , а в плоскости вектора магнитной составляющей поля  $\vec{H}$  —  $90^\circ$ .

Разработана также схема ААГ на полосковой щелевой резонаторной антенне (ПЩРА), которая конструктивно выполнена на фторопластовой подложке и представлена на рис. 2. В ее основе также лежит модифицированная схема Клаппа [3]. Возбуждение щели возможно двумя способами — с помощью полосковой линии (точка А) или с помощью зонда (точка В). Энергетические характеристики ААГ на ПЩРА аналогичны характеристикам ААГ на ПРА прямоугольной формы, а особенностью ААГ на ПЩРА является то, что ее диаграмма направленности (ДН) в плоскости вектора  $\vec{E}$  близка по форме к диаграмме направленности полуволнового вибратора.

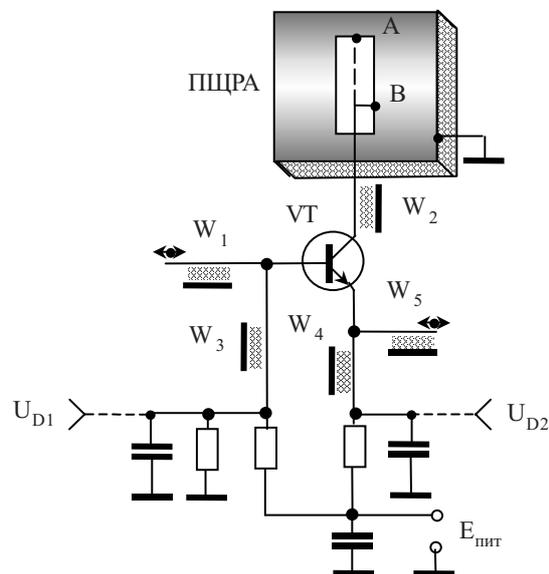


Рис. 2. Схема ААГ на ПЩРА

Конструктивное выполнение ААГ может быть осуществлено двумя способами — объемным монтажом или с помощью планарной технологии. Образец односторонней конструкции ААГ, выполненный на ФАФ-4Д толщиной 1,5 мм, который работает в диапазоне 2,5 ГГц, изображен на рис. 3. Такой вариант характеризуется высокой технологичностью изготовления, хотя при этом растут размеры и, в отличие от объем-

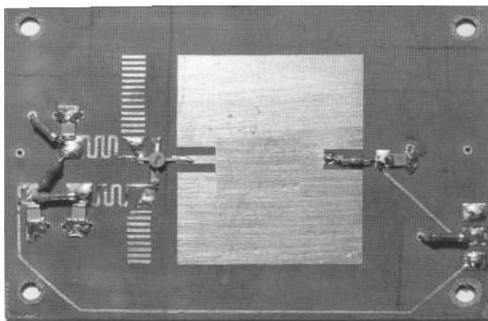


Рис. 3. Планарная конструкция ААГ

ной конструкции, осложняется процесс настройки, поскольку элементы настройки находятся в зоне электромагнитного излучения.

Разработанные транзисторные ААГ по конструктивным и техническим характеристикам являются оптимальными для построения плоских активных антенных решеток. Для обеспечения когерентности излучаемых волн ААГ должны работать в режиме взаимной синхронизации или в режиме внешней синхронизации стабильным по частоте сигналом. Схемотехническая реализация ААГ на полосковых антеннах однозначно определяет способ стабилизации частоты колебаний диэлектрическим резонатором (ДР). Проведенные исследования показали, что при связи ДР с излучателем ААГ нестабильность частоты составляет  $(2...3) \cdot 10^{-6}$ , а температурный коэффициент частоты —  $5 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$ .

**Функциональные возможности антенн-автогенераторов**

Поскольку ААГ является открытой автоколебательной системой, то частота генерируемых колебаний зависит от изменения условий излучения электромагнитных волн, вызванных, например, движущимся в поле излучения объектом. В то же время отраженная от этого объекта электромагнитная энергия принимается антенной ААГ и в нелинейных цепях транзистора происходит преобразование частоты колебаний, в результате чего формируется информационный сигнал Доплера. Таким образом, ААГ работает независимо в режиме автодина при одновременном изменении частоты колебаний за счет изменения входного импеданса антенны.

Информационный сигнал Доплера можно выделять в цепях базы или эмиттера транзисторной ААГ с помощью фильтра нижних частот или в цепи питания. Исследования показали, что ААГ в режиме автодина имеет в 2—3 раза лучшую чувствительность сравнительно с автодином, реализованным по классической схеме, состоящим из автогенератора, цепи связи и антенны [4]. Высокая чувствительность ААГ обеспечивается тем, что энергия отраженного сигнала поступает в нелинейную схему автогенератора без потерь в цепях согласования, а также за счет изменения импеданса антенны под воздействием движущегося объекта.

Конструкция ДРА способствует дальнейшей интеграции ААГ с детекторной секцией, которая работает в синхронном режиме по отношению к отражен-

ному сигналу. При этом диод подключен непосредственно к излучателю в точке согласования (рис. 4). В результате на основе ААГ образуется приемно-передающий модуль, который может быть использован в локальных сетях связи или как сенсор движения.

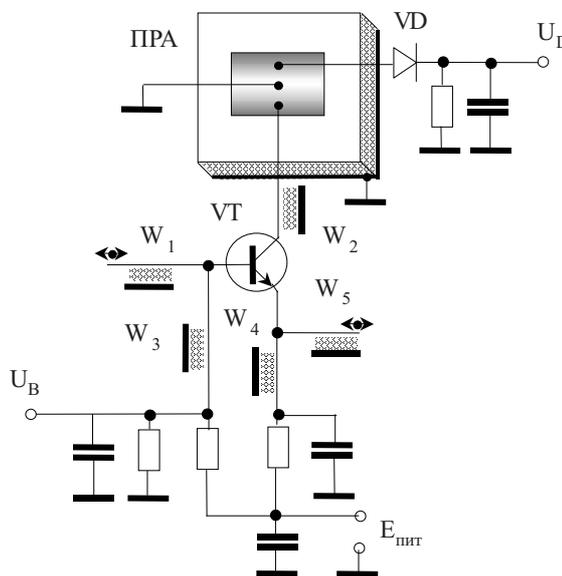


Рис. 4. Схема ААГ, интегрированная с детекторной секцией

На рис. 5 изображена экспериментальная зависимость изменения амплитуд сигналов на информационных выходах ААГ по схеме, показанной на рис. 4, в режиме сенсора на частоте 2,5 ГГц ( $\lambda=12$  см), записанная с помощью регистратора. Равномерно движущийся объект, синхронизированный с регистратором, представлял собой металлическую пластину размерами 48×48 мм. Расстояние до движущегося объекта выражено в длинах волн  $R/\lambda$ . Сигнал на выходе детектора ( $U_D$ ) изображен сплошной линией, а в базе транзистора ( $U_B$ ) — пунктирной линией.

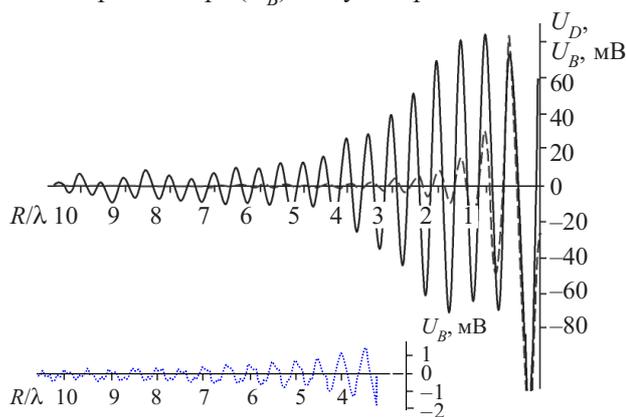


Рис. 5. Сигналы на информационных выходах ААГ

Экспериментальные исследования ААГ с синхронным детектором в режиме сенсора показали, что уровень сигнала Доплера на выходе детектора выше в 5—7 раз, чем в цепи базы транзистора. На этом же рис. 5 изображен фрагмент информационного сигнала в цепи базы транзистора при увеличенном в де-

сять раз усилении регистратора, который является аддитивной суммой полезного сигнала и помехи. При этом ААГ обеспечивает одновременное выделение двух сигналов Допплера — как у обычного автодина, так и с помощью детекторной секции. Таким образом, повышается надежность сенсора и расширяются возможности обработки информационных сигналов.

**Повышение чувствительности радиоволновых сенсоров на основе антенн-автогенераторов**

Как уже было отмечено, чувствительность радиоволновых сенсоров на ААГ ограничивается собственными шумами [1, 2]. Для уменьшения влияния шумов разработан сенсор на ААГ с амплитудной модуляцией отраженного от объекта сигнала с частотой  $F_M = 1$  кГц. В этом случае сенсор на ААГ представляет собой синхронный приемник, в котором информационный сигнал выделяется на частотах  $F_M \pm f_D$ , находящихся за границей основной части энергетического спектра собственных шумов.

Особенностью предложенной схемы сенсора является то, что амплитудная модуляция отраженного сигнала осуществляется путем изменения направления максимального излучения ААГ за счет коммутации диаграммы направленности ААГ. Коммутация ДН осуществляется с помощью дополнительной ПРА, излучатель которой размещен рядом с излучателем ААГ и соединен с ним с помощью коммутатора на  $p-i-n$ -диодах.

Конструкция и формирование чувствительной зоны сенсора изображены на рис. 6. Чувствительная зона сенсора  $F(\Theta)$  формируется в плоскости вектора электрической составляющей поля, которая изображена сплошной линией. Она образуется как разница диаграмм направленности ААГ при отключенном дополнительном излучателе  $F_1(\Theta)$  (показана пунктирной линией) и при подключенном дополнительном излучателе  $F_2(\Theta)$  (имеет два лепестка и показана точками).

При проведении экспериментальных исследований установлено, что выигрыш в отношении сигнал/шум для исследуемых образцов был не меньше десяти раз. Амплитуда помехи в диапазоне частот Допплера, которая принудительно была введена в цепь питания, также уменьшена в десять раз по сравнению с обычным режимом. Дальнейшее увеличение выигрыша в отношении сигнал/шум ограничивается наличием паразитарной модуляции параметров ААГ — как частоты, так и амплитуды генерируемых колебаний. В исследуемом образце (рис. 6, а) эта модуляция не превышала 5%. В результате действия паразитарной модуляции становится возможным проникновение шу-

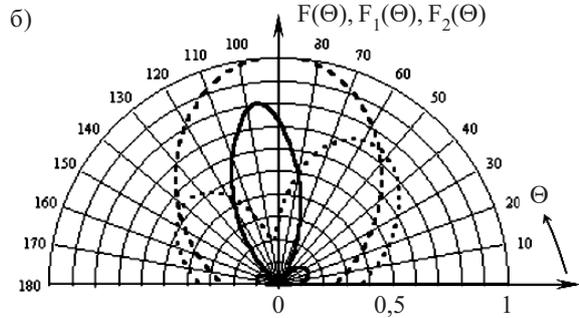
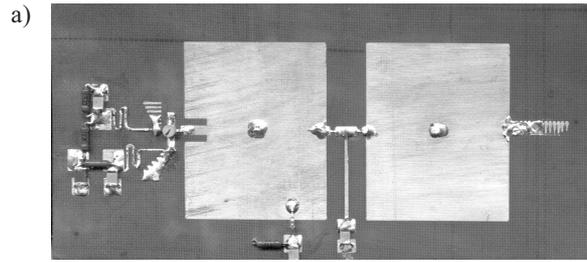


Рис. 6. ААГ с коммутированной ДН:

а — конструкция; б — формирование чувствительной зоны

мов на выход схемы обработки полезного сигнала, что и ограничивает величину этого выигрыша.

**Выводы**

Результаты разработки и экспериментальные исследования транзисторных антенн-автогенераторов СВЧ-диапазона показали их широкие функциональные возможности в части генерирования, излучения, преобразования частоты сигналов, что обуславливает перспективность их применения в радиотехнических устройствах.

Антенны-автогенераторы перспективны для построения радиоволновых сенсоров движения (поскольку характеризуются высоким уровнем информационного сигнала), а также для создания активных фазированных антенных решеток.

**ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ**

1. Должиков В. В., Лучанинов А. И., Сакало С. Н. и др. Активные передающие антенны. — М.: Радио и связь, 1984.
2. Pat. 4736454 USA. Integrated oscillator and microstrip antenna system / V. A. Hirach.— 1988.
3. Fredrick J. D., Itoh T. Recept developments in RF front ends based upon active antenna concept / International Conference on Telecommunication in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIKS).— Niš, Yugoslavia.— 2001.— P. 3—8.
4. Коган И. М. Ближняя радиолокация. — М.: Сов. радио, 1973.
5. Букингем М. Шумы в электронных приборах и системах.— М.: Мир, 1986.
6. Нефедов Е. И., Козловский В. В., Згурский А. В. Микрополосковые излучающие и резонансные устройства.— К.: Техніка, 1990.

Д. М. ВИННИК, к. т. н. Т. И. ВОРОНЯК

Украина, г. Львов, Научно-производственное предприятие "Карат",  
Физико-механический ин-т им. Г. В. Карпенко  
E-mail: voroniak@ipm.lviv.ua

Дата поступления в редакцию  
16.02—14.05 2007 г.

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

## РАСПРОСТРАНЕНИЕ СВЧ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ ОБЪЕМНЫХ ВОЛН В УСТРОЙСТВАХ НА КРИСТАЛЛАХ НИОБАТА ЛИТИЯ

*Изучено распространение и угол сноса ультразвуковых сдвиговых объемных волн СВЧ-диапазона, возбуждаемых с поверхности XY кристалла LiNbO<sub>3</sub> Z-среза встречно-штыревым преобразователем.*

Кристаллы ниобата лития (LiNbO<sub>3</sub>) используются для разработки акустооптических модуляторов (АОМ) и ультразвуковых линий задержки (УЛЗ) сверхвысокочастотного (СВЧ) диапазона на объемных звуковых волнах благодаря низкому уровню затухания звуковых колебаний и высокому значению коэффициента электромеханической связи [1, с. 452—478]. Возможность возбуждения объемной звуковой волны с поверхности этих кристаллов при помощи встречно-штыревого преобразователя (ВШП) [2, 3] значительно удешевляет и упрощает технологию изготовления АОМ и УЛЗ СВЧ-диапазона. Важным вопросом при конструировании такого рода устройств является выбор типа звуковой волны. Следует учитывать тот факт, что при разработке конструкции УЛЗ СВЧ-диапазона наименьшие линейные размеры звукопровода и наименьшие дифракционные потери достигаются при использовании сдвиговых акустических волн.

При распространении объемных сдвиговых волн в анизотропных средах, какими являются и кристаллы LiNbO<sub>3</sub>, следует учитывать явление «сноса» звуковой волны. Указанное явление вызывает отклонение звукового луча от нормали к фронту распространения звуковой волны, т. е. отклонение между направлением распространения звуковой волны и направлением переноса этой волной звуковой энергии. Отсутствие точных сведений об угле «сноса» может привести к ошибке при выборе места позиционирования приемных ВШП в УЛЗ, а следовательно, и к значительным потерям в ней [4].

В работе исследовалось возбуждение ВШП объемных сдвиговых волн с поверхности XY кристалла LiNbO<sub>3</sub> Z-среза на частотах 0,950 ГГц и более и их распространение в кристалле. Определение угла переноса энергии проводилось расчетным и экспериментальными методами. Это связано с тем, что параметры кристаллов LiNbO<sub>3</sub> чувствительны к дефектам различного рода, возникающим в процессе роста этих кристаллов, и поэтому значения тех же параметров,

приведенных в различных работах, не совпадают [1; 5, с. 262; 6].

В дальнейшем будем считать ВШП, возбуждающие объемные звуковые волны с поверхности LiNbO<sub>3</sub> с нерезонансным характером их возбуждения, звуковой антенной, которая состоит из  $N$  идентичных, равноамплитудных и одинаково ориентированных в пространстве точечных ультразвуковых источников, размещенных эквидистантно вдоль оси  $Z$  антенны (рис. 1).  $N+1$  — количество электродов во ВШП. Расстояние между излучателями равно периоду ВШП  $d$ . Фаза звукового поля в  $n$ -м элементе звуковой антенной решетки определяется функцией  $(-1)^n$ , которая учитывает то, что на каждом промежутке  $d$  между электродами происходит изменение знака электрического поля.

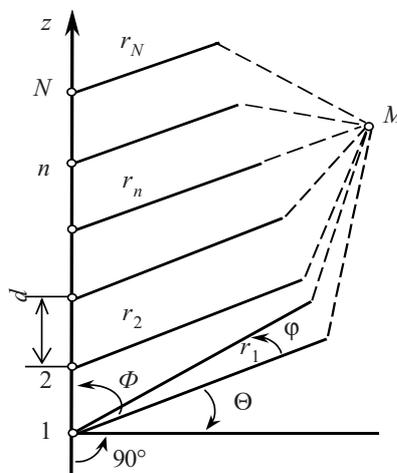


Рис. 1. Возбуждение объемных волн встречно-штыревым преобразователем

Поле вектора смещения  $n$ -го элемента решетки запишем в виде

$$\vec{U}_n = \frac{cA_0}{r_n} \exp[-i(kr_n - \psi_n)] F_0(\Theta, \varphi) \vec{e}_0,$$

где  $c$  — константа, зависящая от вида излучателя;  
 $A_0$  и  $\psi_n$  — амплитуда и фаза звукового поля в  $n$ -м элементе;  
 $r_n, \Theta, \varphi$  — сферические координаты произвольно выбранной точки  $M$ ,  $r_n$  — расстояние от  $n$ -го элемента антенны до точки  $M$ ;  
 $k = 2\pi/\lambda$  — волновое число звуковой волны длиной  $\lambda$ ;  
 $F_0(\Theta, \varphi)$  — диаграмма направленности  $n$ -го элемента;  
 $\vec{e}_0$  — орт (единичный вектор), характеризующий поляризацию поля излучения  $n$ -го элемента.

Из теории антенных решеток известно, что диаграмма направленности всей антенны равна произведению диаграммы направленности элемента решетки на множитель антенной решетки [7]. Для множителя звуковой антенной решетки (ВШП) предложено следующее соотношение:

$$f_c = \frac{\sin \left[ 0,5Nkd \left( \cos \Phi - \frac{\pi}{kd} \right) \right]}{N \sin \left[ 0,5kd \left( \cos \Phi - \frac{\pi}{kd} \right) \right]} \quad (1)$$

Здесь  $\Phi$  — угол между осью  $Z$  и направлением на точку  $M$ .

При большом числе излучателей ( $N \geq 20$ ) значение аргумента  $0,5Nkd \left( \cos \Phi - \frac{\pi}{kd} \right) = u$  в пределах главного лепестка небольшое —  $0,5Nkd \left( \cos \Phi - \frac{\pi}{kd} \right) < \pi$ ,

поэтому можно считать  $\sin u = u$  и формулу (1) переписать в виде

$$f_c = \frac{\sin(Nu)}{Nu} \quad (2)$$

Функция  $f_c$  непериодическая и имеет одно наибольшее значение при  $Nu=0$ , откуда нетрудно получить направление ориентации главного лепестка диаграммы направленности ВШП:

$$\cos \Phi_{гр} = \frac{\pi}{kd} \quad (3)$$

Учитывая (1) и (3), имеем:

$$f_c(\Phi) = \frac{\sin \left[ 0,5Nkd \left( \cos \Phi - \cos \Phi_{гр} \right) \right]}{N \sin \left[ 0,5kd \left( \cos \Phi - \cos \Phi_{гр} \right) \right]} \quad (4)$$

Амплитуда боковых лепестков диаграммы направленности убывает по мере удаления от главного лепестка. Из формулы (2) следует, что амплитуда первого бокового лепестка, который определяется координатой  $Nu = \pm 3\pi/2$ , имеет величину, равную 0,21 от величины основного лепестка.

Проведем изменения (подстановку):  $\Phi = \pi/2 - \Theta$ , где  $\Theta$  — угол между нормалью к плоскости, с которой возбуждается ультразвуковая волна, и направлением ее распространения (см. рис. 1). Тогда соотношения (3) и (4) можно переписать в виде

$$\sin \Theta_{гр} = \pi/kd; \quad (5)$$

$$f_c(\Theta) = \frac{\sin \left[ 0,5Nkd \left( \sin \Theta - \sin \Theta_{гр} \right) \right]}{N \sin \left[ 0,5kd \left( \sin \Theta - \sin \Theta_{гр} \right) \right]} \quad (6)$$

При  $d > \Lambda/2$  линейка эквидистантных излучателей может иметь несколько максимумов излучения, равных по интенсивности главному максимуму. Эти мак-

симумы будут наблюдаться под углами, для которых выполняются следующие условия:

$$kd \left( \sin \Theta_m - \sin \Theta_{гр} \right) = m\pi, \quad m = \pm 1; \pm 2 \dots \quad (7)$$

Ближайший к нормали максимум получим при  $m = -1$ :

$$\sin \Theta_{-1} = -\Lambda/d + \sin \Theta_{гр}. \quad (8)$$

В случае ВШП имеем:

$$\sin \Theta_{-1} = -\pi/kd. \quad (9)$$

Из (9) следует, что максимум при  $m = -1$  симметричен относительно нормали к оси решетки излучателей главному максимуму.

Полученные результаты — при рассмотрении ВШП в виде ультразвуковой решетки излучателей — полностью совпадают с результатами при строгом решении задачи возбуждения объемных звуковых волн ВШП, приведенными в работе [8, с. 290, 296]. Однако выражения, которые получаются из модели представления ВШП в виде антенной решетки, значительно проще и допускают наглядную интерпретацию при анализе диаграмм направленности звукового поля объемной волны. Кроме того, для практических целей появление дополнительных максимумов любого порядка нежелательно, поскольку вся мощность излучения должна бы сосредотачиваться в главном максимуме. Поэтому при подавлении максимумов  $m$ -го порядка можно воспользоваться методами, которые применяются в теории антенн.

Экспериментальные исследования проводились с кристаллами  $\text{LiNbO}_3$   $Z$ -срезы, выращенными в НПП «Карат». Погрешность определения кристаллографических направлений составляла  $\pm 10'$ . Использовались звукопроводы, все грани которых были отполированы, а на грани  $XU$  методом термического напыления нанесены пленки  $\text{Cr-Cu}$ , на которых с помощью фотолитографии были реализованы ВШП. Кристалл с нанесенным ВШП монтировался в корпус с СВЧ-разъемом. ВШП изготавливался так, чтобы достичь максимального согласования на центральной частоте полосы возбуждения.

При возбуждении объемных звуковых волн с поверхности кристалла ВШП угол распространения этих волн определяется соотношением (5):

$$\sin \Theta = \frac{\pi}{kd} = \frac{\Lambda}{2d} = \frac{v}{2fd}, \quad (10)$$

где  $\Lambda$  — длина ультразвуковой волны;  
 $v$  — скорость распространения звука;  
 $f$  — частота из рабочего диапазона.

ВШП при возбуждении объемных звуковых волн с поверхности пьезоэлектрических кристаллов не имеют резонансных характеристик, т. е. задав центральную частоту, нельзя рассчитать период ВШП. Из формулы (10) следует, что задав период преобразователя, можно возбуждать объемные звуковые волны во всем частотном диапазоне начиная с  $\Lambda > 2d$  частоты  $f > f'_0$ , где  $f'_0$  — резонансная частота ВШП при возбуждении поверхностных звуковых волн. При этом

будет меняться только угол распространения звуковой волны.

Поэтому центральные частоты и параметры ВШП для исследований выбирались исходя из соотношения, которое используется в акустооптике для расчета периода фазированной решетки при заданной центральной частоте [5, с. 152]:

$$d = \frac{v^2 n_e}{f_0^2 \lambda}, \quad (11)$$

где  $n_e$  — показатель преломления звукопровода;  
 $\lambda$  — длина волны лазерного излучения.

В нашем случае  $\lambda=0,6328$  мкм. Выбор длины волны станет ясным в дальнейшем.

Нами был изготовлен ВШП с периодом 75 мкм и расстоянием между электродами 50 мкм, количеством электродов  $N=20$  шт. и высотой электродов  $h=2,0$  мм. При изготовлении ВШП направление электродов выбиралось параллельным оси  $X$  звукопровода. (В акустооптике период ВШП  $d=75$  мкм соответствует центральной рабочей частоте  $f_0=777$  МГц.) На изготовленном образце нами наблюдалась брэгговская дифракция лазерного излучения с  $\lambda=0,6328$  мкм в частотном интервале 400...1200 МГц. При этом эффективность дифракции на частотах  $>1$  ГГц резко падает и на частотах  $\geq 1150$  МГц находится практически на уровне фона.

Для определения направления распространения звуковой энергии при возбуждении ее с поверхности  $XU$  кристалла  $LiNbO_3$   $Z$ -среза ВШП была произведена визуализация переноса энергий «теньевым методом» [9, с. 22], усовершенствованным авторами статьи. Блок-схема стенда, который использовался для визуализации эффекта переноса энергии, представлена на рис. 2.

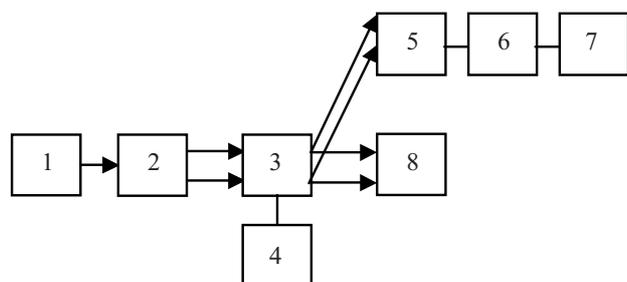


Рис. 2. Блок-схема стенда для визуализации направления переноса энергии ультразвуковой волной:  
 1 — лазер; 2 — коллимирующая система; 3 — звукопровод со встречно-штыревым преобразователем; 4 — генератор Г4-76А; 5 — цифровая видеокамера; 6 — компьютер; 7 — монитор; 8 — поглощающий экран

Весь стенд собирался на голографической плите СИН-1. Поляризованный пучок от одномодового лазера расширялся и фильтровался коллимирующей системой 2, после которой он полностью засвечивал звукопровод. При этом добивались, чтобы этот пучок был практически параллельным. Размеры звукопровода — 10,5×12,0×11,5 мм вдоль осей  $X, Y, Z$ , соответственно. Попадая на звукопровод, свет дифрагировал на звуковой волне, которая по нему распро-

странялась. Звуковая волна возбуждалась при помощи ВШП, который был подключен к генератору СВЧ-колебаний Г4-76А. Дифрагировавший световой пучок регистрировался цифровой видеокамерой и визуализировался на мониторе с дальнейшей записью изображения на компьютер. Трудность регистрации направления переноса энергии звуковой волны, возбужденной с поверхности  $XU$  кристалла  $LiNbO_3$   $Z$ -среза, состоит в том, что дифракционная эффективность на частотах  $\geq 1$  ГГц составляла порядка 1% и меньше от интенсивности падающего света.

На рис. 3 представлена картина переноса звуковой энергии сдвиговой волны, возбужденной с помощью ВШП с поверхности  $XU$  кристалла  $LiNbO_3$   $Z$ -среза на частотах 950, 1050 и 1100 МГц. Из рисунка видно, что диаграмма направленности звукового поля состоит из двух симметричных относительно нормали к оси преобразователя лепестков, причем интенсивность звуковой волны в одном из них ниже, чем во втором, что, по-видимому, обусловлено неравенством ширины электродов и расстояний между ними.

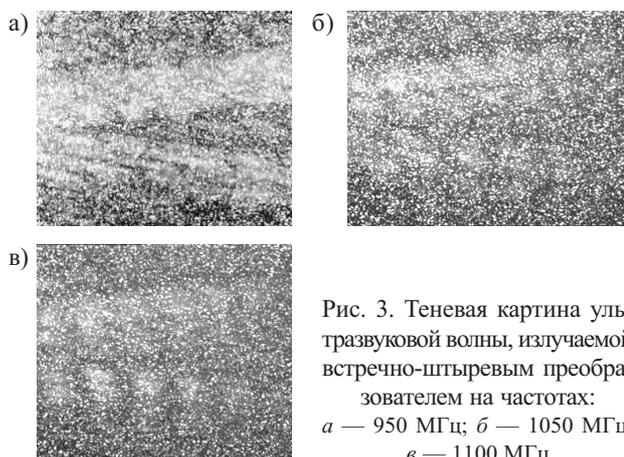


Рис. 3. Теневая картина ультразвуковой волны, излучаемой встречно-штыревым преобразователем на частотах:  
 а — 950 МГц; б — 1050 МГц;  
 в — 1100 МГц

Полученный нами экспериментальный результат подтверждает выводы, которые следуют из теории звуковой антенной решетки. Из рис. 3 также видно, что интенсивность звуковых колебаний при частотах  $\geq 1050$  МГц резко падает для данного ВШП, что, по нашим данным, обусловлено возрастанием интенсивности электромагнитного излучения ВШП.

На исследованных частотах был также определен угол отклонения переноса звуковой энергии от оптической оси кристалла, который составил  $8+0,5^\circ$ . Угол отклонения волнового фронта звуковой волны с частотой  $f=1,0$  ГГц от оптической оси кристалла, рассчитанный согласно (10), равнялся  $\Theta=1,38^\circ$ . Таким образом, угол сноса акустического пучка на частоте 1,0 ГГц  $\varphi=6,62+0,5^\circ$ , что обусловлено анизотропными свойствами кристаллов  $LiNbO_3$ .

Исходя из уравнения Кристоффеля [4] был теоретически рассчитан угол переноса энергии акустической волны при возбуждении ее ВШП с периодом  $d=75$  мкм для частоты  $f=1,0$  ГГц. Величина этого угла, согласно расчету, составила  $8,2^\circ$ , т. е. получено хорошее совпадение экспериментальных и теоретических результатов. Следовательно, для данного типа кри-

сталлов можно теоретически рассчитать угол сноса для любой частоты и для ВШП с любым  $d$ .

\*\*\*

Полученные результаты можно использовать при конструировании акустооптических модуляторов и ультразвуковых линий задержки СВЧ-диапазона с применением кристаллов ниобата лития.

Усовершенствованный нами метод визуализации распространения ультразвуковых волн СВЧ-диапазона, которые возбуждаются фазированной решеткой излучателей, может найти применение при оптимизации излучающих свойств этих решеток.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Акустические кристаллы: Справочник / Под ред. М. П. Шаскольской.— М.: Наука, 1982.
2. Пат. 2168265 С1 RU. Сверхвысокочастотная линия задержки на объемных акустических волнах / В. В. Роздобудько, В. И. Перевозчиков, А. В. Андросов.— 2001.— Бюл. № 15.

3. Роздобудько В. В. Исследование АЧХ акустооптического СВЧ дефлектора с возбуждением звука системой встречно-штыревых преобразователей // Изв. вузов. Радиоэлектроника.— 1991.— Т. 34, № 9.— С. 42—46.

4. Меркулов Л. Г., Яковлев Л. А. Кристаллическая ультразвуковая линия задержки с использованием отклонения луча от нормали // Акустический журнал.— 1962.— Т. VIII, вып. 2.— С. 199—203.

5. Балакший В. И., Паригин В. Н., Чирков Л. Е. Физические основы акустооптики.— М.: Радио и связь, 1985.

6. Weis R. S., Gaylord T. K. Lithium niobate: summary of physical properties and crystal structure // Appl. Phys. A.— 1985.— Vol. 37.— P. 191—203.

7. Лавров А. С., Резников Г. Б. Антенно-фидерные устройства.— М.: Сов. радио, 1974.

8. Дьелесан Э., Руайе Д. Упругие волны в твердых телах.— М.: Наука, 1982.

9. Гусев О. Б., Клуздин В. В., Тигин Д. В. Акустооптические измерения.— Л.: Изд-во ЛГУ, 1987.

И. В. ЯКОВЛЕВ

Украина, г. Киев, Научно-производственное предприятие "Сатурн"  
E-mail: lab132@ukr.net

Дата поступления в редакцию  
09.04 2007 г.

Оппонент д. т. н. С. М. СМОЛЬСКИЙ  
(МЭИ, г. Москва)

## ВОЛНОВОДНО-МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ПЕРЕХОД 8-МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

*Приведены результаты разработки и экспериментального исследования перехода с волновода сечением 7,2×3,4 мм на 50-омную микрополосковую линию в диапазоне частот 28...35 ГГц.*

Использование активных и пассивных элементов диапазона сверхвысоких частот (СВЧ), изготовленных по планарной технологии, стало традиционным в диапазонах частот вплоть до 100 ГГц и выше. При этом в качестве линии передачи на входе и выходе устройства используется прямоугольный волновод, что облегчает стыковку отдельных узлов и измерение их параметров при регулировке. В связи с этим актуальной является задача разработки перехода с прямоугольного волновода на микрополосковую линию (ВМП) как наиболее распространенную планарную линию передачи, с которой сопрягаются гибридно-интегральные и монолитные устройства.

В свое время автором был разработан переход с волновода стандартного сечения 7,2×3,4 мм на микрополосковую линию на плавненном кварце С5-1 [1]. Недостатками планарных схем на кварце С5-1 является плохая адгезия проводящего слоя к подложке и сложность механической обработки при разделении подложки на рабочие элементы. Возможность использования в качестве подложки материала DUROID 5880 фирмы ROGERS [2] облегчает и изготовление гибридно-интегральных схем, и их обработку.

Результатам разработки и экспериментального исследования перехода со стандартного волновода 7,2×3,4 мм на микрополосковую линию с волновым сопротивлением 50 ом на ROGERS DUROID 5880 посвящено настоящее сообщение.

Эскиз ВМП приведен на рис. 1. Как видно из рисунка, переход представляет собой подложку из ROGERS DUROID 5880 толщиной 0,254 мм и толщиной двухсторонней металлизации медью 0,018 мм, введенную в волновод через широкую стенку на определенном расстоянии от короткозамкнутого конца волновода. Геометрические размеры зонда связи и его расстояние от короткозамыкателя, обеспечивающие наилучшее согласование в диапазоне частот волновода, определялись при электродинамическом мо-

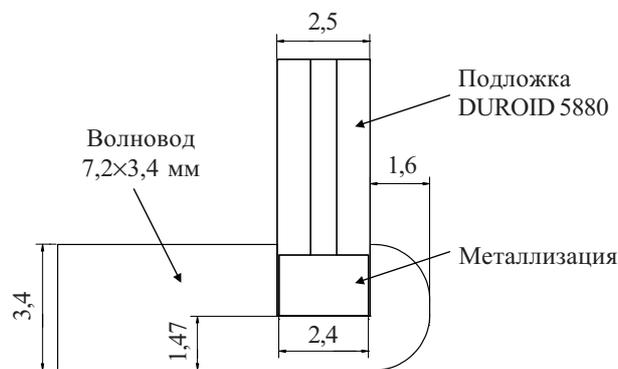


Рис. 1. Эскиз волноводно-микрополоскового перехода

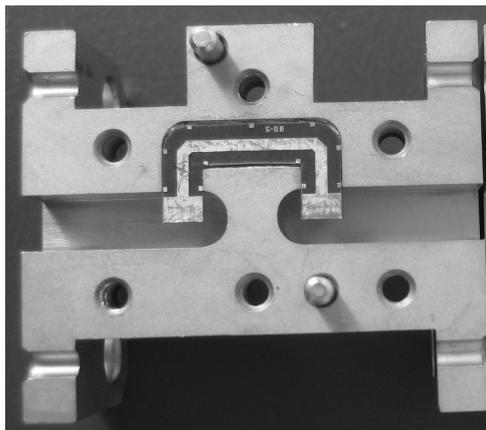


Рис. 2. Общий вид исследуемой конструкции ВМП

делировании характеристик ВМП. На рис. 2 приведен общий вид исследованной конструкции (верхняя крышка снята).

Результаты расчета коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) и экспериментальные результаты (без какой-либо подстройки) приведены на рис. 3. Расхождение расчетных и экспериментальных характеристик на краях диапазона частот 28...35 ГГц обусловлены отчасти тем, что в измеряемом устройстве каскадно соединены два ВМП и имеются повороты микрополосковой линии. Длина отрезка 50-омной линии, соединяющей два ВМП, составляет 14 мм. Потери приведенной конструкции в упомянутом диапазоне частот не превышали 0,45 дБ.

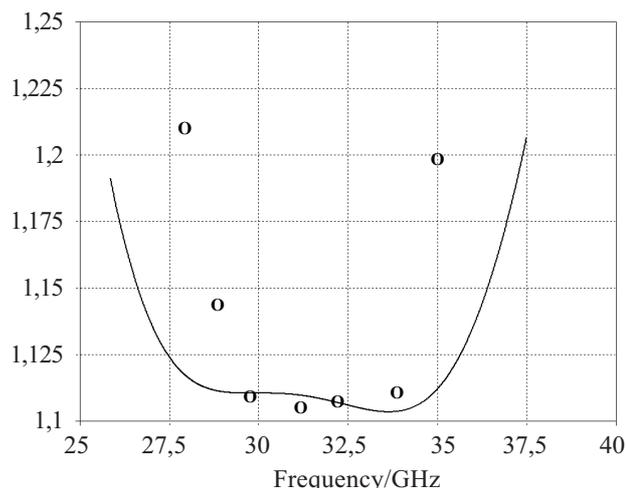


Рис. 3. Расчетные и экспериментальные (о) значения КСВН ВМП

Полученные экспериментальные характеристики показывают, что предлагаемый волноводно-микрополосковый переход может быть использован в качестве элемента связи волновода и устройств на микрополосковой линии различного типа, в том числе и малошумящих.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Яковлев И. В., Милованов К. В., Мускеев О. Е. Микрополосковые узлы миллиметрового диапазона // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ.— 1987.— Вып. 8.— С. 50—51.
2. <http://www.rogerscorporation.com/index.htm>

И. В. ЯКОВЛЕВ, Ю. А. ДЕМЬЯНЕНКО

Украина, г. Киев, Научно-производственное предприятие "Сатурн"  
E-mail: lab132@ukr.net

Дата поступления в редакцию  
14.05 2007 г.

Оппонент к. ф.-м. н. С. Д. ВОТОРОПИН  
(НИИ ПП, г. Томск)

## ВОЛНОВОДНЫЙ ДЕЛИТЕЛЬ 10-МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН С РАЗВЯЗАННЫМИ ВЫХОДАМИ

*Приведены результаты разработки и экспериментального исследования волноводного делителя в E-плоскости в волноводе сечением 7,2×3,4 мм в диапазоне частот 27...33 ГГц.*

При построении фазированных антенных решеток для деления сигнала часто используется делитель, построенный на разветвлении входного волновода на два канала в E-плоскости благодаря его компактности и простоте конструкции. Важной характеристикой таких делителей является развязка между выходными волноводами, позволяющая устранить влияние нагрузок друг на друга. Для этой цели используется щель в общей стенке выходных волноводов, в середине которой помещено сопротивление определенной величины [1]. Имеющиеся в литературе данные о кон-

струкции и характеристиках таких делителей относятся к сантиметровому диапазону длин волн, а методы проектирования не могут быть применены при разработке делителей миллиметрового диапазона.

Цель настоящей работы состоит в изложении результатов проектирования и экспериментального исследования E-плоскостного делителя в диапазоне частот волновода стандартного сечения 7,2×3,4 мм (25,86...37,5 ГГц). Общий вид делителя приведен на рис. 1.

Входной волновод делится на два выходных волновода, каждый из которых имеет высоту, равную половине высоты входного волновода. В области деления помещена пластина со щелью определенных размеров. Пластина состоит из двух одинаковых частей, запаянных в половинки волновода.

В одну из частей пластины вмонтирован интегральный резистор, выполненный на поликоре. Резистор

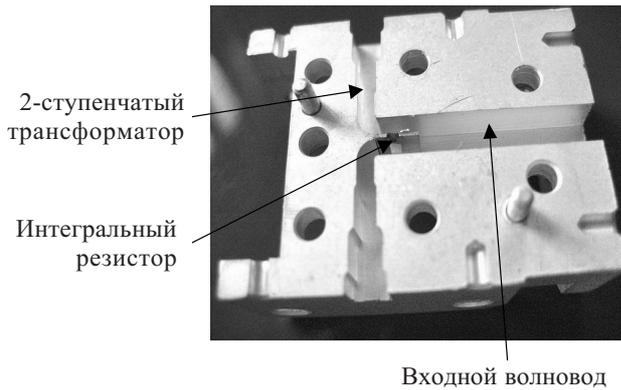


Рис. 1. *E*-плоскостной делитель со снятой верхней частью

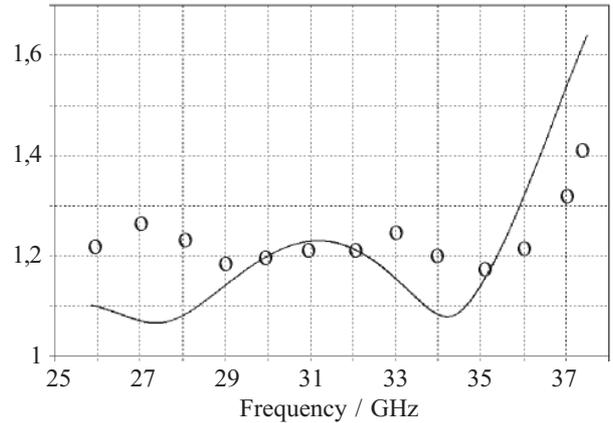


Рис. 2. КСВН входного волновода

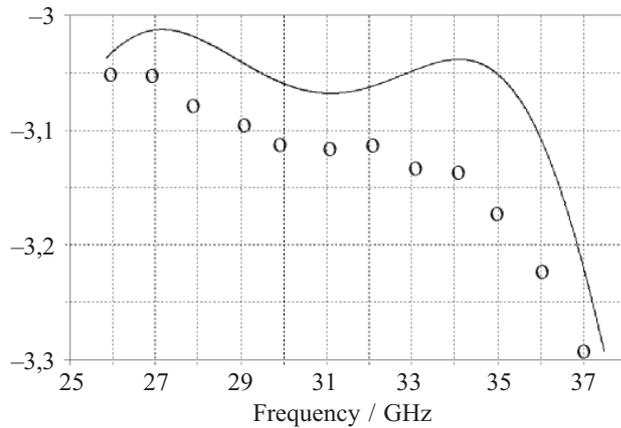


Рис. 3. Потери передачи из входного волновода в выходной (дБ)

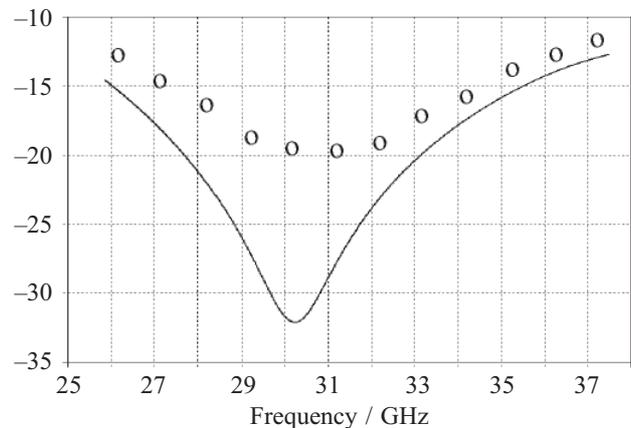


Рис. 4. Развязка между выходными волноводами (дБ)

состоит из двух резистивных полосок на обеих сторонах поликоровой подложки размерами  $1 \times 1 \times 0,25$  мм. Сопротивление каждой из частей резистора 250 Ом. Контактные площадки резистора разварены на пластину золотой фольгой.

Выходные волноводы согласовываются с волноводами стандартного сечения двухступенчатыми чебышевскими трансформаторами, обеспечивающими в диапазоне частот 25,86...37,5 ГГц КСВН не более 1,2.

Размеры щели и сопротивление резисторов определялись при электродинамическом моделировании делителя из условия получения минимальных потерь при делении входной мощности и получения максимальной развязки между выходными волноводами в диапазоне частот 27...33 ГГц.

На рис. 2—4 приведены результаты моделирования характеристик делителя и полученные экспери-

ментальные (o) результаты. Отличие экспериментальных и расчетных характеристик можно хотя бы частично объяснить тем, что при проведении расчетов каждый из распределенных резисторов учитывался как сосредоточенный элемент.

Полученные результаты показывают, что волноводные *E*-плоскостные делители в 10-миллиметровом диапазоне длин волн с развязанными выходами имеют малые потери и могут быть использованы как для деления, так и для суммирования мощности от двух источников без влияния друг на друга.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Takeda F., Ishida O., Isoda Y. Waveguide power divider using metallic septum with resistive coupling slot // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.— Dallas, TX.— 1982.— P. 527—528.

К. т. н. В. И. ОБОРЖИЦКИЙ, В. Д. ГОНТАР

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

Дата поступления в редакцию  
15.12 2006 г. — 18.05 2007 г.

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

## ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ДИСКРЕТНЫХ СВЧ-ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ С ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫМИ КАНАЛАМИ

*Предложены подходы к решению вопросов расчета электрических параметров лучевых переключателей и схем фазовой задержки, входящих в состав рассмотренных СВЧ-фазовращателей.*

Дискретные фазовращатели в виде гибридных интегральных модулей и монолитных микросхем диапазона сверхвысоких частот (СВЧ) применяются в системах радиолокации, связи, навигации, в измерительной технике и, в первую очередь, в структуре фазированных антенных решеток.

В настоящей работе рассматриваются фазовращатели с переключаемыми каналами, в качестве коммутирующих элементов (ключей) которых могут быть использованы  $p-i-n$ -диоды [1, 2], полевые транзисторы в ключевом режиме [3], микроэлектромеханические структуры [4, 5], структуры на основе сегнетоэлектрических материалов, а также на основе пленок с высокотемпературной сверхпроводимостью. К важным преимуществам таких фазовращателей следует отнести возможность получения одинакового уровня потерь в различных фазовых состояниях при достаточно линейной форме фазочастотных характеристик (ФЧХ) и постоянстве дискретов фазы в широкой полосе частот. Однако достижение указанных преимуществ во многом определяется:

а) выбором типа ключей, а также нахождением необходимого их количества и схемы соединения, поскольку от этого в первую очередь зависит уровень вносимых потерь фазовращателя;

б) разработкой методов расчета двух- и многоканальных СВЧ-переключателей лучевого типа, позволяющих обеспечить требуемый уровень рабочих параметров и входное согласование при разных типах ключей и разных схемах их соединения, поскольку существующие методы расчета, как правило, ориентированы только на определенные ключи, ограничиваются определенным вариантом их соединения [1, 2, 6—9];

в) учетом факторов, влияющих на ширину рабочей полосы частот фазовращателя, обусловленных разными наклонами ФЧХ переключаемых каналов (в результате чего дискрет фазы в полосе частот отклоняется от требуемого значения [2]), а также наличием паразитных резонансов, которые приводят к появлению «провалов» [4, 9] на амплитудно-частотных характеристиках (АЧХ) фазовращателей.

В работе предлагаются возможные варианты решения указанных проблем в процессе расчета электрических параметров элементов и узлов, входящих в состав дискретных фазовращателей с переключаемыми каналами.

### Особенности расчета многоканальных лучевых переключателей

В общем случае, независимо от типа используемых ключей, фазовращатели с переключаемыми каналами состоят из двух многоканальных лучевых переключателей, выходы которых соединены между собой с помощью фазосдвигающих четырехполосников, образующих каналы фазовой задержки. Каждый из лучевых переключателей чаще всего имеет структуру, приведенную на рис. 1. С помощью четырехполосников Т, присоединенных к выходам  $N$ -плечевого разветвления Р, достигается согласование на входе переключателя. Коммутирующие четырехполосники КЧ образованы одним или несколькими последовательными или параллельными ключами, или

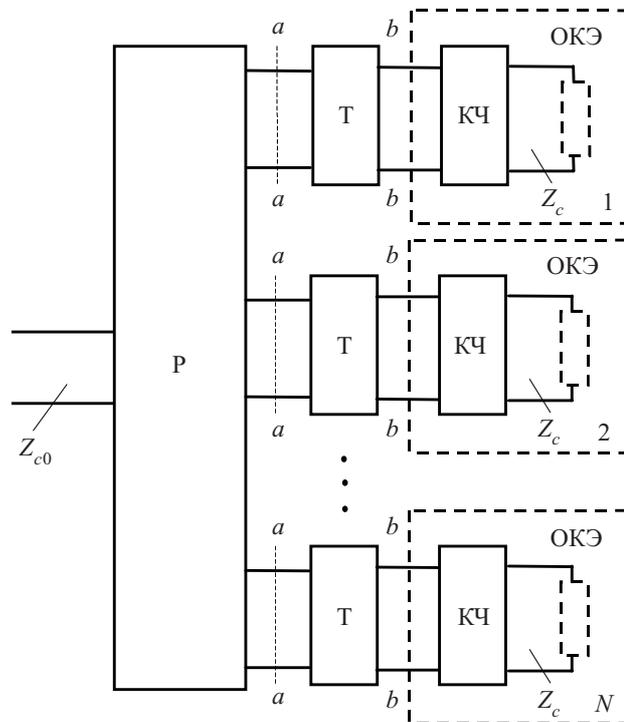


Рис. 1. Структура многоканального лучевого переключателя

же соединением ключей по комбинированной схеме. Такой четырехполосник совместно с нагрузкой в виде волнового сопротивления  $Z_c$  линии передачи на выходах переключателя образует двухполосник — обобщенный коммутирующий элемент (ОКЭ). Его входное сопротивление  $Z_{b-b_0,3}$  в сечении  $b-b$  зависит от состояния, в котором находится данный выход переключателя (индекс "о" отвечает открытому состоянию, индекс "з" — закрытому). Значения  $Z_{b-b_0,3}$  рассчитываются исходя из эквивалентных параметров ключей ОКЭ в соответствующем состоянии, а также из схемы их соединения и значения  $Z_c$ .

*К выбору типа ключей и схемы их соединения.* Переключатель работает в режиме, когда один из  $N$  выходов находится в открытом состоянии, а остальные  $N-1$  — в закрытом. В этом случае мощность, поступающая на вход разветвления, делится между активными составляющими  $P_{o,3}$  мощностей, ответвленных в открытый и закрытый выходы, с коэффициентом деления  $m$ , равным

$$m = P_o / P_z. \quad (1)$$

При реактивном характере трансформирующего четырехполосника  $\Gamma$  вся ответвленная мощность  $P_o$  или  $P_z$  поступает на вход ОКЭ. Часть этой мощности проходит к выходу плеча, нагруженного сопротивлением  $Z_c$ , а другая часть  $P_{no}$  ( $P_{nz}$ ) образует диссипативные потери коммутирующего четырехполосника КЧ. В этом случае с учетом (1) для рабочих параметров переключателя (таких как развязка между входом и закрытым выходом  $L_3$  и вносимые потери в открытом канале  $L_o$ ) при согласовании на входе можно записать:

$$L_3 = 10 \cdot \lg \frac{m + N - 1}{1 - P_{nz} / P_z}; \quad (2)$$

$$L_o = 10 \cdot \lg \frac{m + N - 1}{m(1 - P_{no} / P_o)}. \quad (3)$$

Максимально допустимое значение коэффициента  $m$  равно значению параметра, известному [1, 10, 11] как параметр качества  $K$  коммутационного двухполосника. В рассматриваемом случае таким двухполосником является ОКЭ. Параметр коммутационного качества  $K$  может быть рассчитан [1, с. 37; 11, с. 254] исходя из активных и реактивных составляющих  $Z_{b-b_0,3}$ .

Отношения мощностей  $P_{no,3} / P_{o,3}$  зависят от схемной реализации коммутирующего четырехполосника. Для КЧ в виде комбинированной  $\Gamma$ -схемы с суммарным импедансом последовательных ключей  $Z_{10,3} = R_{10,3} + jX_{10,3}$  и параллельных ключей  $Z_{20,3} = R_{20,3} + jX_{20,3}$  выражение для отношения мощностей приобретает следующую форму (здесь индексы "о" и "з" отвечают открытому и закрытому состоянию ключа):

$$\frac{P_{no,3}}{P_{o,3}} = \frac{Z_c (R_{10,3} \cdot |Z_{23,0}|^2 + R_{23,0} \cdot |Z_{p0,3}|^2)}{Z_c (R_{10,3} \cdot |Z_{23,0}|^2 + R_{23,0} \cdot |Z_{p0,3}|^2) + |Z_{23,0}|^2 \cdot |Z_{p0,3}|^2}, \quad (4)$$

$$\text{где } Z_{p0,3} = R_{p0,3} + jX_{p0,3}, \quad R_{p0,3} = Z_c \frac{Z_c R_{23,0} + |Z_{23,0}|^2}{(Z_c + R_{23,0})^2 + X_{23,0}^2},$$

$$X_{p0,3} = Z_c^2 \frac{X_{23,0}}{(Z_c + R_{23,0})^2 + X_{23,0}^2}.$$

Индексы при мощностях и некоторых сопротивлениях противоположны, т. к. в этом случае закрытому (открытому) состоянию выхода отвечает открытое (закрытое) состояние ключа.

Используя (4), можно записать соотношения для расчета  $P_{no,3} / P_{o,3}$  схем КЧ в виде ключей, соединенных последовательно или параллельно с нагрузкой  $Z_c$ .

Таким образом, с помощью выражений (2)—(4) можно определять значения основных рабочих параметров  $N$ -канального переключателя, которые могут быть получены при том или ином типе ключей, варианте схемы их соединения, заданном значении коэффициента  $m$  и согласовании на входе. При  $m=K$  рабочие параметры  $L_{o,3}$  переключателя достигают предельных значений, однако часто для того, чтобы можно было реализовать желаемую схему согласования, приходится выбирать  $m < K$ .

*К расчету согласующего четырехполосника.* Входные импедансы  $Z_{a-a_0,3}$  четырехполосника  $\Gamma$  в сечении  $a-a$  (рис. 1) являются нагрузкой соответствующего выходного плеча многополосника  $P$ . Как правило, эти многополосники реализуются в виде параллельного или последовательного разветвления линий передачи. В случае более распространенного параллельного разветвления (идеализированного, т. е. без учета неоднородности в области разветвления) при идентичности всех выходных плеч условия полного согласования на входе переключателя принимают вид

$$G_o + (N - 1)G_z = Y_{c0}; \quad (5)$$

$$B_o + (N - 1)B_z = 0, \quad (6)$$

где  $G_{o,3}, B_{o,3}$  — активные и реактивные составляющие входной проводимости  $Y_{a-a_0,3} = 1/Z_{a-a_0,3}$ ;  $Y_{c0} = 1/Z_{c0}$  — волновая проводимость линии на входе переключателя.

При этом коэффициент деления мощности  $m$  будет равен  $G_o / G_z$ . Тогда с учетом (5), (6), а также исходя из меры различия [11, с. 253] пары проводимостей, трансформированных через произвольный недиссипативный четырехполосник, для составляющих входной проводимости  $Y_{a-a,3}$  четырехполосника  $\Gamma$  можно записать:

$$G_z = Y_{c0} / (m + N - 1); \quad (7)$$

$$B_z = \pm \frac{Y_{c0}}{N(m + N - 1)} \sqrt{\frac{(K - m)(Km - 1)}{K}}. \quad (8)$$

Для составляющих  $Y_{a-a,0}$  с учетом (5), (6) имеем:  $B_o = -(N - 1)B_z, G_o = mG_z$ .

Из (8) следует, что при  $m=K$  четырехполосники  $\Gamma$  и ОКЭ образуют канонический коммутационный элемент [11, с. 254] с парой чисто активных входных проводимостей  $G_o, G_z$ , т. к. в этом случае  $B_z = B_o = 0$ .

Таким образом, параметры элементов схемы четырехполюсника Т должны обеспечивать трансформацию значений входного импеданса  $Z_{b-bo,3}$  ОКЭ в рассчитанные, как указано выше, значения входной проводимости  $Y_{a-ao,3}$ . Исходя из данного требования можно разработать методы расчета различных вариантов таких реактивных четырехполюсников. Данный подход использован в [12, 13], где предложены способы определения электрических параметров четырехполюсников в виде отрезка линии передачи с дополнительным реактивным сопротивлением или без него.

В случае когда многополюсник Р образован последовательным разветвлением линий передачи, для расчетов можно использовать соотношения (5)—(8) с заменой проводимостей на соответствующие сопротивления.

*К ограничению полосы частот.* Один из основных факторов, ограничивающих рабочую полосу частот переключателя, связан с резонансными явлениями на его выходах. При параллельном разветвлении линий передачи суть таких явлений состоит в том, что на определенных частотах реактивная составляющая  $B_{o,3}$  входной проводимости  $Y_{a-ao,3}$  становится равной нулю. При этом активная составляющая  $G_{o,3}$  либо резко падает (параллельный резонанс), либо резко возрастает (последовательный резонанс). В первом случае уровень сигнала, ответвляемого в данное плечо, уменьшается, а во втором случае возрастает. Следовательно, параллельные резонансы в открытом плече и последовательные резонансы в закрытых вызывают уменьшение развязки и увеличение вносимых потерь. Для переключателя со схемой трансформирующего четырехполюсника в виде отрезка линии с волновым сопротивлением  $Z_r$ , длиной  $l_r$ , нагруженного на конце параллельной реактивной проводимостью  $jB$ , частоту этих резонансов можно определить поиском корней уравнения

$$(Y_r^2 - |Y_{so,3}|^2)t_r + Y_r B_{so,3} (1 - t_r^2) = 0, \quad (9)$$

где  $Y_r = 1/Z_r$ ;  $Y_{so,3} = 1/Z_{b-bo,3} + jB = G_{so,3} + jB_{so,3}$ ;  $t_r = \text{tg}(\beta_l l_r)$ ;  $\beta_l$  — фазовая постоянная отрезка. При этом на частотах последовательного резонанса выполняется неравенство

$$(|Y_{so,3}|^2 - Y_r G_{so,3})t_r^2 - 2Y_r B_{so,3} t_r + Y_r (Y_r - G_{so,3}) > 0. \quad (10)$$

Если многополюсник Р образован последовательным разветвлением линий передачи, то полоса частот переключателя может ограничиваться влиянием параллельных резонансов закрытых плеч и последовательных резонансов открытого плеча. Для определения частот этих резонансов также используются выражения (9), (10) с заменой проводимостей на соответствующие сопротивления.

### Особенности реализации каналов фазовой задержки сигнала

В переключаемых каналах, каждый из которых обеспечивает заданное значение набега фазы сигнала при неизменной амплитуде, используются реактивные симметричные четырехполюсники. Их тип под-

бирают так, чтобы получить максимальную линейность ФЧХ, стабильность дискрета фазы  $\Delta\varphi$  и согласование в требуемой полосе частот. Стабильность  $\Delta\varphi = \varphi_i - \varphi_j$  достигается, если наклоны ФЧХ каналов на центральной частоте  $f_0$  будут одинаковы, т. е. при условии

$$d\varphi_i / df = d\varphi_j / df |_{f=f_0}, \quad (11)$$

где  $\varphi_i, \varphi_j$  — фазы коэффициентов передачи четырехполюсников  $i$ -го и  $j$ -го каналов.

*К использованию отрезков одиночных линий.* Для фазовой задержки сигнала  $\varphi_i$  чаще всего применяют отрезки регулярных линий передачи с разной электрической длиной  $\Theta_i$  [1, 4]. Если пренебречь дисперсией сигнала в линии, тогда можно записать:

$$d\varphi_i / df = -\Theta_i / f. \quad (12)$$

Из (12) следует, что условие стабильности  $\Delta\varphi$  (11) не может быть выполнено при разных значениях  $\Theta_i$ . Это подтверждается и тем фактом [1], что наклон ФЧХ коэффициента передачи согласованного четырехполюсника без потерь пропорционален накопленной в нем энергии, зависящей в данном случае от длины  $\Theta_i$  отрезка.

Наклон ФЧХ можно изменить, присоединив параллельно к середине отрезка реактивное сопротивление  $jX$ . В этом случае наклон определяется с помощью выражения

$$\frac{d\varphi_i}{df} = -\frac{\Theta_i}{f} - \frac{x'}{1 + 4x^2}, \quad (13)$$

где  $x = X/Z_{ci}$ ;  $x' = dx/df$ ;  $\Theta_i, Z_{ci}$  — электрическая длина и волновое сопротивление отрезка линии.

Из (13) видно, что при помощи дополнительной реактивности наклон ФЧХ только увеличивается. Возникающее при этом входное рассогласование уменьшают, реализуя реактивное сопротивление  $jX$  в виде четвертьволнового закороченного шлейфа [1, с. 81].

В качестве фазосдвигающего четырехполюсника можно применять П- или Т-ячейки из реактивных элементов, моделирующие отрезки линии передачи [2]. Однако в этом случае одновременно обеспечить требуемые значения  $\varphi_i$  и  $d\varphi_i/df$  не представляется возможным.

*К использованию отрезков связанных линий.* Применение в каналах фазовой задержки сигнала устройств на базе отрезков связанных линий передачи позволяет уменьшить габариты за счет сокращения длины каналов, обеспечить необходимый уровень согласования, изменить наклон ФЧХ. В качестве таких фазовращателей с фиксированным фазовым сдвигом чаще всего используют отрезок двух связанных линий с односторонней нагрузкой, например, в виде перемычки, соединяющей соседние концы отрезка. В [14] приведен метод расчета электрических параметров устройств данного типа с компенсацией влияния разницы фазовых скоростей четной и нечетной мод, а также влияния неоднородностей мест стыковки одиночной и связанных линий благодаря применению дополнительной реактивности, от расположения которой зависит наклон ФЧХ.

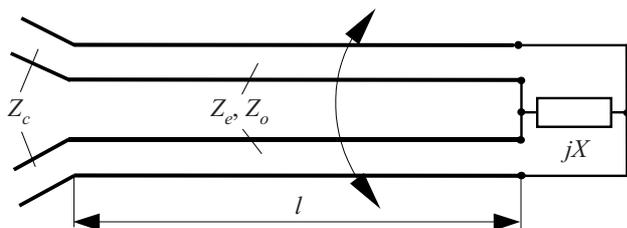


Рис. 2. Фиксированный фазовращатель на связанных линиях с параллельной нагрузкой

Представляет интерес использование подобного фиксированного фазовращателя, у которого соседние концы отрезка связанных линий присоединены к общему реактивному сопротивлению нагрузки  $jX$  (рис. 2). В этом случае требуемое значение фазового сдвига  $\varphi$  и входное согласование достигаются при значении  $X$ , равном

$$x = 0,5z_e(x_e - z_e \cdot \operatorname{tg}\Theta_e) / (z_e + x_e \cdot \operatorname{tg}\Theta_e), \quad (14)$$

где  $x = X/Z_c$  — сопротивление нагрузки, нормированное к волновому сопротивлению  $Z_c$  входных линий;  $z_e, z_o$  — заданные значения волновых сопротивлений четной и нечетной мод связанных линий, нормированные к  $Z_c$ ;  $\Theta_e$  — электрическая длина отрезка связанных линий для четной моды.

Электрическая длина  $\Theta_o$  для нечетной моды определяется из соотношения

$$\operatorname{tg}\Theta_o = x_o / z_o, \quad (15)$$

а параметры  $x_e, x_o$  рассчитываются для требуемого сдвига фазы  $\varphi$  с помощью выражений

$$x_e = \sin \varphi / (1 - \cos \varphi); \quad (16)$$

$$x_o = -1 / x_e.$$

Наклон ФЧХ такого фиксированного фазовращателя определяется соотношением

$$\frac{d\varphi}{df} = -Az_e \frac{\Theta_e}{f} - Bz_o \frac{\Theta_o}{f} - Cx', \quad (17)$$

где  $A = (z_e^2 + 4x^2) / A_1$ ;  $B = 1 / (z_o^2 \cdot \sin^2 \Theta_o + \cos^2 \Theta_o)$ ;

$$C = 2z_e^2 / A_1; \quad x' = dx / df;$$

$$A_1 = z_e^2 \cdot \sin \Theta_e + 2x \cdot \cos \Theta_e)^2 +$$

$$+ (z_e \cdot \cos \Theta_e - 2x \cdot \sin \Theta_e)^2.$$

Как и в предыдущем случае, использование дополнительной реактивности также приводит к возрастанию наклона ФЧХ. Если сопротивление нагрузки отсутствует, то в (17) третье слагаемое будет равно нулю, а параметр  $A = 1 / (z_e^2 \cdot \cos^2 \Theta_e + \sin^2 \Theta_e)$ .

Для реализации каналов фазовой задержки можно использовать фиксированный фазовращатель на базе отрезка связанных линий с диагонально-симметричными нагрузками, метод расчета которого приведен в [15]. Применение такой конструкции дает возможность развязать вход и выход фазовращателя по постоянному току.

*К ограничению полосы частот.* Одна из причин появления на АЧХ фазовращателя “провалов” в виде

резонансного по характеру уменьшения модуля коэффициента передачи заключается в возникновении резонансов закрытого выхода переключателя. Как отмечалось выше, определяемые по (9), (10) значения частот этих резонансов зависят от структуры и параметров трансформирующего, а также коммутирующего четырехполосников и не могут быть изменены путем выбора длины фазированных отрезков. Провалы также могут вызываться резонансами, возникающими в закрытом канале фазовращателя или в его общей кольцевой структуре [9]. Поскольку их частота зависит от параметров всех элементов схемы, то при ее определении приходится обращаться к компьютерному моделированию.

### Пример проектирования фазовращателя на ВТСП-пленках

Особенности использования рассмотренных выше подходов к расчету основных узлов дискретного фазовращателя с переключаемыми каналами могут быть продемонстрированы на примере [16] проектирования одноступенчатого фазовращателя в микрополосковом исполнении на подложке с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = 9,6$  и толщиной 0,5 мм, обеспечивающего дискрет фазы  $\Delta\varphi = 90^\circ$  в полосе частот со средним значением 10 ГГц. Функцию ключей выполняют пленки с ВТСП — высокотемпературной сверхпроводимостью (YBCO). Их длина 0,5 мм, ширина 10 мкм, толщина 0,2 мкм, эквивалентные параметры составляют [17]: сопротивление в сверхпроводящем состоянии  $R_S = 0,068$  Ом, сопротивление в нормальном состоянии  $R_N = 339,4$  Ом, последовательная индуктивность  $L = 0,57$  нГ.

Расчет электрических параметров такого двухканального переключателя с последовательным подсоединением ключей и трансформирующими четырехполосниками, обеспечивающими согласование с входной линией переключателя ( $Z_{c0} = 50$  Ом), в виде отрезка линии передачи с параллельной реактивностью осуществлялся по методу [12]. Для получения допустимых значений волнового сопротивления этого отрезка при сохранении минимальных потерь и требуемой развязки пришлось уменьшить сопротивление нагрузки ключей  $Z_c$  до значения 37 Ом. В этом случае параметр качества ОКЭ равен  $K = 10,15$ , что согласно (2), (3) дает следующие предельные значения рабочих параметров:  $L_o = 0,42$  дБ,  $L_3 = 20,2$  дБ.

В результате расчетов и компенсации влияния неоднородности разветвления по методу [12] получены значения волнового сопротивления трансформирующего отрезка  $Z_l = 77,7$  Ом, его электрической длины  $\Theta_l = 139,4^\circ$  и дополнительной реактивности  $B = 0,0076$  См, реализуемой в виде разомкнутого шлейфа.

На рис. 3 приведены АЧХ коэффициентов передачи с входа переключателя на открытый  $|S_{21}|$  и закрытый  $|S_{31}|$  выходы. Пунктирные кривые относятся к переключателю с идеализированным (без учета неоднородности) разветвлением, а сплошные линии — к переключателю со скомпенсированным влиянием этой неоднородности. Как видно из рисунка, результаты расчетов  $L_o$  и  $L_3$  подтверждаются результатами компьютерного моделирования. Рабочая полоса переключателя

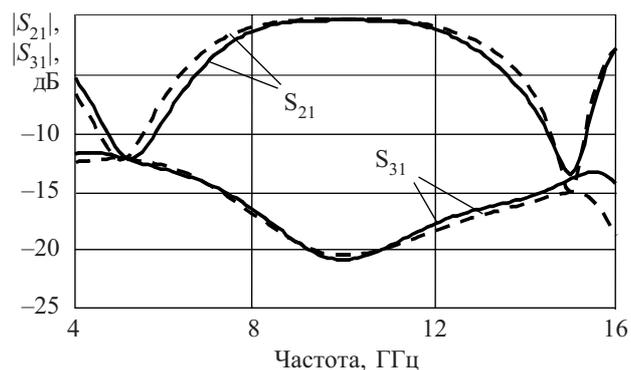


Рис. 3. АЧХ открытого ( $|S_{21}|$ ) и закрытого ( $|S_{31}|$ ) выходов переключателя

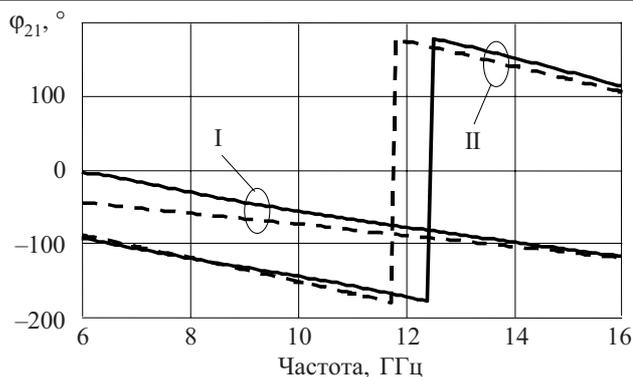


Рис. 4. ФЧХ каналов фазовой задержки (канал I —  $70^\circ$ , канал II —  $160^\circ$ )

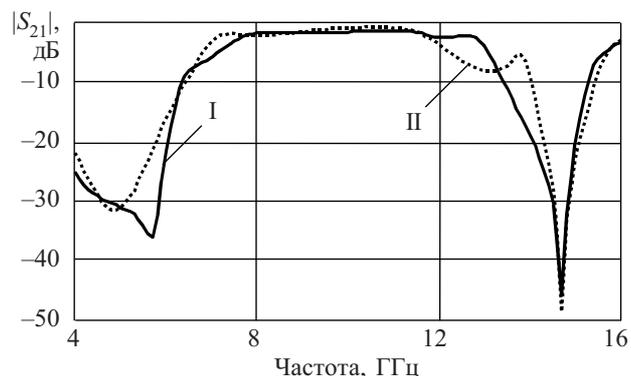


Рис. 5. АЧХ фазовращателя в двух его состояниях

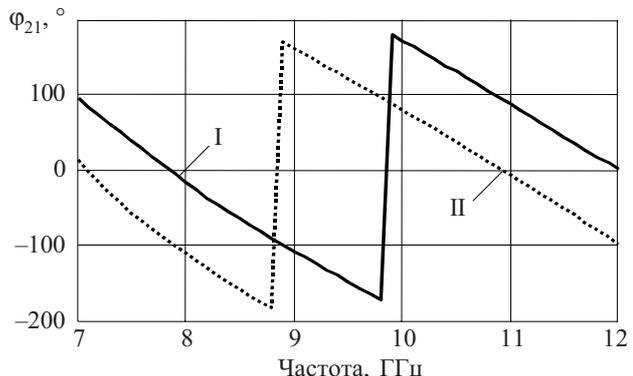


Рис. 6. ФЧХ фазовращателя в двух его состояниях

чателя ограничена с двух сторон частотами последовательных резонансов закрытого выхода, которые согласно (9), (10) равны 5,02 и 14,98 ГГц, что также совпадает с результатами моделирования.

При разработке четырехполосников для каналов фазовой задержки использованы два варианта их реализации. В первом случае выбран отрезок одиночной линии передачи с параметрами:  $Z_c=37$  Ом,  $\Theta_I=\varphi_I=70^\circ$ . Согласно (12), наклон ФЧХ такого отрезка составляет  $-7^\circ/\text{ГГц}$ , что подтверждается пунктирной кривой I на рис. 4. Во втором канале для уменьшения размеров использован фиксированный фазовращатель на базе отрезка связанных линий передачи (рис. 2) с волновыми сопротивлениями  $Z_c=38,5$  Ом,  $Z_o=29$  Ом. ФЧХ такого отрезка, обеспечивающего  $\varphi_{II}=160^\circ$  без дополнительной реактивности и с параметрами, полученными по методу [14] с компенсацией влияния неоднородностей стыков и влияния соединительной перемычки, показана на рис. 4 пунктирной кривой II.

Необходимые для коммутации ключей управляющие сигналы подаются в каждый из каналов фазовращателя через фильтры нижних частот, подсоединенные к середине фазирующих отрезков, что приводит к изменению их частотных характеристик. Показанная на рис. 4 сплошной линией кривая II соответствует ФЧХ канала с отрезком связанных линий, полученной с учетом такого влияния. Для увеличения наклона ФЧХ первого канала и приближения его к наклону характеристики второго канала было использовано входное сопротивление цепи управления в этом

канале как дополнительная параллельная реактивность, равная, согласно (13), значению  $X=-37$  Ом (рис. 4, сплошная кривая I).

На рис. 5 представлены АЧХ коэффициента передачи фазовращателя с указанными выше электрическими параметрами переключателя и фазирующих цепей при распространении сигнала по каналам I и II, полученные в результате компьютерного моделиро-

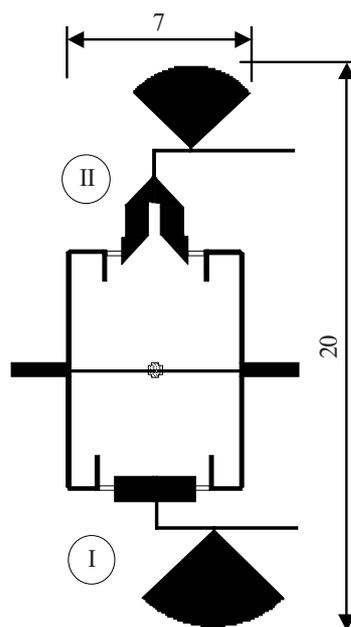


Рис. 7. Топология фазовращателя

вания. Полоса частот фазовращателя ограничивается снизу и сверху провалами за счет последовательных резонансов закрытого выхода переключателя (см. рис. 3). В пределах полосы 8—11 ГГц вносимые потери в двух состояниях не превышают 1,5 дБ.

На рис. 6 представлены фазочастотные характеристики для двух состояний фазовращателя. Из рисунка видно, что благодаря выравниванию наклонов ФЧХ каналов стабильность дискрета фазы в полосе частот 8—11 ГГц обеспечивается на уровне  $\pm 2^\circ$ .

На рис. 7 приведен общий вид топологии фазовращателя. Цепи подачи управляющего сигнала замыкаются на массу через высокоомные четвертьволновые закороченные шлейфы, присоединенные к разветвлениям линий. Габариты устройства не превышают 7×20 мм.

### Заключение

Рассмотренные в работе подходы позволяют в процессе расчета фазовращателей:

а) выбирать коммутирующие элементы и схемы их соединения исходя из расчета предельных значений потерь и развязки переключателя;

б) определять электрические параметры трансформирующих четырехполюсников в составе переключателя, а также значения резонансных частот его выходов, ограничивающие широкополосность фазовращателя;

в) выбирать вариант реализации каналов фазовой задержки, определять и корректировать наклон их ФЧХ с целью стабилизации дискрета фазы в рабочей полосе частот.

Возможность и целесообразность применения описанных подходов подтверждаются примером проектирования дискретного фазовращателя с переключаемыми ВТСП-пленками каналами.

### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Хижа Г. С., Вендик И. Б., Серебрякова Е. А. СВЧ фазовращатели и переключатели: особенности создания на  $p-i-n$ -диодах в интегральном исполнении. — М.: Радио и связь, 1984.
2. Капитонова П. В., Серебрякова Е. В., Холодняк Д. В., Вендик И. Б. Микроэлектронные СВЧ-устройства на основе искусственных линий передачи с отрицательной дисперсией / Мат-лы 16-й Междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2006).— Севастополь.— 2006.— С. 610—612.
3. Campbell C. F., Brown S. A. A compact 5-bit phase-shifter MMIC for K-band satellite communication systems // IEEE Trans. Microwave Theory Tech.— 2000.— Vol. 48, N 12.— P. 2652—2656.

4. Tan G.-L., Mihailovich R. E., Hacker J. B. et al. Low-loss 2-and 4-bit TTD MEMS phase shifters based on SP4T switches // Ibid.— 2003.— Vol. 51, N 1.— P. 297—304.
5. Hacker J. B., Mihailovich R. E., Kim M., DeNatale J. F. A K-band 3-bit RF MEMS true-time-delay network // Ibid.— 2003.— Vol. 51, N 1.— P. 305—308.
6. Вайсблат А. В. Коммутационные устройства СВЧ на полупроводниковых диодах.— М.: Радио и связь, 1987.
7. Балыко А. К., Богданов Ю. М., Васильев В. И. и др. Проектирование монолитного двухканального переключателя СВЧ // Радиотехника.— 2004.— № 2.— С. 40—46.
8. Петров А. С. Предельные соотношения для твердотельных многоканальных переключателей лучевого типа // Радиотехника и электроника.— 1997.— Т. 42, № 5.— С. 553—558.
9. Оборжицкий В. И. Реалізація комп'ютерного проектування дискретних НВЧ фазообертачів з комутуючими МЕМС елементами в інтегральному виконанні // Вісник Нац. ун-ту «Львівська політехніка».— 2005.— № 522.— С. 90—97.
10. Vendik I., Vendik O., Kollberg E. Commutation quality factor of two-state switching devices // IEEE Trans. Microwave Theory Tech.— 2000.— Vol. 48, N 5.— P. 802—808.
11. Сазонов Д. М., Гридин А. Н., Мишустин Б. А. Устройства СВЧ.— М.: Высшая школа, 1981.
12. Оборжицкий В. Особливості синтезу електричних параметрів багатоканальних НВЧ перемикачів // Вісник Нац. ун-ту «Львівська політехніка».— 2004.— № 508.— С. 207—215.
13. Оборжицкий В. И. Синтез параметров СВЧ переключателей методом трансформации импеданса с компенсацией влияния неоднородности разветвления / Мат-лы 14-й Междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2004).— Севастополь.— 2004.— С. 439—440.
14. Оборжицкий В. И., Самсонок О. В. Метод синтеза фиксированных фазовращателей на базе нагруженного отрезка связанных линий передачи / Мат-лы 15-й Междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2005).— Севастополь.— 2005.— С. 533—534.
15. Оборжицкий В. И. Метод расчета электрических параметров трансформирующих устройств на базе отрезка связанных линий с диагонально-симметричными нагрузками / Мат-лы 16-й Междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2006).— Севастополь.— 2006.— С. 531—532.
16. Оборжицкий В. И., Гонтар В. Д. Проектирование дискретных СВЧ фазовращателей на переключаемых ВТСП-пленками линиях / Тр. науч.- практич. конф. «СИЭТ-2006». Т. II.— Одесса.— 2006.— С. 72.
17. Vendik I. B., Vendik O. G., Kollberg E. G., Sherman V. O. Theory of digital phase shifters based on high- $T_c$  superconducting films // IEEE Trans. Microwave Theory Tech.— 1999.— Vol. 47, N 10.— P. 1553—1562.

### НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ



#### **К. Б. Джуринский. Миниатюрные коаксиальные радиокомпоненты для микроэлектроники СВЧ.— М.: Техносфера, 2006.— 216 с.**

В книге впервые систематизированы и обобщены данные по отечественным и зарубежным радиокомпонентам для современной микроэлектроники СВЧ. На основе обширного фактического материала автор рассмотрел конструкцию и основные параметры современных отечественных и зарубежных радиокомпонентов: коаксиально-микрострипковых переходов, кабельных соединителей, адаптеров, высокочастотных и низкочастотных вводов, изоляционных стоек, фильтров помех.

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

Украина, г. Киев, НИИ "Орион"  
E-mail: ivan@tsua.net

Дата поступления в редакцию  
15.01 2007 г.

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

## ДИОДЫ ГАННА ИЗ GaAs С КАТОДНЫМ КОНТАКТОМ, ИНЖЕКТИРУЮЩИМ ГОРЯЧИЕ ЭЛЕКТРОНЫ

*Показаны преимущества диодов Ганна с катодными контактами из AuGe-TiB<sub>2</sub>-Au, инжектирующими горячие электроны, по сравнению с диодами Ганна с омическими контактами.*

Диоды Ганна, изготовленные из эпитаксиальных структур GaAs типа  $n^+-n-n^+$  широко применяются в генераторах различного назначения, в частности, в генераторах КВЧ-терапии [1]. Однако на основной гармонике они работают на частотах до 60 ГГц. При относительной простоте построения генераторов и низких значениях амплитудно-модулированных и частотно-модулированных шумов такие диоды Ганна отличаются и рядом недостатков:

- низкой эффективностью преобразования постоянной мощности в мощность СВЧ;
- относительно сильной зависимостью генерируемой мощности от температуры;
- неустойчивостью генерации при низких температурах, требующих повышения рабочего напряжения для разогрева диода Ганна.

Причиной этого является наличие так называемой «мертвой зоны» (т. е. зоны длиной  $l$ , необходимой для приобретения электроном под действием электрического поля  $E$  энергии порядка 0,3 эВ для перехода в состояние с низкой подвижностью), расположенной непосредственно после катодного контакта в пролетной области. В зависимости от концентрации носителей  $n$  и температуры пролетной области  $l$  может принимать значения от 0,25 до 0,8 мкм и проявляется в цепи СВЧ как паразитное сопротивление, ведущее к снижению эффективности диода. Наличие «мертвой зоны» обуславливает быстрое падение генерируемой мощности на основной гармонике на частотах от 45 до 60 ГГц, где длина пролетной области лежит в пределах 1,3—2,0 мкм.

Эффект проявления «мертвой зоны» можно практически исключить, если каким-то образом инжектировать в пролетную область диода электроны с энергией, близкой к энергии междолинного перехода, т. е. порядка 0,31 эВ. С этой целью разработан и используется ряд неомических катодных контактов к диодам Ганна, которые позволяют инжектировать горячие электроны [2]:

- контакты с гетеропереходом на основе AlGaAs с градиентной прослойкой;

- контакты на основе плоских легированных барьеров;
- контакты с инжекцией горячих электронов на туннельном переходе  $p^{++}-n^{++}$ ;
- контакты на основе барьеров Шоттки.

Кристаллы первого вида, как правило, выращивают на установках молекулярно-лучевой эпитаксии, что значительно удорожает технологию их получения. Контакты второго, третьего и четвертого видов трудновоспроизводимы технологически.

В НИИ «Орион» разработаны конструкция и технология формирования катодного контакта с инжекцией горячих электронов на основе AuGe-TiB<sub>2</sub>-Au, свободные от указанных недостатков. Эти контакты формируются непосредственно на поверхности  $n$ -слоя эпитаксиальной структуры арсенида галлия типа  $n-n^+$  [3, 4]. Формирование катодного контакта непосредственно на поверхности активного  $n$ -слоя дает значительное преимущество по отводу тепла из пролетной области диода. Это снижает рабочую температуру мезаструктуры диода Ганна, что, в свою очередь, повышает надежность диода Ганна.

Были рассчитаны и экспериментально доработаны толщины слоев компонентов контакта, а также режимы термической обработки. Высота барьера контакта, определенная по температурной зависимости сопротивления контакта, для концентрации носителей в арсениде галлия  $10^{15}$ — $10^{16}$  см<sup>-3</sup> находилась в пределах 0,24—0,26 эВ. Инжектирование горячих электронов с энергией, близкой к энергии междолинного перехода 0,31 эВ, приводит к формированию стабильного домена вблизи катодного контакта. Таким образом, практически исключается «мертвая зона» и стабилизируется длина области пролета, т. к. при этом условия длина области пролета слабо зависит от напряжения смещения. Слабая зависимость длины пролетной области от напряжения смещения обуславливает генерирование мощности на частоте, задаваемой внешним резонатором начиная от напряжений смещения, равных  $(1,2—1,5)U_{пор}$ .

Диод Ганна с катодным контактом, инжектирующий горячие электроны, обладает улучшенной температурной стабильностью по сравнению с диодами с традиционными омическими контактами. Это обусловлено тем, что изменение энергии электронов за счет изменения температуры среды мало по сравнению с энергией, приобретаемой электронами при прохождении барьера. Большая эффективность преобра-

зования постоянной мощности в мощность СВЧ диодов с катодом, инжектирующим горячие электроны, по сравнению с традиционными диодами объясняется исключением из СВЧ-цепи паразитного сопротивления, обусловленного «мертвой зоной».

В НИИ «Орион» разработана базовая конструкция чипов диода Ганна с катодными контактами, инжектирующими горячие электроны, и технология их изготовления. Разработаны конструкции диодов Ганна для работы в четырех рабочих диапазонах частот: 17,44—25,86 ГГц, 25,86—37,5 ГГц, 37,5—53,76 ГГц, 53,76—78,0 ГГц.

Чипы, используемые в различных частотных диапазонах, различаются только длиной пролетной области и диаметром мезаструктуры. В качестве теплоотвода используется золотой диск толщиной 60 мкм с малым уровнем механических напряжений, изготавливаемый по интегральной технологии.

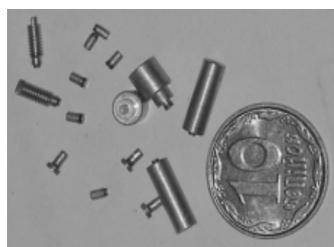


Рис. 1. Диоды Ганна различного назначения

В зависимости от рабочего диапазона частот диоды имеют различные линейные размеры корпусов и их конструкцию (см. рис. 1).

Типичные характеристики зависимости выходной СВЧ-мощности от рабочей частоты диодов с катод-

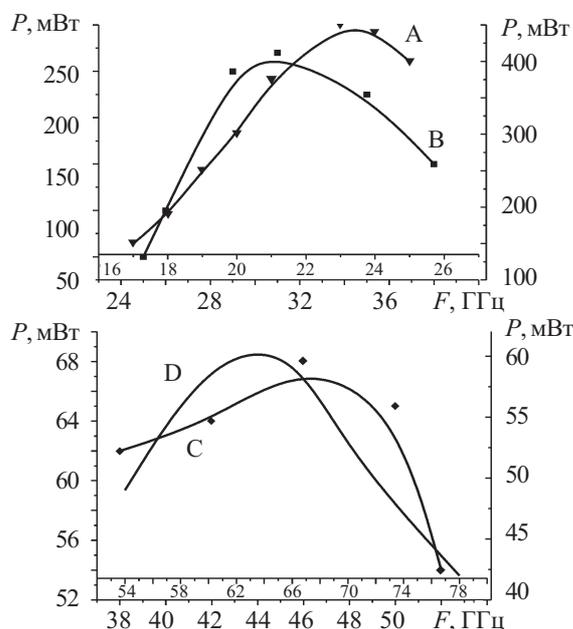


Рис. 2. Зависимость выходной СВЧ-мощности от рабочей частоты диода Ганна:

A — диапазон частот 17,44—25,86 ГГц, выходная мощность 100—450 мВт,  $U_{\text{раб}}=6,5$  В,  $I_{\text{раб}}=0,83$  А; B — диапазон частот 25,86—37,5 ГГц, выходная мощность 50—300 мВт,  $U_{\text{раб}}=4,5$  В,  $I_{\text{раб}}=0,55$  А; C — диапазон частот 37,5—53,76 ГГц, выходная мощность 54—68 мВт,  $U_{\text{раб}}=3,6$  В,  $I_{\text{раб}}=0,35$  А; D — диапазон частот 53,76—78 ГГц, выходная мощность 41—61 мВт,  $U_{\text{раб}}=3$  В,  $I_{\text{раб}}=0,4$  А

ными контактами, инжектирующими горячие электроны, приведены на рис. 2.

На базе НИИ «Орион» серийно изготавливаются и поставляются потребителям диоды Ганна с рабочими частотами до 42 ГГц и ряд высокостабильных генераторов на фиксированные частоты и генераторы с электрически перестраиваемой частотой, в которых используются эти диоды. Генераторы отличаются хорошей температурной стабильностью и устойчивой работой при температуре на корпусе генератора от  $-60^{\circ}\text{C}$  до  $+75^{\circ}\text{C}$  при неизменном рабочем напряжении диода Ганна, соответствующем максимальной выходной СВЧ-мощности.

На рис. 3 показана зависимость выходной мощности от частоты генератора с электрической перестройкой частоты при различных температурах. Перепад выходной мощности таких генераторов при изменении температуры на корпусе генератора от  $-50^{\circ}\text{C}$  до  $+75^{\circ}\text{C}$  составляет 1,2—1,5 дБ.

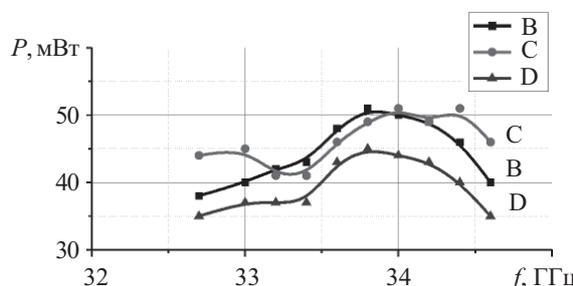


Рис. 3. Зависимость выходной СВЧ-мощности от частоты генератора с электрической перестройкой частоты при различной температуре на корпусе генератора ( $U_{\text{раб}}=7,5$  В,  $I_{\text{раб}}=0,41$  А):

B — нормальные климатические условия; C —  $-50^{\circ}\text{C}$ ; D —  $+75^{\circ}\text{C}$

Таким образом, использование диодов Ганна с катодным контактом из  $\text{AuGe-TiB}_2\text{-Au}$ , инжектирующим горячие электроны, дает преимущества по сравнению с использованием традиционных диодов Ганна с омическими контактами при применении их в СВЧ-генераторах в качестве активных элементов:

- более высокая эффективность (4—8% в зависимости от рабочего диапазона частот);
- улучшенная температурная стабильность;
- способность к устойчивой работе при рабочих температурах от  $-60^{\circ}\text{C}$  до  $+75^{\circ}\text{C}$  без применения дополнительных устройств для поддержания работоспособности.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. 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.
2. Spooner H., Couch N. R. Advances in hot electron injector Gunn // GEC J. Res.— 1989.— Vol. 7, N 1.— P. 34—45.
3. Пат. 8493 України. Напівпровідниковий надвисокочастотний діод Ганна з арсеніду галію / В. М. Иванов, В. М. Ковтонюк, Ю. Е. Николаенко.— 2005.— Бюл. № 8.
4. Иванов В. Н., Ковтонюк В. М., Николаенко Ю. Е. Технология изготовления GaAs-диодов Ганна для диапазона коротких миллиметровых длин волн // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2006.— № 5.— С. 5—7.

К. ф.-м. н. С. В. ПЛАКСИН, Л. М. ПОГОРЕЛАЯ,  
к. ф.-м. н. И. И. СОКОЛОВСКИЙ, к. ф.-м. н. В. С. ЛУКАШ

Украина, г. Днепропетровск, Институт транспортных систем  
и технологий «Трансмаг»;  
Россия, г. Томск, НИИ полупроводниковых приборов  
E-mail: svp@westa-inter.com, votoropin@mail.tomsknet.ru

Дата поступления в редакцию  
11.04 2007 г.

Оппонент к. т. н. С. В. ТАРАСОВ  
(Ин-т "Трансмаг", г. Днепропетровск)

## ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ГЕНЕРАТОР МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА НА ЗАПРЕДЕЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ

*Оптимизация конструкций полупроводниковых генераторных диодов и колебательных контуров автогенераторов позволяет повысить эксплуатационные характеристики источников электромагнитного излучения миллиметрового диапазона длин волн.*

С повышением частоты генерации полупроводниковых генераторов приходится использовать отрезки волноводов (как элементов автоколебательных систем) со все более малой величиной поперечного сечения, что сопровождается снижением собственной добротности колебательного контура и, соответственно, снижением кратковременной стабильности частоты. Стабильность частоты увеличивают, как правило, тем, что в состав колебательной системы вводят дополнительно высокодобротный стабилизирующий резонатор, преимущественно в форме цилиндра.

Однако включение стабилизирующего резонатора приводит к усложнению конструкции автогенератора, увеличению потерь и снижению уровня выходной мощности. Кроме того, в миллиметровом диапазоне длин волн во избежание возбуждения опорного резонатора на паразитных модах колебаний внутренняя поверхность опорного цилиндрического резонатора должна быть снабжена ребрами, ориентированными вдоль образующей [1], что (с учетом высоких требований к качеству обработки элементов в миллиметровом диапазоне) не только усложняет и удорожает генераторный модуль, но и резко ограничивает возможности его реализации. Стабилизаторные схемы построения автогенераторов обладают и тем существенным недостатком, что перестройка частоты обеспечивается синхронным изменением частоты опорного резонатора и частоты активного резонатора, содержащего генераторный диод (ЛПД, МЭП-диод). Это усложняет систему управления частотой генерации, к тому же перестроечная характеристика генератора имеет разрывы и гистерезис, что характерно для автоколебательных систем с несколькими резонансными контурами.

В [2] сделана попытка использовать специфические свойства запределных волноводов, именно — повысить собственную добротность колебательного контура за счет включения полупроводникового генераторного диода в отрезке волновода пониженно-

го сечения, частота отсечки которого близка к генерируемой частоте, а вывод генерируемой мощности осуществляется с помощью петли связи, установленной на узкой стенке волновода. Однако установка в волноводе с заниженными размерами широкой стенки генераторных диодов (корпуса которых уже оптимизированы как в отечественных, так и в зарубежных разработках) либо вообще невозможна (в коротковолновой части миллиметрового диапазона приходится прибегать к декорпусированию диодов), либо сопряжена с внесением в колебательную систему шунтирующих емкостей (образуемых торцом цилиндрического корпуса диода и узкими стенками волновода) и неизбежным при этом снижением добротности. При этом уровни второй, третьей и более высоких гармоник излучения не регламентированы, что снижает КПД генератора, понижает устойчивость автогенераторного режима, т. к. не предотвращает возможность возникновения резонансов на высших гармониках, присутствие которых в спектре выходного сигнала в ряде случаев (например, в медико-биологических применениях) является крайне нежелательным.

В настоящей статье рассмотрено техническое решение по созданию полупроводникового генератора, в котором в качестве активных элементов используются диоды с междолинным переносом электронов (МЭП-диоды), излучение которых характеризуется максимальным содержанием основной гармоники, для которой добротность колебательной системы увеличена за счет включения в нее значительной по модулю индуктивности в виде отрезка запределного волновода. Для второй гармоники, доля которой снижена до приемлемого уровня, организована согласованная нагрузка, а уровень третьей гармоники сведен к минимуму. Указанное распределение составляющих спектра излучения МЭП-диода достигается соответствующим выбором геометрических размеров активной полупроводниковой структуры и концентрации носителей заряда в материале структуры, определяющих форму импульсов тока через полупроводниковую структуру.

Конструкция генератора представлена на **рис. 1**. Генератор содержит отрезок *b* прямоугольного волновода полного сечения своего диапазона, полупроводниковый генераторный элемент *5* — МЭП-диод, запитываемый от источника питания (на рисунке не показан) через фильтр нижних частот *4*, установлен-

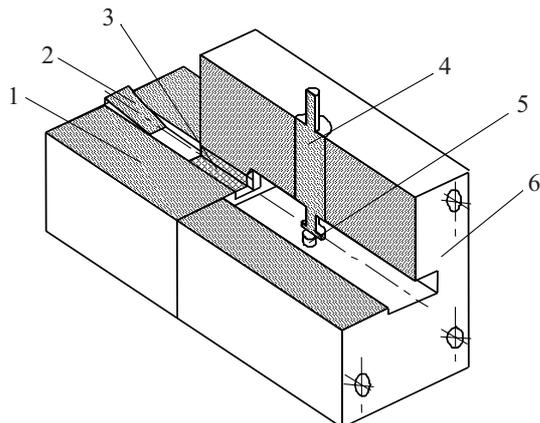


Рис. 1. Конструкция генератора

ный в центре широкой стенки волновода, отрезок волновода пониженного сечения 1, содержащий вкладыш 3 из ферритового материала (пластинка) и балластную согласованную нагрузку 2.

Отрезок 1 волновода пониженного сечения является прозрачным для второй гармоники и запредельным для основной гармоники, т. е. размер широкой стенки этого волновода должен быть не более  $\frac{\lambda_{\min}}{2\sqrt{\epsilon_r \mu_r}}$  и не менее  $\frac{\lambda_{\min}}{4\sqrt{\epsilon_r \mu_r}}$  минимальной длины вол-

ны генерируемых колебаний  $\lambda_{\min}$  на первой гармонике. Здесь  $\epsilon_r, \mu_r$  — относительная диэлектрическая и магнитная проницаемость материала ферритового вкладыша, соответственно.

Так как для диапазона длин волн от  $\lambda_{\min}$  до номинального значения отрезок 1 волновода является запредельным, то его входное сопротивление представляет собой большое по модулю реактивное сопротивление индуктивного характера [3, с. 106—111], и его величина

$$Z = \frac{i\eta}{m\sqrt{m^2\lambda_0^2/4a^2\mu_r\epsilon_r - 1}},$$

где  $\eta$  — характеристическое сопротивление линии;  
 $m$  — порядок волны (для основной волны  $m=1$ , для волн высшего порядка  $m=2, 3, \dots$ );  
 $\lambda_0$  — длина волны в свободном пространстве;  
 $a$  — размер широкой стенки волновода.

Соответствующим подбором соотношений длины волны колебаний  $\lambda_0$  и размера широкой стенки волновода  $a$  это реактивное сопротивление может быть получено достаточно большим.

При подаче на диод номинального напряжения питания последний возбуждается на частоте резонансной системы, определяемой реактивными параметрами МЭП-диода, отрезка волноводной линии между МЭП-диодом и плоскостью сочленения волноводов 1 и 6, величинами импеданса внешней нагрузки и отрезка волноводной линии пониженного сечения. Изменяя величину магнитной проницаемости материала ферритового вкладыша  $\mu_r$  внешним магнитным полем, удастся изменять величину реактивного сопротивления, вносимого в колебательную систему генератора, и тем самым изменять частоту электромагнитного излучения.

Параметры МЭП-диода — длина активной области и концентрация носителей заряда — выбраны из соображений получения максимального значения основной гармоники колебаний тока в диоде, минимального значения второй и третьей гармоник. Причем для второй гармоники отрезок волноводной линии пониженного сечения с расположенными в нем ферритовым вкладышем и балластной согласованной для этой гармоники нагрузкой является ловушкой. Все принятые меры позволяют получить на выходе генератора перестраиваемое по частоте высококогерентное излучение только на основной гармонике.

Выбор оптимальных значений параметров МЭП-диода осуществляется исходя из следующих соображений. Согласно [4], форма импульсов тока через МЭП-структуру с учетом времени формирования и аннигиляции (рассасывания) доменов сильного электрического поля, пролетного времени (величина которого определяется контролирующим влиянием высокочастотного напряжения, развившегося в резонаторе) описывается довольно сложной функциональной зависимостью. Однако для соизмеримых численных значений указанных характеристических времен импульсы тока могут быть аппроксимированы следующим выражением:

$$I(t) = \begin{cases} I_0 \cos \frac{2\pi}{T_{np}} t & \text{при } \tau_a < t < \tau_\phi; \\ I_0 \cos \frac{2\pi}{T_{np}} I_\phi & \text{при } \tau_\phi < t < T_{np} - \tau_a, \end{cases}$$

где  $T_{np}$  — период колебаний;  
 $\tau_a$  — время аннигиляции домена на аноде;  
 $\tau_\phi$  — время формирования домена.

Графическое представление указанной зависимости при сравнимых значениях  $\tau_a$  и  $\tau_\phi$  показано на рис. 2.

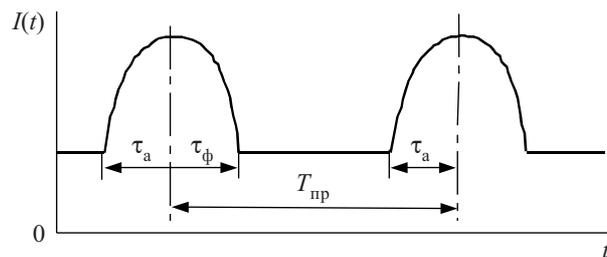


Рис. 2. Форма колебаний тока

Введем параметр  $\theta$  — угол отсечки, связывающий

указанные временные интервалы:  $\frac{2\pi}{T}(\tau_a + \tau_\phi) = 2\theta$ . Из

Фурье-анализа импульса тока, представленного на рис. 2 (Фурье-разложение функции, описывающей импульсы такой формы, дано в [5, с. 217—219]), следует, что первая гармоника тока  $I_1$  имеет плоский растянутый максимум, который начинается при  $\theta=90^\circ$ , значение второй гармоники  $I_2$  в интервале углов  $90 \dots 100^\circ$  составляет 50% от своего максимального значения, уровень третьей гармоники  $I_3$  минимальный, практически нулевого уровня (рис. 3).

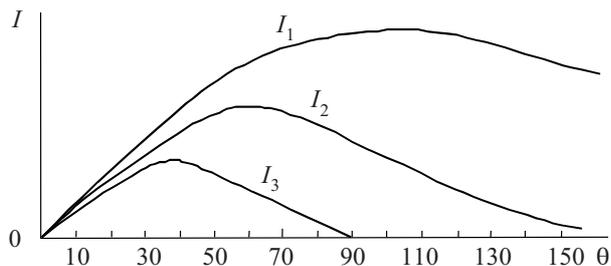


Рис. 3. Распределение составляющих импульса тока в зависимости от угла отсечки  $\theta$

Воспользуемся выражениями [6, с. 93—94] для  $\tau_a$  и  $\tau_\phi$  в случае, когда режим работы МЭП-диода близок к пролетному, т. е. когда период колебаний  $T=L/V_{др}$ , где  $L$  — длина активной области,  $V_{др}$  — дрейфовая скорость электронов, зависящая от частоты. Получим выражение, связывающее геометрические размеры активной структуры диода, кинетические параметры материала и характерные значения электрических полей в полупроводниковой структуре, проявляющей эффект доменной неустойчивости (эффект Ганна):

$$n_0 L = \left[ \frac{\pi}{\theta} \cdot \frac{16,5 V_{др}}{\mu_1(T)} \right]^2 \frac{\epsilon}{8\pi q (E_t - E_{r\min})},$$

где  $n_0$  — концентрация электронов;  
 $\mu_1(T)$  — подвижность электронов в слабом поле, зависящая от температуры  $T$ ;  
 $\epsilon$  — относительная диэлектрическая проницаемость полупроводникового материала;  
 $q$  — заряд электрона;  
 $E_t$  — пороговая напряженность электрического поля;  
 $E_{r\min}$  — минимальная напряженность электрического поля вне домена.

Проведены расчеты зависимости  $n_0 L$  для арсенида галлия с учетом зависимостей  $V_{др}$  от частоты и подвижности электронов от температуры:

$$\mu_1(T) = \frac{1,8 \cdot 10^6}{T} \text{ см}^2 \cdot \text{В}^{-1} \cdot \text{с}^{-1}.$$

Получены данные для значений  $n_0 L$ , при которых МЭП-диод отдает максимальную мощность в диапазоне частот 30...100 ГГц на основной частоте и на гармониках. В частности, при температуре активной структуры диода 400 К максимальные значения мощности излучения на первой гармонике, минимальные значения на третьей гармонике в диапазоне частот 60...80 ГГц реализуются при значениях  $n_0 L = (1,4...1,9) \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$ , в то время как максимальное значение на второй гармонике достигается в структурах с  $n_0 L = (3,5...4) \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$ .

Лабораторные испытания генераторного модуля с использованием МЭП-диодов, оптимизированных по значению произведения концентрации носителей тока на длину активной области в диапазоне частот 53...54,2 ГГц (перестройка частоты осуществлялась намагничиванием ферритовой пластины, примыкающей к широкой стенке волновода, из материала 1СЧ-44) показали, что на выходе устройства присутствует практически только сигнал на основной частоте, и монохроматичность его достаточно высока: уровень частотно модулированных шумов не превышал -60 дБ/Гц на отстройках 5...7 кГц от несущей, что существенно ниже, чем для традиционных генераторов волноводно-штыревой конструкции [7, с. 58].

Приведенные расчетные значения, подтвержденные экспериментально, явились основой для промышленного производства диодов, работающих в диапазоне до 160 ГГц, а также для научно-исследовательских работ по разработке аппаратуры электромагнитной миллиметровой терапии.

\*\*\*

В целом проведенные исследования показали, что оптимизация конструкций полупроводниковых генераторных диодов на эффекте междолинного переноса электронов по критерию максимальной мощности на нужной гармонике с применением колебательных контуров, использующих специфические свойства волноведущих электродинамических систем, позволяет провести конструирование источников электромагнитного излучения миллиметрового диапазона с продуктивными эксплуатационными признаками.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Бугаев А. В. Экспериментальные исследования шумовых характеристик генератора-стабилитрона на кремниевых ЛПД миллиметрового диапазона волн // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ.— 1980.— Вып. 11.— С. 66—67.
2. Ivanek F., Shyam M., Raddi V. Investigation of waveguide-bellow-cutoff resonators for solid state active devices // Electron Letters.— 1969.— Vol. 5, N 10.— P. 214—216.
3. Саусворт Дж. Принципы и применение волноводной передачи.— М.: Сов. радио, 1955.
4. Костылев С. А., Гончаров В. В., Соколовский И. И., Челядин А. В. Полупроводники с объемной отрицательной проводимостью в СВЧ полях.— Киев: Наукова думка, 1987.
5. Гоноровский И. С., Демин Н. П. Радиотехнические цепи и сигналы.— М.: Радио и связь, 1994.
6. Шур М. Современные приборы на основе арсенида галлия.— М.: Мир, 1991.
7. Царапкин Д. П. Генераторы СВЧ на диодах Ганна.— М.: Радио и связь, 1982.

В. А. ХИТРОВСКИЙ, В. М. БУГАЙ, О. В. ШУЛЬГАЧ,  
к. т. н. В. Г. САХАРИН, А. А. СОФИЮК

Украина, г. Киев, НИИ «Орион», Институт кибернетики  
им. В. М. Глушкова  
E-mail: orion@email.kiev.ua

Дата поступления в редакцию  
04.04 2007 г.

Оппонент к. т. н. Н. Ф. КАРУШКИН  
(НИИ "Орион", г. Киев)

## УНИФИЦИРОВАННЫЙ ВОЗБУДИТЕЛЬ-СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТ ДЛЯ КОМПЛЕКСОВ ПОСТАНОВКИ ПРИЦЕЛЬНЫХ ПОМЕХ РАДИОСВЯЗИ

*Представлены результаты разработки возбудителя-синтезатора частот для комплексов постановки прицельных помех всем видам радиосвязи в диапазоне частот 30...180 МГц.*

Ключевым звеном любого постановщика прицельных помех радиосвязи является возбудитель-синтезатор частот (ВСЧ). Его основными функциями являются:

- формирование в рабочем диапазоне сетки высокостабильных (относительная нестабильность  $\Delta f/f=2 \cdot 10^{-7}$ ) быстропереключаемых (время переключения 30...10 мкс) несущих частот с высоким разрешением (шаг 0,1...1 кГц);
- формирование широкой номенклатуры помеховых сигналов с заданными характеристиками;
- перенос любого из сформированных помеховых сигналов на любую из быстропереключаемых несущих частот;

— обеспечение возможности наложения на любую из переключаемых несущих частот внешнего модулирующего сигнала с заданными характеристиками (вид и параметры модуляции).

При выборе концепции построения ВСЧ особое внимание уделялось вопросам унификации, т. е. возможности создания на основе одной базовой модели различных его модификаций под конкретные требования заказчиков (диапазон рабочих частот, номенклатура помеховых сигналов и т. п.). С этой точки зрения оптимальным, по нашему мнению, решением является использование во всех модификациях ВСЧ одного унифицированного цифрового блока обработки и синтеза сигналов и аналогового блока переносчика частоты в нужную часть диапазона на основе синтезатора частот (СЧ) с тремя кольцами ФАПЧ. При этом блок СЧ для различных диапазонов частот также может быть в достаточной степени унифицирован.

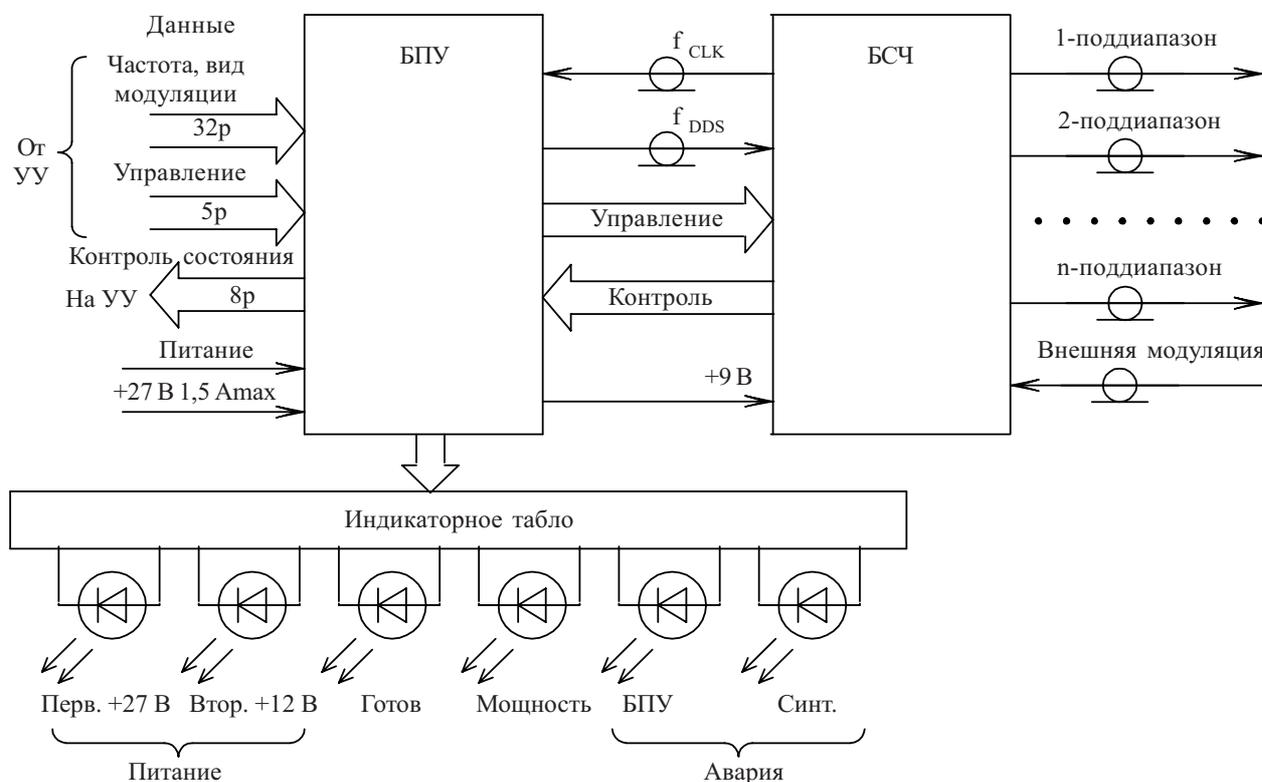


Рис. 1. Структурная схема унифицированного ВСЧ

В состав цифрового блока целесообразно также включить источники вторичного электропитания ВСЧ. В этой связи, поскольку основной функцией цифрового блока является управление блоком СЧ, его логично назвать блоком питания и управления (БПУ).

Укрупненная структурная схема унифицированного ВСЧ для диапазона частот от 1,5 МГц до 1,2 ГГц приведена на **рис. 1**. В его состав входят следующие функциональные блоки: блок питания и управления, синтезатор частот, индикаторное табло.

БПУ выполняет следующие функции: формирование номенклатуры стабилизированных вторичных напряжений питания с малым уровнем пульсаций для собственных нужд и для питания СЧ; прием и обработку команд управления ВСЧ от внешнего устройства управления (УУ); формирование всей номенклатуры внутренних модулирующих сигналов; формирование быстропереключаемой частотной сетки  $f_{DDS}$  с мелким шагом перестройки в диапазоне частот 25...40 МГц (шаг 0,1...1 кГц) для синхронизации СЧ; выработку логических команд управления для СЧ; прием и обработку информации о состояниях СЧ; формирование сигналов контроля ВСЧ и их передачу на внешнее УУ и на индикаторное табло. Передача информации между УУ и ВСЧ осуществляется двумя 32-разрядными словами данных: код частоты ( $F$ -слово), код вида и параметра модуляции ( $M$ -слово).

Функциями СЧ являются: формирование прецизионной опорной частоты 20 МГц для собственных нужд и тактовой частоты  $f_{CLK}=160$  МГц для БПУ; прием от БПУ сигнала синхронизации (мелкой сетки)  $f_{DDS}$  в диапазоне частот 25...40 МГц с модуляцией или без нее и его перенос на выходную частоту ВСЧ с сохранением спектральных характеристик исходного сигнала; разделение сформированных в выходном диапазоне частот сигналов на ряд частотных поддиапазонов; усиление и фильтрация гармоник в каждом из частотных каналов; включение/выключение соответствующего частотного канала (выхода ВСЧ)

по командам от БПУ; прием с разъема на передней панели внешних модулирующих сигналов и модуляция ими выходных частот ВСЧ (амплитудная или частотная); формирование колоколообразной огибающей амплитудно-манипулированного выходного сигнала; формирование сигналов готовности и подтверждения включения излучения.

Важнейшим узлом, определяющим конфигурацию и функциональные возможности ВСЧ, является плата цифровой обработки и управления (ПЦОУ), входящая в состав БПУ. Она является ответственной за формирование требуемых видов радиосигналов в цифровых кодах. Далее данные с выхода ПЦОУ поступают на модулятор-формирователь сигналов (МФС), предназначенный для преобразования этих кодов, содержащих информацию о несущей частоте и характере модуляции, в радиочастоты мелкой частотной сетки  $f_{DDS}$  (с модуляцией или без нее) для синхронизации СЧ. Узел МФС реализован на доступной микросхеме однокристалльного синтезатора прямого цифрового синтеза (DDS) типа AD9852 с внутренним ЦАП.

Функциональные узлы ПЦОУ реализованы на двух программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС) Spartan2 и Spartan2E фирмы Xilinx. Использование ПЛИС обусловлено возможностью аппаратной реализации сложных алгоритмов в кристаллах, обладающих большой логической емкостью, высоким быстродействием, хорошей надежностью и малым энергопотреблением. Немаловажным фактором является также возможность многократного перепрограммирования (реконфигурации) кристаллов при отладке изделия или его эксплуатации.

Разработка проектов с использованием ПЛИС проводилась с помощью системы проектирования ISE (Integrated Synthesis Environment) Foundation фирмы Xilinx.

На **рис. 2** приведена блок-схема цифровой логической структуры формирования шумовых сигналов

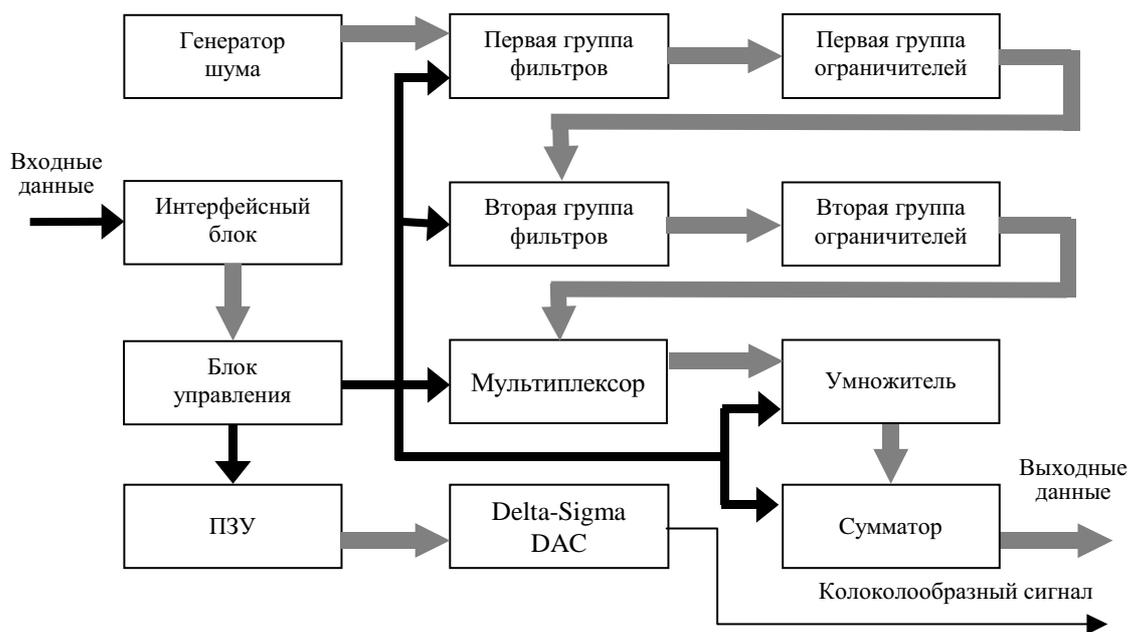


Рис. 2. Блок-схема цифровой логической структуры формирования шумовых и колоколообразного сигналов

и сигнала формирования колоколообразной огибающей, реализованной в ПЛИС. В качестве генератора псевдослучайного шума используется линейный сдвиговый регистр с обратной связью [1]. Длина псевдослучайной последовательности зависит от длины регистра сдвига, а также количества и расположения отводов от разрядов регистра, поступающих на сумматор по модулю 2, в данном случае схему XOR или XNOR. В генераторе приведенной структуры использован 48-разрядный регистр, длина псевдослучайной последовательности которого может быть определена полиномом  $P(X)=X^0+X^1+X^{27}+X^{28}+X^{48}$ .

Группы фильтров содержат последовательно соединенные полосовые, высокочастотные и низкочастотные фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтры) [2]. Выбор структуры фильтров и их параметров (тип, порядок, частота дискретизации, разрядность коэффициентов и т. д.) определяются результирующей АЧХ с заданной шириной спектра шума по нижнему и верхнему уровням.

Поток данных  $x(0), x(1), \dots$ , поступающих на вход фильтра, продуцирует на его выходе данные, рассчитываемые по формуле

$$y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} a(n)x(k-n) \quad k=0, 1, \dots,$$

где  $N$  — число коэффициентов фильтра,  $a(0), a(1), \dots, a(N-1)$  — набор коэффициентов импульсной характеристики, каждый из которых представлен 16-разрядным числом с фиксированной точкой.

При разработке фильтров в среде САПР для расчета коэффициентов использовалось инструментальное средство Filter Design and Analysis Tool (FDATool) системы MATLAB/Simulink. Выходным продуктом FDATool является файл с рассчитанными коэффициентами, используемыми далее для синтеза. Реализация КИХ-фильтра в элементном базисе ПЛИС осуществляется путем включения в проект модуля, синтезированного инструментальным средством САПР, называемым Core Generator.

Цифровые модули, генерируемые Core Generator, представляют собой готовые технические решения, существенно сокращающие время проектирования и выхода на рынок новых изделий. Эти решения, называемые IP-блоками (Intellectual Property), ядрами (Core), параметрическими модулями, могут быть настроены под конкретные требования нового проекта. Наиболее важным свойством готового технического решения является его гарантированное воспроизведение в но-

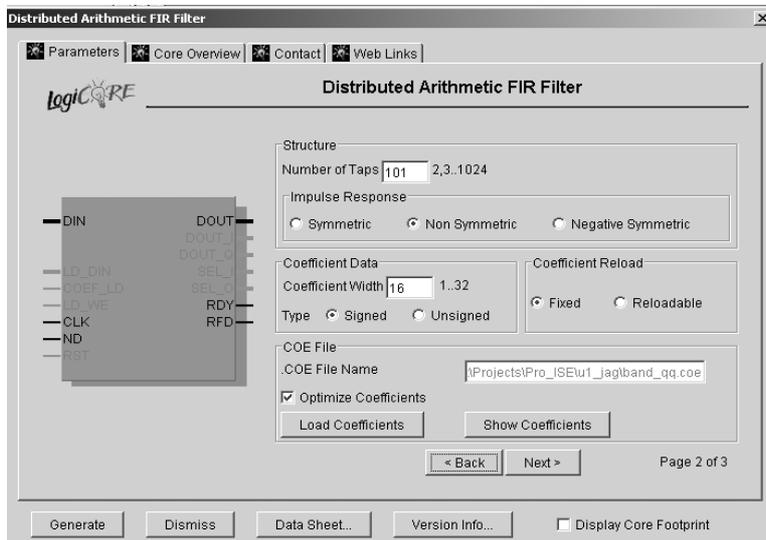
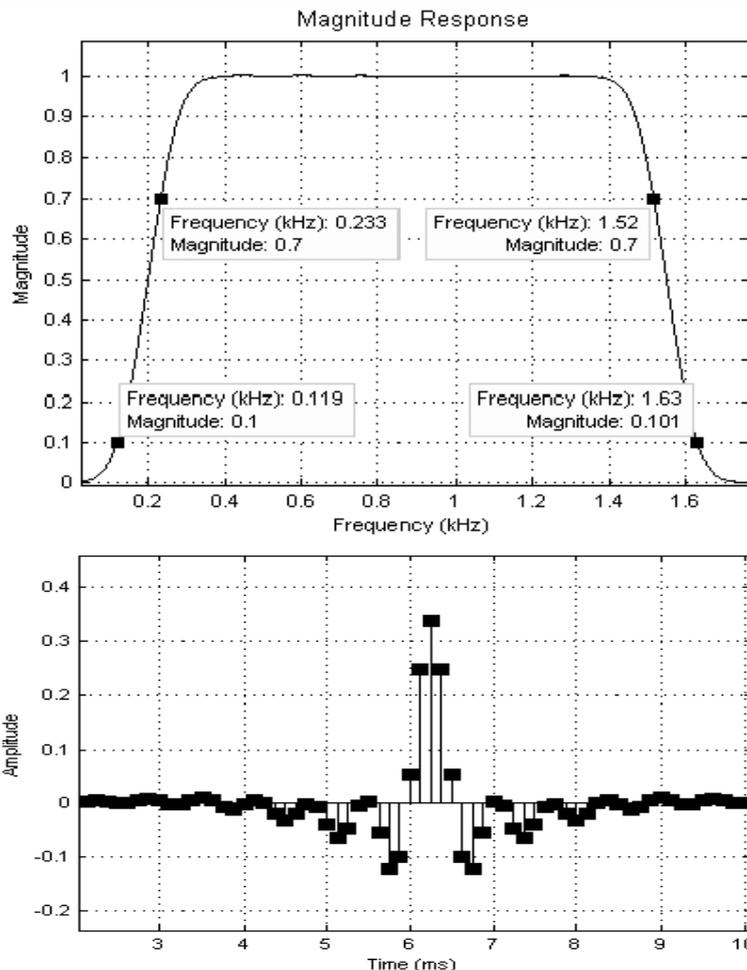


Рис. 3. Амплитудно-частотная, импульсная характеристики фильтра и внешний вид окна Core Generator для его реализации

вом проекте в соответствии со спецификацией, определенной разработчиком этого решения и уточненной разработчиком проекта. На рис. 3 приведены амплитудно-частотная и импульсная характеристики одного из проектируемых фильтров, а также внешний вид окна Core Generator для реализации этого фильтра.

Ограничители используются для получения требуемого значения пик-фактора и осуществляют ограничение входного сигнала по амплитуде снизу и сверху в соответствии с выражением

$$y(k) = \begin{cases} pconst & \text{при } x(k) > pconst; \\ x(k) & \text{при } nconst \leq x(k) \leq pconst; \\ nconst & \text{при } x(k) < nconst. \end{cases}$$

Здесь  $x(k)$  и  $y(k)$  — цифровые значения соответственно входного и выходного сигналов,  $pconst$  и  $nconst$  — цифровые значения соответственно положительной постоянной, ограничивающей входной сигнал сверху, и отрицательной постоянной, ограничивающей сигнал снизу.

Умножитель реализует операцию умножения цифровых кодов сформированных шумов на постоянные коэффициенты, определяемые необходимой величиной девиации частоты при модуляции шумовым сигналом. В сумматоре производится суммирование сформированных шумовых кодов с кодом несущей частоты для загрузки DDS.

Для генерации сигнала колоколообразной формы из ПЗУ с заданной частотой выбираются значения амплитуд формируемого сигнала. Цифровые коды, соответствующие этим амплитудам, поступают на вход Delta-Sigma DAC (цифроаналогового преобразователя). Delta-Sigma DAC осуществляет широтно-импульсную модуляцию, и далее последовательность импульсов с его выхода подается на ФНЧ для преобразования в аналоговый колоколообразный сигнал.

Описанная базовая конструкция БПУ позволяет использовать ее в составе ВСЧ различных диапазонов и с различным набором выходных помеховых сигналов. Для этого достаточно произвести оперативное перепрограммирование ПЦОУ.



Рис. 4. Внешний вид базовой конструкции возбуждателя-синтезатора частот диапазона 30...180 МГц

Внешний вид базовой конструкции ВСЧ на диапазон частот 30...180 МГц представлен на рис. 4. Его основные характеристики следующие:

— количество коммутируемых поддиапазонов	4 (4 выхода)
— шаг частотной сетки в диапазоне рабочих частот	1 кГц
— относительная долговременная нестабильность частоты	$2 \cdot 10^{-7}$ за 1 год
— точность установки абсолютного значения частоты, не более	20 Гц
— время переключения частот в пределах рабочего диапазона, не более	20 мкс
— относительный уровень побочных составляющих спектров, не более	-60 дБн
— относительный уровень гармоник, не более	-50 дБн
— уровень запираения в режиме радиомолчания, не менее	80 дБ
— параметры питания:	напряжение +(24...29) В, ток не более 1,5 А

ВСЧ формирует следующие виды помеховых сигналов:

— частотно-модулированные шумовыми сигналами с различными спектрами несущие с различными значениями девиации частоты;

— частотно-манипулированные несущие с различными значениями пиковой девиации частоты и длительностей посылок;

— частотно-модулированные шумовыми сигналами разных манипулируемых тонов несущие с различными значениями девиации частоты и скорости манипуляции;

— частотная модуляция внешними сигналами с параметрами, определяемыми этими сигналами;

— возможны режимы фазо-кодовой манипуляции и линейной частотной модуляции.

\*\*\*

Таким образом, разработанный синтезатор-возбудитель с цифровым формированием помеховых сигналов полностью соответствует поставленным требованиям и обеспечивает подавление практически всех видов радиосвязи в диапазоне частот 30...180 МГц. Используемые принципы формирования помеховых сигналов могут быть использованы в синтезаторах-возбудителях других диапазонов.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Шрюфер Е. Обробка сигналів. Цифрова обробка дискретизованих сигналів.— Київ: Либідь, 1992.
2. Введение в цифровую фильтрацию / Под ред. Р. Богнера и А. Констандинидиса.— М.: Мир, 1976.

в портфеле редакции

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

- Построение и исследование модели трехкоординатного пьезокерамического сканера для зондовых наномикроскопов на основе биморфных пьезоэлементов. (Украина, г. Черкассы)
- Особенности оформления конструкторской документации на печатные платы в условиях автоматизированного проектирования и подготовки производства. (Украина, г. Одесса)



- Установка для экспресс-контроля параметров термоэлектрических охладителей Пельтье. (Украина, г. Черновцы)
- Бесконтактный тепловой контроль электронно-вычислительных средств. (Россия, г. Москва)
- Ультрафиолетовые фотоприёмники. (Россия, г. Москва, г. Фрязино)

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

А. А. КАРПЕНКО, д. ф.-м. н. Я. И. ЛЕПИХ

Украина, Одесский национальный университет им. И. И. Мечникова  
E-mail: ndl\_lepikh@mail.ru

Дата поступления в редакцию  
09.10 2006 г.

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

## КОМПЕНСАЦИЯ ФАЗОВОЙ ОШИБКИ В ИЗЛУЧАТЕЛЯХ СВЧ-ВОЛН С ПОМОЩЬЮ ИМПЕДАНСНОЙ СТРУКТУРЫ

*Предложен метод компенсации фазовой ошибки в H-секториальном рупорном излучателе с помощью импедансной структуры в виде металлической гребенки с меняющейся высотой канавок.*

Как известно, рупорные излучатели (РИ) обладают высокими характеристиками излучения в области сверхвысоких частот (СВЧ), что делает их незаменимыми элементами современных информационных систем связи. Однако возрастающие требования минимизации функциональных узлов радиоаппаратуры накладывают ограничения и на размеры РИ.

Прямое уменьшение размеров без изменения конструктивных решений РИ приводит к ухудшению характеристик их излучения. Одной из важнейших характеристик РИ является его диаграмма направленности (ДН). При уменьшении длины РИ с неизменной частотой излучаемого сигнала увеличивается ширина его ДН, а также растет уровень боковых лепестков и их количество. Причиной ухудшения ДН в данном случае является фазовая ошибка, увеличивающаяся при укорочении РИ.

В статье предлагается метод компенсации фазовой ошибки в рупорном излучателе с помощью импедансной замедляющей структуры, что позволяет получать короткие РИ без ухудшения их диаграммы направленности.

Рассмотрим горизонтальное сечение РИ (H-плоскость) (рис. 1). Вследствие расширения волновода плоская волна в волноводе трансформируется в цилиндрическую с фазовым центром в точке О. Из рис. 1 видно, что расстояние от горловины РИ до его раскрыва вдоль оси z (отрезок CD) меньше расстояния от горловины до раскрыва вдоль образующей РИ (отрезок AB) на величину  $MB = \Delta r$ . Поэтому время прихода волнового фронта в точки D и B будет разным. Волновой фронт волны дойдет до края раскрыва в точке B с запаздыванием по отношению к центральной точке D на время, равное  $\Delta t = \Delta r/c$ , где c — скорость распространения электромагнитных волн.

Максимальное отставание фазы от ее значения на оси РИ (фазовая ошибка —  $\Delta\phi$ ) будет наблюдаться на краях раскрыва со значением [1, с. 66]

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta r,$$
 где  $\lambda$  — длина волны, соответствующая центральной частоте рабочего диапазона РИ.

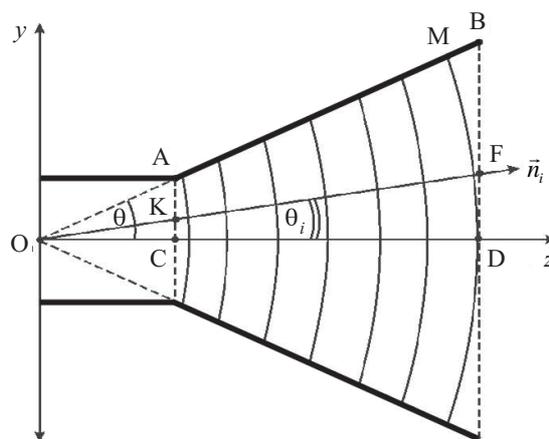


Рис. 1. Продольный разрез H-секториального рупорного излучателя с прямолинейными образующими:  $\theta$  — половинный угол раскрыва РИ;  $\theta_i$  — текущее значение половинного угла раскрыва

Фазовая ошибка в раскрыве РИ уменьшает его коэффициент использования поверхности (КИП) и коэффициент направленного действия (КНД). Диаграмма направленности при этом расширяется. Воспрепятствовать уменьшению КНД, связанному с укорочением РИ, можно увеличением площади раскрыва либо минимизацией фазовой ошибки в раскрыве РИ.

Однако увеличивать площадь раскрыва РИ сколько угодно много простым расширением стенок нецелесообразно, т. к. фазовая ошибка будет расти быстрее, чем площадь раскрыва, и КНД не будет увеличиваться. Поэтому чтобы фазовая ошибка не возрастала с увеличением площади раскрыва, необходимо также увеличивать длину рупора. В коротком рупоре фазовая ошибка играет существенную роль, а в длинном — несущественную.

Вместе с тем увеличение размеров рупора делает его нерациональным с точки зрения массогабаритных характеристик и материалоемкости. По этой причине применяют другие методы выравнивания фазы в раскрыве — с помощью диэлектрических линз, волноводных вставок и рупоров специальной формы.

Анализ показывает, что РИ имеет оптимальные размеры, когда фазовые сдвиги на его краях не превышают  $\pi/2$  в плоскости вектора электрического поля (E-плоскости) и  $3\pi/4$  в H-плоскости. РИ с такими фазовыми сдвигами принято называть оптимальными [2, с. 99].

Для устранения фазовой ошибки необходимо, чтобы фронт электромагнитной волны, распространяющейся в РИ, проходил неравные расстояния за равные промежутки времени в области от горловины до раскрытия РИ. Это возможно, если ее скорость распространения будет меняться по определенному закону (от оси до образующей РИ), зависящему от угла  $\theta_i$  (рис. 1). Очевидно, что вдоль оси  $z$  волна должна быть замедлена относительно волны, распространяющейся вдоль огибающей  $AB$ , на величину, необходимую для выравнивания волнового фронта. Это условие должно выполняться для каждой точки пространства внутри РИ.

Для решения данной задачи предлагается использовать замедляющие свойства периодических импедансных структур.

### Определение коэффициента замедления электромагнитных волн в РИ

Так как продольное сечение РИ симметрично оси  $z$ , то для решения задачи достаточно рассмотрения области  $OBD$  (рис. 1). Для того, чтобы фазовая ошибка была равна нулю, т. е.  $\Delta\phi=0$ , необходимо, чтобы волновой фронт проходил путь  $AB$  и  $CD$  за одно и то же время, т. е. должно выполняться условие

$$\frac{AB}{c} = \frac{CD}{v_\phi}, \quad (1)$$

где  $c$  — скорость света;

$v_\phi$  — фазовая скорость замедленной волны.

Отсюда получим выражение для  $v_\phi$ :

$$v_\phi = \frac{CD}{AB} c = \cos\theta \cdot c. \quad (2)$$

Запишем два крайних условия для скорости электромагнитной волны в РИ:

- 1) вдоль образующей РИ  $v_\phi = c$ ;
- 2) вдоль оси  $z$  РИ  $v_\phi = \cos\theta \cdot c$ .

Введем коэффициент замедления скорости распространения электромагнитной волны  $\xi$  в замедляющей структуре в виде соотношения

$$\xi = \frac{c}{v_\phi}. \quad (3)$$

Запишем крайние условия для коэффициента замедления в РИ:

$$1) \text{ вдоль образующей РИ } \xi = \xi_0 = 1; \quad (4)$$

$$2) \text{ вдоль оси } z \text{ РИ } \xi_z = \frac{1}{\cos\theta}. \quad (5)$$

Определим закон изменения  $\xi$  в области  $ABDC$  РИ, при котором для любых углов  $0 \leq \theta_i \leq \theta$  выполняются условия (4)–(5).

Возьмем произвольный вектор  $\vec{n}_i$ , образующий с осью РИ угол  $\theta_i$ , и определим скорость волны  $v_{\phi i}$  в направлении вектора  $\vec{n}_i$ . Для этого должно выполняться условие

$$\frac{KF}{v_{\phi i}} = \frac{CD}{v_\phi} = \frac{AB}{c}. \quad (6)$$

Из (2) и (6) получим:

$$AB = \frac{CD}{\cos\theta}; \quad KF = \frac{CD}{\cos\theta_i}. \quad (7)$$

Зависимость скорости волны от угла  $\theta_i$  из (6) и (7) будет иметь вид

$$v_{\phi i} = c \frac{\cos\theta}{\cos\theta_i}. \quad (8)$$

Учитывая соотношение (3), получим зависимость величины коэффициента замедления от угла  $\theta_i$  в виде

$$\xi_i = \frac{\cos\theta_i}{\cos\theta}. \quad (9)$$

Из выражения (9) следует, что коэффициент замедления электромагнитной волны в направлении вектора  $\vec{n}_i$  должен быть таким, чтобы ее фаза не отличалась от фазы волны, распространяющейся вдоль огибающей  $AB$  РИ.

Очевидно, что

$$\text{при } \theta_i = \theta \Rightarrow \xi_i = \xi_0 = 1 \Rightarrow v_\phi = c;$$

$$\text{при } \theta_i = 0 \Rightarrow \xi_i = \frac{1}{\cos\theta} \Rightarrow v_\phi = c \cdot \cos\theta.$$

Таким образом, крайние условия для скорости электромагнитной волны в РИ для углов в диапазоне  $0 \leq \theta_i \leq \theta$  выполняются.

Определив все  $v_{\phi i}$  и  $\xi_i$  для области  $OBD$ , получим значения скоростей и коэффициентов замедления электромагнитных волн для всех направлений  $\theta_i$ .

### Определение параметров замедляющей структуры

В качестве замедляющей структуры используем импедансную металлическую гребенку, конструкция которой представлена на рис. 2.

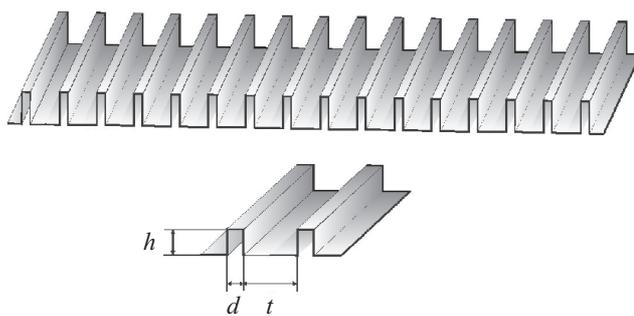


Рис. 2. Импедансная металлическая гребенка

Коэффициент замедления электромагнитной волны  $\xi_{гр}$  для гребенки такой структуры определяется по формуле [2, с. 115]

$$\xi_{гр} = \sqrt{1 + \left( \frac{t}{t+d} \right)^2 \operatorname{tg}^2 \left( \frac{2\pi h_3}{\lambda_0} \right)}, \quad (10)$$

где  $t$  — ширина канавки импедансной гребенки;

$d$  — толщина ребра;

$h_3$  — эффективная высота ребер;

$\lambda_0$  — средняя длина волны рабочего диапазона рупорного излучателя.

Формула (10) справедлива при условии

$$\begin{cases} t + d < 0,5\lambda; \\ d \ll t. \end{cases} \quad (11)$$

Эффективная высота ребер в первом приближении равна

$$h_3 = h - 0,14(d+t), \quad (12)$$

где  $h$  — конструктивная высота ребер.

Уменьшение расчетной конструктивной высоты ребер (12) является результатом проникновения электромагнитного поля замедленной поверхностной волны в верхнюю часть канавок гребенки.

Приравнявая (9) и (10), найдем конструктивную высоту ребер гребенки как функцию угла  $\theta_i$ :

$$h_i(\theta_i) = \text{arctg} \left( \frac{t+d}{t} \sqrt{\frac{\cos^2 \theta_i}{\cos^2 \theta} - 1} \right) + 0,14(d+t) + \pi k, \quad (13)$$

где  $k$  — целое число ( $k = 1, 2, 3, \dots, n$ ).

Формула (13) определяет конструктивную высоту гребенки в  $i$ -м направлении относительно оси  $z$  (рис. 1), при которой во всех точках раскрыва РИ фаза волны будет одинаковой.

Минимальная фазовая скорость замедленной волны  $v_{\min}$  ограничена дискретностью ребер гребенки. В соответствии с условием (11) разность фаз в соседних канавках не может превышать  $\pi$ . Тогда

$$v_{\min} = 2(t+d)f = c \frac{2(t+d)}{\lambda}, \quad (14)$$

где  $f$  — частота электромагнитных колебаний.

Соотношение (14) совместно с (10) определяет верхний  $f_{\text{в}}$  и нижний  $f_{\text{н}}$  пределы рабочего частотного диапазона, соответственно:

$$f_{\text{в}} = \frac{c}{2(t+d) \sqrt{1 + \left(\frac{t}{t+d}\right)^2 \text{tg}^2 \left(\frac{2\pi h_3}{\lambda_0}\right)^2}}; \quad (15)$$

$$f_{\text{н}} = \frac{2,14 \cdot 10^6}{h_3 \left(1 - \frac{t}{t+d}\right)}. \quad (16)$$

Подставив (14) в (3) и затем приравняв полученное выражение к (5), найдем предельно допустимый угол  $\theta_{\max}$ , при котором замедляющее свойство гребенки сохраняется.

$$\xi_z = \frac{1}{\cos \theta_{\max}} = \frac{c}{v_{\min}}. \quad (17)$$

Отсюда

$$\theta_{\max} = \pm \arccos \frac{2(t+d)}{\lambda} + 2\pi k;$$

$$k \in z; \quad \left| \frac{2(t+d)}{\lambda} \right| < 1. \quad (18)$$

Тогда минимальная длина РИ (отрезок  $OD$ ) при той же величине раскрыва будет равна

$$OD_{\min} = \frac{BD}{\text{tg} \theta_{\max}}, \quad (19)$$

где  $BD$  — половина длины широкой стенки раскрыва РИ.

При длине РИ меньшей, чем  $OD_{\min}$ , гребенка теряет замедляющую способность, что приводит к появлению в раскрыве РИ фазовой ошибки.

При расчете параметров импедансной гребенки необходимо соблюдать следующие интервалы значений конструктивной высоты ребер  $h$ , при которых над ней может существовать замедленная поверхностная волна [2—4].

Первый случай:

$$0 < h < \frac{\lambda_{\max}}{4}. \quad (20)$$

В этом случае  $v_{\phi} < c$ , а входное комплексное сопротивление гребенки  $Z_{\text{вх}}$  носит индуктивный характер. Амплитуда поверхностной волны максимальна у поверхности и убывает по мере удаления от нее.

Во втором случае

$$\frac{\lambda}{4} < h < \frac{\lambda}{2}, \quad (21)$$

$v_{\phi} < c$ , а входное комплексное сопротивление гребенки  $Z_{\text{вх}}$  носит емкостный характер. Амплитуда поверхностной волны минимальна у поверхности и возрастает по мере удаления от нее (псевдоповерхностная волна).

Третий случай аналогичен первому:

$$\frac{\lambda}{2} < h < \frac{3\lambda}{4}. \quad (22)$$

Если  $h = \frac{\lambda}{4}$ , то коэффициент замедления  $\xi_{\text{гр}} = \infty$  и фазовая скорость замедленной волны  $v_{\phi} = 0$ , а входное комплексное сопротивление гребенки  $Z_{\text{вх}}$  равно бесконечности, и замедленной поверхностной волны не существует.

Соотношение (10) справедливо, когда вектор скорости распространения электромагнитных волн над импедансной гребенкой  $\vec{n}_i$  перпендикулярен ее ребрам при любых значениях угла  $\theta_i$ . Соблюдение этого условия возможно лишь в случае, когда ребра выполнены в виде радиальных дуг с центром кривизны в точке  $O$  (рис. 1).

Таким образом, полученная замедляющая структура представляет собой металлическую гребенку ребер и канавок с радиальной кривизной, центром в точке  $O$  и высотой ребер, меняющейся по закону (13).

Определим, во сколько раз длина РИ с импедансной гребенкой меньше длины классического оптимального  $H$ -секториального РИ с прямолинейными образующими при одинаковых размерах их раскрывов.

Длина оптимального  $H$ -секториального РИ с прямолинейными образующими определяется соотношением [2, с. 99]

$$l_{\text{опт}} = \frac{a^2}{3\lambda}, \quad (23)$$

где  $l_{\text{опт}}$  — оптимальная длина РИ;  
 $a$  — размер широкой стенки раскрыва РИ.

Минимальная длина полученного РИ с импедансной гребенкой определяется по формуле (19). При одинаковых размерах их раскрывов будет выполняться условие  $BD = \frac{1}{2}a$ . Тогда перепишем (19) в виде

$$OD_{\text{min}} = \frac{a}{2\text{tg}\theta_{\text{max}}}, \quad (24)$$

где  $\theta_{\text{max}}$  — максимальный угол  $BOD$ , при котором замедляющие свойства гребенки сохраняются.

Так как  $l_{\text{опт}} > OD_{\text{min}}$ , то правомерно записать уравнение

$$l_{\text{опт}} = N \cdot OD_{\text{min}}, \quad (25)$$

где  $N$  — коэффициент кратности.

Подставив (23) и (24) в (25), получим:

$$\frac{a^2}{3\lambda} = N \frac{a}{2\text{tg}\theta_{\text{max}}}. \quad (26)$$

Из последнего, с учетом того, что  $BD = \frac{1}{2}a$ , получим выражение, показывающее, во сколько раз длина РИ с импедансной гребенкой меньше длины классического оптимального  $H$ -секториального РИ с прямолинейными образующими при одинаковых размерах их раскрывов:

$$N = \frac{2a \cdot \text{tg}\theta_{\text{max}}}{3\lambda} = \frac{4BD \cdot \text{tg}\theta_{\text{max}}}{3\lambda}. \quad (27)$$

### Результаты и их обсуждение

Учитывая условия (11), по формулам (13) и (18) получено семейство кривых, отображающих зависимость конструктивной высоты ребер  $h$  гребенки от углов  $\theta_i$  для длины волны  $\lambda_0 = 32$  мм при максимальном угле  $\theta_{\text{max}}$  для разной ширины канавок (рис. 3). Толщина ребер импедансной гребенки  $d$  для всех случаев была равна 2 мм.

Из рисунка видно, что уменьшение ширины канавок  $t$  приводит к увеличению предельно допустимого угла раскрыва  $2\theta_{\text{max}}$  и, как следствие, к уменьше-

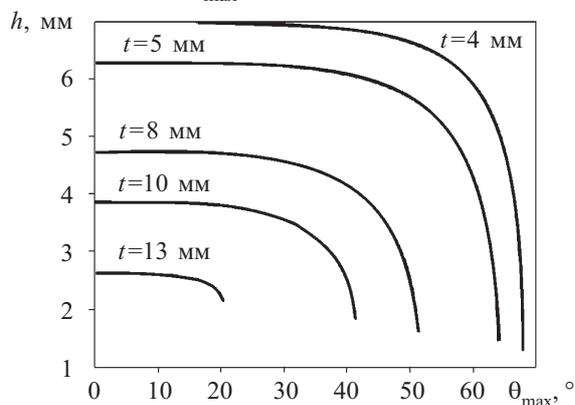


Рис. 3. График зависимости высоты ребер  $h$  от угла  $\theta$  при разной ширине канавок  $t$

нию длины РИ. Однако при  $t > 4$  мм конструктивная высота ребер  $h$  приближается к пределу  $\lambda/4$ , на котором замедленной волны не существует. Поэтому максимум угла  $\theta$  в данном случае не превышает  $68^\circ$ .

Методом компьютерного моделирования получен рельеф импедансной замедляющей гребенки (рис. 4), компенсирующей фазовую ошибку в  $H$ -секториальном РИ с углом раскрыва, близким к предельно допустимому углу —  $2\theta \approx 2\theta_{\text{max}}$ .

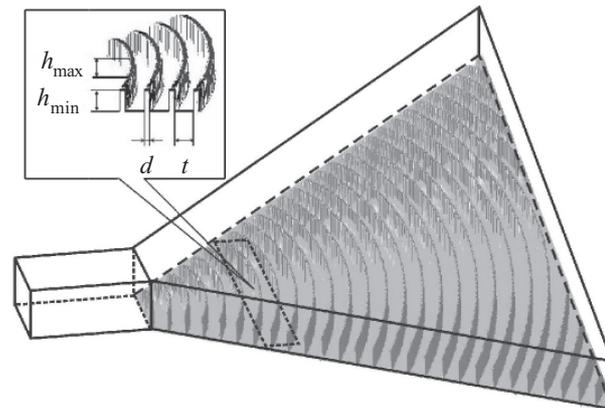


Рис. 4. Схематичный вид  $H$ -секториального РИ с импедансной замедляющей гребенкой, компенсирующей фазовую ошибку

Из рис. 4 видно, что в нулевом направлении, при  $\theta_i = 0$ , высота ребра максимальна —  $h_{\text{max}}$  (скорость волны минимальна), а на образующей РИ, при  $\theta_i = \theta_{\text{max}}$ , минимальна —  $h_{\text{min}}$  (скорость волны максимальна).

### Выводы

$H$ -секториальный рупорный излучатель с импедансной гребенкой обладает большим коэффициентом направленного действия, чем классический оптимальный  $H$ -секториальный РИ с прямолинейными образующими, при одинаковых габаритных размерах их раскрывов. Это обусловлено тем, что при отсутствии фазовой ошибки коэффициент использования поверхности раскрыва РИ стремится к единице.

Достоинством данной конструкции является то, что фазовый фронт распространяющейся в РИ электромагнитной волны остается плоским на всей протяженности РИ. Это позволяет создавать РИ с раскрывом больших размеров без снижения КИП, КНД и коэффициента усиления рупорного излучателя.

Введение в условия (4)–(5) дополнительных функций позволяет получить заранее заданную форму волнового фронта в раскрыве РИ и, как следствие, управлять диаграммой направленности  $H$ -секториального РИ.

### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Шумлянский И. И. Рупорные излучатели со ступенчатыми и криволинейными образующими. — К.: Вища шк., 1986.
2. Хмель В. Ф., Шумлянский И. И., Горобец Н. Н. и др. Теория и расчет антенн и устройств сверхвысоких частот. Сб. задач. — Одесса: Латстар, 2001.
3. Андрійшин В. О. Електродинаміка та поширення радіохвиль. Ч. 1. Теорія електромагнітного поля та техніка НВЧ. — Одеса: Астропринт, 2005.
4. Бененсон Л. С., Кюркчан А. Г. Метод развязки антенн при помощи периодических структур // Радиотехника. — 1995. — № 12. — С. 62–69.

К. т. н. Б. А. ДЕМЬЯНЧУК

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

Дата поступления в редакцию  
29.01.2007 г.

Оппонент д. ф.-м. н. В. В. НОВИКОВ  
(ОНПУ, г. Одесса)

## МОДЕЛЬ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ИНТЕГРАЛЬНОГО ПОКАЗАТЕЛЯ КАЧЕСТВА ЭКРАНИРУЮЩИХ РАДИОМАТЕРИАЛОВ

*Интегральный показатель качества материалов определяется по шестнадцати частным показателям их качества методом построения графиков множественных факторов.*

Теория сложных систем, теория исследования операций и теория принятия решений располагают мощным арсеналом методов для решения так называемых плохоопределенных задач [1—3].

К ним относится и задача сопоставления образцов материалов — преобразователей энергии по совокупности их существенных показателей качества. Методика такого сопоставления представляет собой инструмент многофакторного сравнения, например, электропроводящих, экранирующих или радиозащитных узлов электронной аппаратуры.

Экранирующие материалы, как известно, характеризуются совокупностью показателей качества — таких как эффективностных, эксплуатационных, технологических и прочностных. Сопоставление имеющегося варианта покрытия с альтернативным делается с целью принять решение, что лучше, т. е. с целью решения задачи выбора. Это означает, что при сопоставлении нельзя обойти проблему определения некоторого интегрального (обобщенного) показателя качества покрытия, а следовательно, нельзя избежать приемов сведения многокритериальной задачи выбора к однокритериальной.

К сожалению, многие известные приемы решения многокритериальных задач отличаются либо узкой направленностью, либо излишней универсальностью и, естественно, теоретической перегруженностью [4, 5].

В связи с этим, а также с целью облегчения практической применимости такого решения, в статье предлагается графический способ сопоставления произвольных альтернативных покрытий по множеству существенных частных показателей качества, отражающих разные стороны потребительской и производственной полезности сравниваемых материалов для экранирования электромагнитной энергии.

Пусть частные показатели качества содержатся в следующей таблице. Пять показателей объединены в следующие четыре группы: показатели эффективности; показатели эксплуатационных свойств; технологичности изготовления и применения; механической стойкости.

### I. Показатели эффективности:

- 1) коэффициент отражения  $K_o$ ;
- 2) коэффициент прохождения покрытия  $K_{пр}$ ;
- 3) стоимость единицы площади покрытия  $C$ ;
- 4) коэффициент широкополосности  $f$ .

### II. Показатели эксплуатационных свойств:

- 5) адгезионная способность  $a$ ;
- 6) долговечность  $\gamma$ ;
- 7) термостойкость  $T$ ;
- 8) токсичность  $q$ .

### III. Показатели технологичности изготовления и применения:

- 9) технологичность  $\zeta$ ;
- 10) толщина покрытия  $d$ ;
- 11) плотность  $\rho$ ;
- 12) пористость  $\xi$ .

### IV. Показатели механической стойкости:

- 13) прочность  $P$ ;
- 14) твердость  $t$ ;
- 15) влагостойкость  $w$ ;
- 16) хрупкость  $h$ .

Поскольку часть этой группы показателей характеризует, если можно так сказать, «отрицательное» качество, то для удобства решения задачи сопоставления целесообразно свести все показатели к одному «знаку качества». Тогда получим показатели, отвечающие требованию: чем больше значение показателя, тем лучше, а именно:

$$I. K_o^{-1}; K_{пр}^{-1}; C^{-1}; f.$$

$$II. a; \gamma; T; q^{-1}.$$

$$III. \zeta; d^{-1}; \rho^{-1}; \xi^{-1}.$$

$$IV. P; t; w; h^{-1}.$$

Ясно, что показатели, которые оказываются таким образом модифицированными, должны получить другие названия, соответствующие смыслу обозначения, например:

$$K_o^{-1} — коэффициент ослабления отражений;$$

$$K_{пр}^{-1} — коэффициент поглощения;$$

$$C^{-1} — экономичность;$$

$$q^{-1} — токсическая безопасность;$$

$$d^{-1} — коэффициент тонкостенности;$$

$$\rho^{-1} — коэффициент легкости;$$

$$\xi^{-1} — структурная плотность;$$

$$h^{-1} — эластичность.$$

Кроме того, чтобы избавиться от учета размерностей показателей и расширить диапазон допустимых различий в значениях конкретных параметров альтернатив, представляется целесообразным нормировать частные показатели качества сопоставляемых образцов покрытий величиной, равной модулю радиуса-вектора ( $A$ ) количественных значений параметров сопоставляемых образцов, который имеет вид

$$A = \sqrt{A_1^2 + A_2^2},$$

где  $A_1$  — частный показатель качества образца № 1;  
 $A_2$  — аналогичный частный показатель качества образца № 2.

Такое нормирование упрощает процесс сопоставления образцов.

Результаты модификации и нормирования, скажем, 1-го и 16-го частных показателей качества представляются, следовательно, в виде

$$X_1^{(1)} = \frac{K_{0(1)}^{-1}}{\sqrt{[K_{0(1)}^{-1}]^2 + [K_{0(2)}^{-1}]^2}};$$

$$X_{16}^{(1)} = \frac{h_{16(1)}^{-1}}{\sqrt{[h_{16(1)}^{-1}]^2 + [h_{16(2)}^{-1}]^2}};$$

$$X_1^{(2)} = \frac{K_{0(2)}^{-1}}{\sqrt{[K_{0(1)}^{-1}]^2 + [K_{0(2)}^{-1}]^2}};$$

$$X_{16}^{(2)} = \frac{h_{16(2)}^{-1}}{\sqrt{[h_{16(1)}^{-1}]^2 + [h_{16(2)}^{-1}]^2}}.$$

Суть способа сопоставления вариантов (1) и (2) покрытий по графикам множественных факторов состоит в следующем.

1. Сначала четыре группы показателей ранжируются экспертами по важности.

2. Параметры  $X_{ij}$ ,  $i = 1, 4$ ;  $j = \overline{1, 4}$  согласованно ранжируются, т. е. с помощью экспертов расставляются в каждой группе по важности. После обработки результатов получается последовательность всех ранжированных показателей в виде

$$X = \{X_1, X_2, \dots, X_{15}, X_{16}\}.$$

3. Считается, что важность одной группы показателей тем выше, чем меньше номер группы; важность конкретного показателя в группе тем выше, чем меньше его номер в группе номеров показателей.

4. Каждой группе из четырех параметров ставится в соответствие один из квадратов, по сторонам которого нанесены шкалы соответствующих ранжированных параметров — от минимального значения

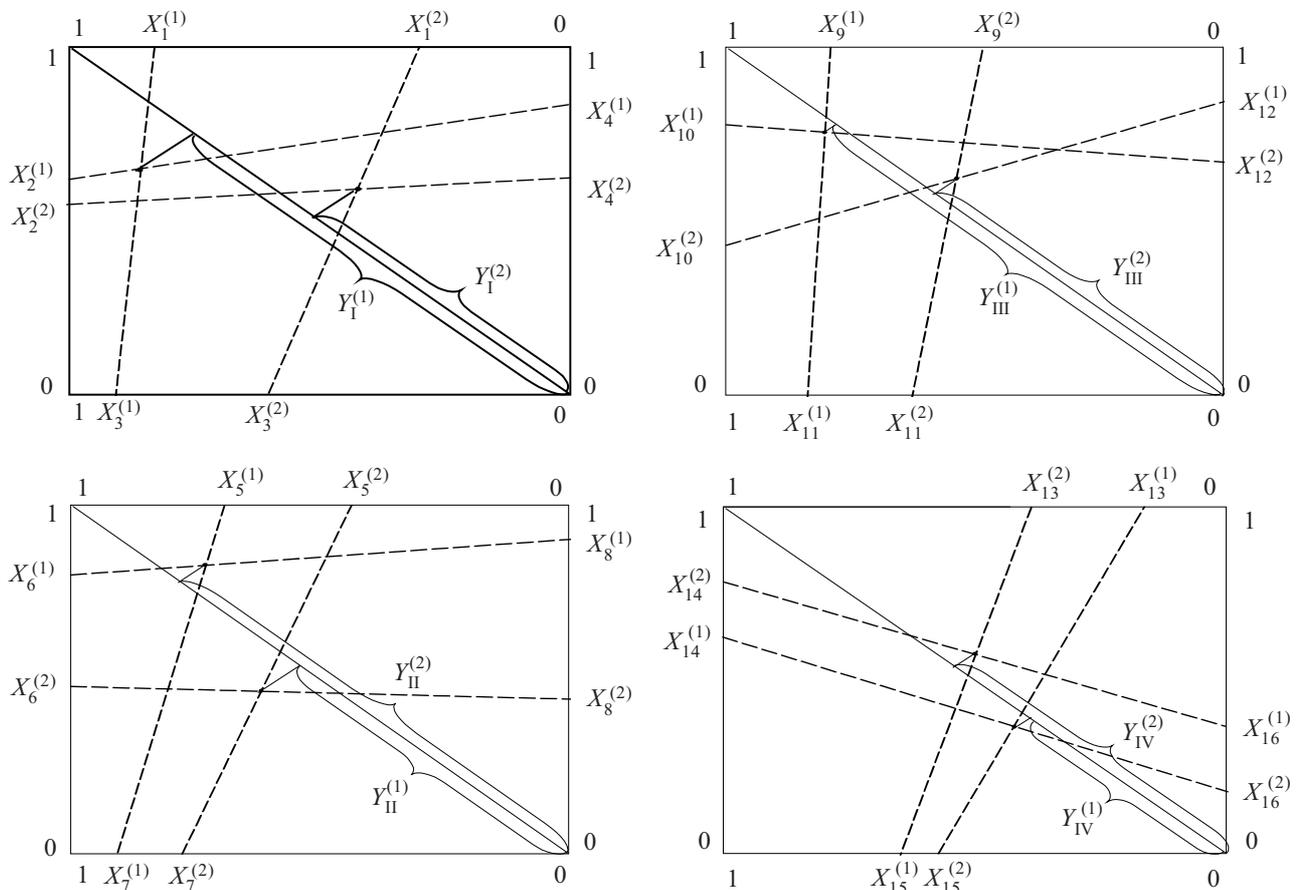


Рис. 1. Групповые графики множественных факторов

(например, ноль) до максимального (единицы). На горизонтальных сторонах квадрата шкалы наносятся справа налево, на вертикальных — снизу вверх (рис. 1).

На каждой шкале (стороне квадрата) откладывается значение соответствующего показателя первого (индекс 1) и альтернативного (индекс 2) образца. При этом значение наиболее важных показателей из группы откладывается на левой и верхней сторонах квадрата.

5. Затем значения показателей, взятые на противоположных сторонах квадрата, соединяются прямыми линиями. Из точки пересечения этих линий опускается перпендикуляр на диагональ квадрата, проведенную из правого нижнего угла в левый верхний. Диагональ разбивается на сто равных отрезков. Точка пересечения перпендикуляра с диагональю дает комплексную оценку  $Y_{(1)}$ ,  $Y_{(2)}$  каждого из двух сопоставляемых образцов. Такой подход позволяет получить значение комплексной (групповой) оценки в процентах. При этом отсчет численных значений проводится на диагонали от правого нижнего угла, который принимается за начало отсчета, до пересечения перпендикуляра с диагональю (см. рис. 1).

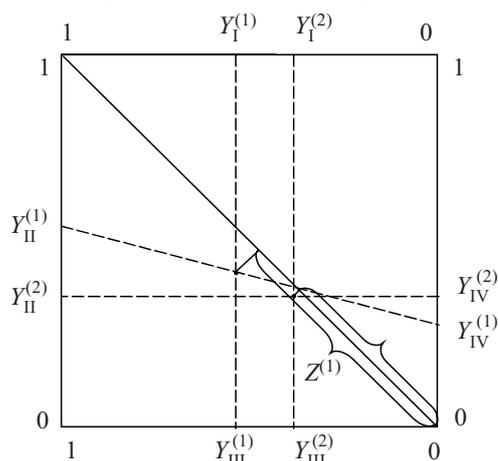


Рис. 2. Интегральный график

6. Далее значения четырех комплексных (групповых) оценок переносятся на интегральный график (рис. 2). Комплексные оценки более важных групп, характеризующие наиболее важные обобщенные показатели качества образца, наносятся на левую и верх-

нюю шкалы (в данном случае — это обобщенные групповые показатели качества покрытий).

7. Далее, выполняя для обоих сопоставляемых образцов процедуру построения, описанную выше, получаем численные значения интегральных показателей качества сопоставляемых образцов (см. рис. 2). Лучшим является тот образец, для которого обобщенный показатель качества  $Z$  выше, т. е.

$$Z_{\text{opt}} = \max[Z^{(1)}, Z^{(2)}].$$

Ниже приводится пример практического сопоставления конкретных образцов покрытий с помощью предлагаемых способов. Его практическая ценность, однако, ограничивается по следующим объективным причинам.

Во-первых, большая часть характеристик разрабатываемых и, например, альтернативных покрытий просто неизвестна.

Во-вторых, более объективным считается сравнение аналогичных, т. е. сопоставимых, покрытий, имеющих одинаковое назначение, серийно выпускаемых. Поэтому результат сопоставления того, что широко применяется (публикуется в открытой рекламе), с тем, что находится на столе в научно-исследовательской лаборатории, может в определенной степени ввести в заблуждение: научно обоснованные данные достоверны с существенными оговорками, связанными с временным фактором и с проблемами практического внедрения новых разработок.

В качестве конкретной иллюстрации методики сопоставим вначале аналитически, затем по графикам множественных факторов, реально существующие покрытия следующих четырех видов:

- 1) покрытие фирмы «Плесси» АО RAM;
- 2) покрытие фирмы «Плесси» К-РАМ;
- 3) покрытие В2 (Ф2) ТУ 38105.486—79 (Россия);
- 4) покрытие (Украина), назовем его ОДП.

Воспользуемся лишь перечнем частных показателей покрытия, известных точно (табл. 1) [6, а также ТУ 38105.486—79]. После модификации частных показателей получим значения, приведенные в табл. 2.

Перейдем к сопоставлению по графикам множественных факторов. Для повышения объективности конкретного сопоставления осуществим попарное

Таблица 1

Частные показатели качества сравниваемых покрытий

Номер показателя качества	Значение показателя качества	Марка покрытия			
		АО-РАМ	К-РАМ	В2 (Ф2)	ОДП
1	Коэффициент отражения $K_o = \frac{P_o}{P_n}$	0,300 (-5,3 дБ)	0,012 (-19,2 дБ)	0,03 (-15,2 дБ)	0,011 (-19,6 дБ)
2	Коэффициент широкополосности $f = \frac{\Delta f}{f_0}$	0,7	1,8	1,9	1,8
3	Толщина покрытия $d$ , мм	1,35	7,5	15	2,5
4	Масса одного кв. метра покрытия $P_o$ , кг	4,7	12,2	11,0	6,0

Таблица 2

Модифицированные показатели качества

		АО-RAM	K-RAM	B2 (Ф2)	ОДП
$X_1$	$K_0^{-1}$	3,33	83,33	33,33	90,91
$X_2$	$f$	0,7	1,8	1,9	1,9
$X_3$	$d^{-1}$	0,74	0,14	0,07	0,40
$X_4$	$P_0^{-1}$	0,21	0,08	0,09	0,17

(несовместное) сравнение покрытия ОДП последовательно с каждым из остальных покрытий.

Нормирующие модули вычислим исходя из табл. 2.

$$A_1 = \left[ \sum_{j=1}^2 X_{1j}^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \sqrt{3,33^2 + 90,91^2} = 90,970;$$

$$A_2 = \left[ \sum_{j=1}^2 X_{2j}^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \sqrt{0,7^2 + 1,9^2} = 2,025;$$

$$A_3 = \left[ \sum_{j=1}^2 X_{3j}^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \sqrt{0,74^2 + 0,40^2} = 0,841;$$

$$A_4 = \left[ \sum_{j=1}^2 X_{4j}^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \sqrt{0,21^2 + 0,17^2} = 0,270$$

при сравнении с АО-RAM.

$$A_1 = \left[ \sum_{j=1}^2 X_{1j}^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \sqrt{83,33^2 + 90,91^2} = 123,32;$$

$$A_2 = \left[ \sum_{j=1}^2 X_{2j}^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \sqrt{1,8^2 + 1,9^2} = 2,62;$$

$$A_3 = \left[ \sum_{j=1}^2 X_{3j}^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \sqrt{0,13^2 + 0,40^2} = 0,421;$$

$$A_4 = \left[ \sum_{j=1}^2 X_{4j}^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \sqrt{0,08^2 + 0,17^2} = 0,188$$

при сравнении с K-RAM.

$$A_1 = \left[ \sum_{j=1}^2 X_{1j}^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \sqrt{33,33^2 + 90,91^2} = 96,827;$$

$$A_2 = \left[ \sum_{j=1}^2 X_{2j}^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \sqrt{1,9^2 + 1,9^2} = 2,687;$$

$$A_3 = \left[ \sum_{j=1}^2 X_{3j}^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \sqrt{0,07^2 + 0,40^2} = 0,410;$$

$$A_4 = \left[ \sum_{j=1}^2 X_{4j}^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \sqrt{0,09^2 + 0,17^2} = 0,192$$

при сравнении с B2(Ф2).

Таблица 3

Нормированные модифицированные параметры для сопоставления образцов

Номер параметра	Номер альтернативы			
	(1) АО-RAM	(2) K-RAM	(3) B2 (Ф2)	(4) ОДП
$F_1$	$F_{11}^{(1)} = 0,037$	$F_{12}^{(2)} = 0,676$	$F_{13}^{(3)} = 0,344$	$F_{14}^{(4,1)} = 0,999$ $F_{14}^{(4,2)} = 0,734$ $F_{14}^{(4,3)} = 0,939$
$F_2$	$F_{21}^{(1)} = 0,346$	$F_{22}^{(2)} = 0,687$	$F_{23}^{(3)} = 0,707$	$F_{24}^{(4,1)} = 0,938$ $F_{24}^{(4,2)} = 0,725$ $F_{24}^{(4,3)} = 0,707$
$F_3$	$F_{31}^{(1)} = 0,880$	$F_{32}^{(2)} = 0,309$	$F_{33}^{(3)} = 0,171$	$F_{34}^{(4,1)} = 0,476$ $F_{34}^{(4,2)} = 0,950$ $F_{34}^{(4,3)} = 0,976$
$F_4$	$F_{41}^{(1)} = 0,778$	$F_{42}^{(2)} = 0,426$	$F_{43}^{(3)} = 0,468$	$F_{44}^{(4,1)} = 0,630$ $F_{44}^{(4,2)} = 0,904$ $F_{44}^{(4,3)} = 0,885$

После нормирования модифицированных показателей качества покрытий с учетом этих модулей получаем возможность сопоставления (см. табл. 3).

Считая, что результаты ранжирования по важности частных показателей качества определяются вектором предпочтений в виде

$$F = \{F_1, F_2, F_3, F_4\},$$

значения показателей будем откладывать следующим образом:

- $F_1$  — на верхней стороне квадрата;
- $F_2$  — на левой его стороне;
- $F_3$  — на нижней стороне;
- $F_4$  — на правой стороне квадрата.

После этого соединим попарно значения параметров, отложенные для каждого покрытия на противоположных сторонах, т. е., например,  $F_{11}$  с  $F_{31}$ , а  $F_{21}$  с  $F_{41}$ , в общем случае  $F_{ij}$  с  $F_{(i+2)j}$ ,  $\forall i = \overline{1, 2}$ ;  $\forall j = \overline{1, 2}$ .

В результате проектирования на диагональ квадрата точек пересечения прямых, соединяющих значения параметров одного образца, т. е. параметров с конкретным  $j$ -м номером, получим значение  $P_j$  интегрального показателя качества  $j$ -го покрытия (рис. 3).

Далее определим лучшее покрытие по формуле, например, в процентах от идеально возможного (некоего эталонного) значения.

Сопоставление образцов покрытий — преобразователей энергии дает следующие результаты:

$$\text{АО-RAM: } P^{(1)}=50\% \Leftrightarrow \text{ОДП: } P^{(4,1)}=93,5\%;$$

$$\text{K-RAM: } P^{(2)}=54\% \Leftrightarrow \text{ОДП: } P^{(4,2)}=76,5\%;$$

$$\text{B2 (Ф2): } P^{(3)}=43\% \Leftrightarrow \text{ОДП: } P^{(4,3)}=83,5\%.$$

В целом видно, что графический способ сопоставления дает непротиворечивые результаты. Это подтверждается и соответствием разностных конкретных интегральных показателей качества покрытий показателям, полученным по данным экспертов:

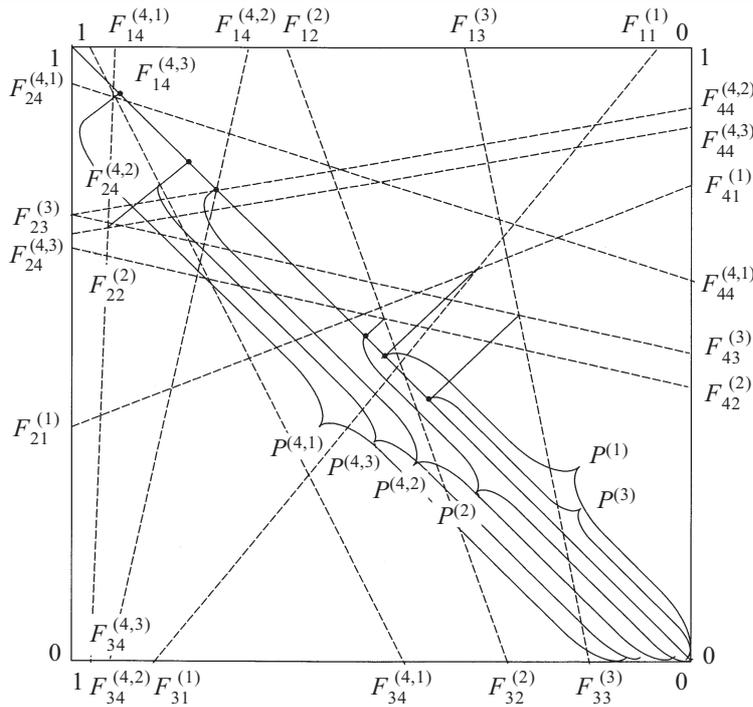


Рис. 3. Графики попарного сравнения образцов

$$P^{(4,1)} - P^{(1)} = 43,5\%;$$

$$P^{(4,2)} - P^{(2)} = 22,5\%;$$

$$P^{(4,3)} - P^{(3)} = 40,5\%.$$

Результаты сравнения позволяют составить (с высокой долей объективности) вектор предпочтений сопоставляемых покрытий в виде

$$C = \{ \text{ОДП, К-РАМ, В2(Ф2), АО-РАМ} \}.$$

### Выводы

1. Задача сопоставления вариантов образцов материалов, характеризуемых множеством показателей качества, относится к классу плохо определенных, т. к. связана с сопоставлением по показателям, не поддающимся точному учету, зависящим от многих

случайных и неопределенных факторов, обычно субъективно ранжируемым по важности.

2. Применение простых по смыслу и содержанию интегральных показателей, вычисляемых по графикам множественных факторов, представляется полезным для первичных оценок, позволяющих ориентировочно сопоставлять альтернативные варианты и уяснять факторы, способствующие правильному выбору направления в работе.

3. Рассмотренные в настоящей статье композитные покрытия типа ОДП являются наиболее предпочтительными, поскольку уровень их интегрального показателя качества на 20—40% выше, чем у известных.

4. Применение предложенной модели для объективного и оперативного сравнения по множеству показателей качества этих и других образцов материалов и других объектов (в том числе технического оборудования) особенно полезно и эффективно при использовании персональных компьютеров и соответствующих подпрограмм.

### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Вентцель Е. С. Методологические особенности прикладной математики на современном этапе.— Математика, кибернетика.— М.: Знание, 1982.
2. Солнышков Ю. С. Оптимизация выбора вооружения.— М.: Воениздат, 1968.
3. Гафт М. Г. Принятие решений при многих критериях.— М.: Знание, 1979.
4. Ларичев О. И. Системный анализ: проблемы и перспективы // Автоматика и телемеханика.— 1975.— №2.— С. 15—20.
5. Резников Б. А. Анализ и оптимизация сложных систем.— Л.: ВИКИ им. А. Ф. Можайского, 1981.
6. Беляев Ю. А. Радиопоглощающие материалы и технология “Стелт” // Зарубежное военное обозрение.— 1988.— №6.— С. 47—51.

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

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

- Формирование прозрачных омических контактов к р-GaN для светоизлучающих диодов. (Украина, г. Киев)
- Методы коррекции оптических эффектов близости. (Россия, г. Москва)
- Возможности моделирования технологических процессов изготовления субмикронных КМОП СБИС с помощью современных систем TCAD. (Россия, г. Москва)
- Определение высоты барьера Шоттки Au-n-GaAs фотоэлектрическим методом. (Туркменистан, г. Ашхабад; Россия, г. Санкт-Петербург)
- Оптический датчик температуры на основе нанокристаллической плёнки SiC. (Украина, г. Харьков)
- Автоматизированный спектрометр глубоких уровней для исследования полупроводниковых структур. (Украина, г. Киев)
- Аппаратурные средства для экологического мониторинга техногенных электромагнитных полей. (Польша, г. Вроцлав; Украина, г. Львов)
- Анализ фотоэлектрических свойств фотоэлектропреобразовательных структур. (Узбекистан, г. Ташкент; Украина, г. Киев)

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. т. н. С. И. КРУКОВСКИЙ, Н. Я. СЫВОРОТКА

Украина, г. Львов, Научно-производственное предприятие «Карат»  
E-mail: krukovsky@polynet.lviv.ua

Дата поступления в редакцию  
06.04 2007 г.

Оппонент д. ф.-м. н. Й. М. СТАХИРА  
(ЛНУ им. Ивана Франко, г. Львов)

## СВОЙСТВА ЭПИТАКСИАЛЬНЫХ СЛОЕВ GaAs, ЛЕГИРОВАННЫХ РЕДКОЗЕМЕЛЬНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

*Определены основные критерии выбора редкоземельных элементов для использования в технологии жидкофазной эпитаксии слоев GaAs с высокой подвижностью электронов.*

Одной из основных задач материаловедения является разработка достаточно простого и универсального технологического подхода к управлению дефектно-примесной структурой полупроводникового материала в процессе его формирования, который обеспечил бы получение эпитаксиальных слоев и структур с улучшенными характеристиками для нужд оптоэлектроники и СВЧ-приборов. Взаимодействие дефектов и примесей между собой, их перераспределение по подрешеткам в процессе кристаллизации эпитаксиальных слоев — это основные процессы, которые отвечают за формирование структурных, оптических и электрофизических свойств материалов  $A_3B_5$ . В ряду других факторов, на эти процессы значительное влияние оказывают редкоземельные (РЗЭ) и изовалентные элементы. Первые могут эффективно геттерировать неконтролируемые примеси в расплавах с образованием химических соединений, вторые — ограничивать их доступ в кристаллическую ре-

шетку вследствие уменьшения коэффициентов сегрегации.

Как показал анализ литературных данных, эффективность воздействия РЗЭ на свойства полупроводниковых материалов зависит от концентрации фоновых примесей в расплаве, природы РЗЭ, растворителя, технологических условий процесса и т. п. [1—3]. Однако значительные расхождения в результатах, полученных разными авторами, свидетельствуют о необходимости более глубокого анализа всех факторов, которые могут влиять на эффективность применения РЗЭ. Поэтому целью работы явилось исследование и определение основных критериев отбора РЗЭ в технологии жидкофазной эпитаксии (ЖФЭ), получение эпитаксиальных слоев и структур на основе GaAs с улучшенными электрофизическими и оптическими свойствами.

Одним из основных критериев выбора РЗЭ для применения в технологии ЖФЭ является химическая активность. С одной стороны, высокая химическая активность РЗЭ по отношению к основным неконтролируемым примесям (кислород, элементы четвертой группы) является фактором позитивным, с другой стороны, высокая химическая активность некоторых РЗЭ (европий) по отношению к кислороду, которая проявляется в почти мгновенном окислении

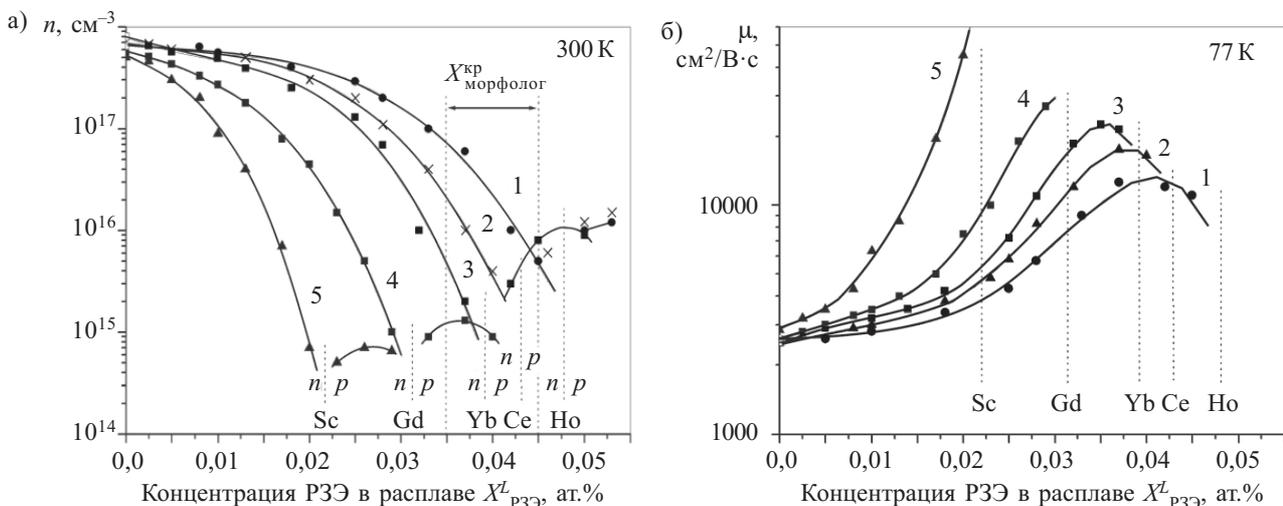


Рис. 1. Профили распределения концентрации электронов  $n$  (а) и их подвижности  $\mu$  (б) в эпитаксиальных слоях GaAs, полученных из галлиевых расплавов, легированных разными редкоземельными элементами:

1 — Ho; 2 — Ce; 3 — Yb; 4 — Gd; 5 — Sc

при контакте с воздухом, создает значительные трудности в работе с ними [4, 5].

В ЖФЭ процесс приготовления навесок требует хотя бы кратковременного контакта РЗЭ с воздухом, поэтому для исследований выбор ограничивался теми РЗЭ из лантаноидного ряда, которые являются химически стойкими на воздухе. К ним относятся Ce, Sm, Yb, Gd, Sc, Ho, Tb [6].

На основе анализа бинарных диаграмм состояния "РЗЭ — фоновая примесь" и "РЗЭ — металл-растворитель (галлий, индий)" критерием взаимодействия была выбрана температура образования их соединений или смеси (эвтектики). Но эффективность такого взаимодействия оценить достаточно сложно [4, 7, 8].

Все соединения РЗЭ с кислородом, кремнием, серой, галлием, индием образуются при высоких температурах. Например, температуры образования соединений  $\text{ScGa}_3$ ,  $\text{GdGa}_2$ ,  $\text{ScIn}_3$ ,  $\text{GdIn}_3$  составляют 1030, 1400, 907, 1154°C, соответственно [4, 7], что выше типичного температурного диапазона (500—850°C), в котором наращиваются эпитаксиальные структуры  $\text{A}_3\text{B}_5$  [9].

С учетом результатов, полученных разными авторами, а также исходя из изложенных выше соображений, нами был отобран ряд химических элементов из начала, середины и конца лантаноидного ряда: Sc, Ce, Gd, Ho, Yb.

Эпитаксиальные слои GaAs наращивались методом ЖФЭ из галлиевых расплавов в интервале температур 630—570°C в нескольких сериях экспериментов. В каждой серии наращивались несколько образцов, легированных соответствующим редкоземельным элементом. Концентрация РЗЭ в расплаве изменялась от 0 до 0,03—0,06 ат. %.

Для возбуждения спектров фотолюминесценции применялся аргоновый лазер с длиной волны 514,5 нм и мощностью 5—50 Вт/см<sup>2</sup>.

Зависимости концентрации носителей заряда при комнатной температуре и соответствующих значений подвижности (при 77 К) от количества РЗЭ в растворе-расплаве приведены на рис. 1. Независимо от природы редкоземельного элемента, общим для всех слоев является уменьшение концентрации электронов при увеличении количества редкоземельных элементов в расплаве, а также инверсия типа проводимости слоев. Самые низкие значения концентрации электронов достигаются в слоях вблизи точки инверсии.

Отличий в поведении электрофизических параметров слоев, легированных РЗЭ, значительно больше. К ним следует отнести следующие:

1. Точка инверсии проводимости зависит от природы РЗЭ и определяется некоторой критической концентрацией в растворе-расплаве для данного редкоземельного элемента. Из исследованных РЗЭ самое низкое значение критической концентрации у скандия, а самое высокое значение — у гольмия.

2. Подвижность электронов возрастает вплоть до точки инверсии в слоях, полученных из расплавов, легированных Sc и Gd. В слоях, легированных Ce, Yb и Ho, подвижность электронов при приближении к точке инверсии достигает максимального значения, а вблизи точки инверсии немного уменьшается.

Анализ поведения электрофизических параметров слоев, легированных разными РЗЭ, показывает, что лучший эффект очистки обеспечивает использование скандия и гадолиния. При их использовании концентрация электронов в слоях уменьшается до

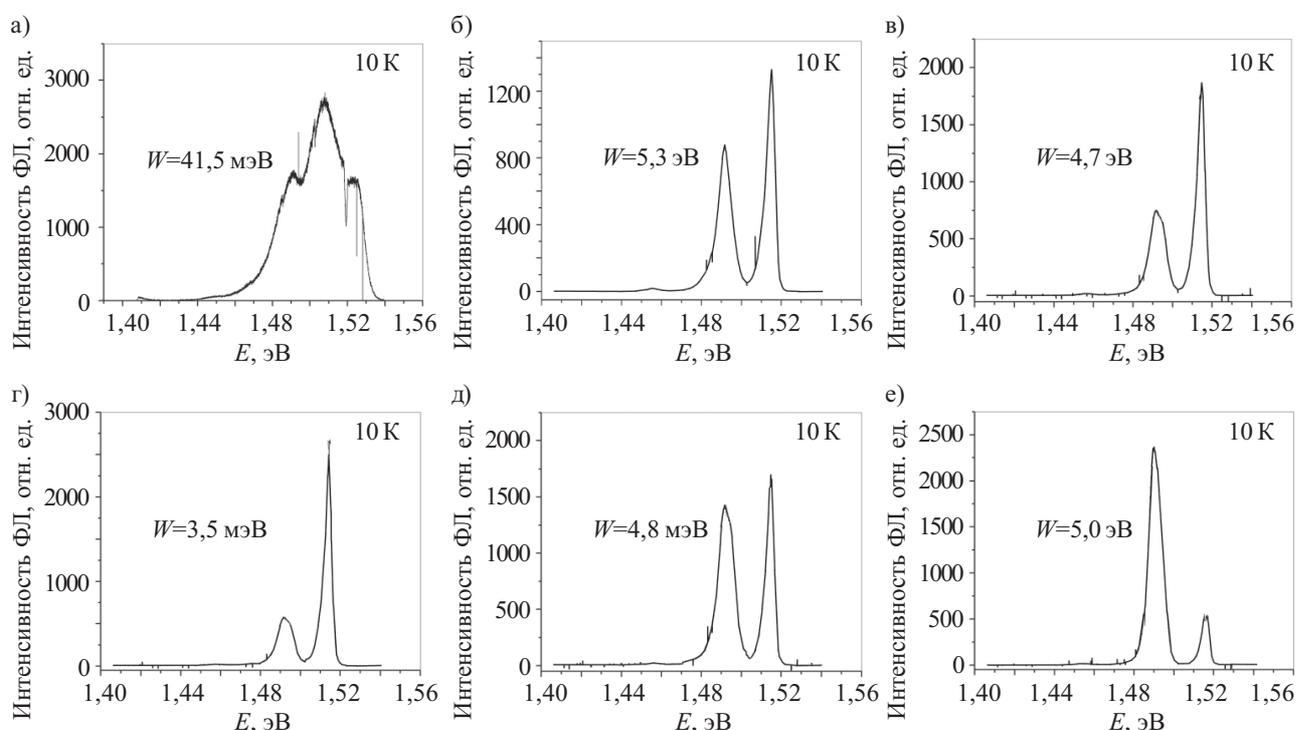


Рис. 2. Спектры фотолюминесценции (при 10 К и различной полуширине экситонной полосы  $W$ ) эпитаксиальных слоев GaAs, выращенных из растворов-расплавов галлия, легированного иттербием различной концентрации: а — 0 ат.%; б — 0,02 ат.%; в — 0,027 ат.%; г — 0,032 ат.%; д — 0,037 ат.%; е — 0,047 ат. %

$(7...9) \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$ , а подвижность возрастает до  $27000\text{—}45000 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$  (77 К). Более низкие значения подвижности достигаются при использовании иттербия.

Эффект уменьшения концентрации электронов и повышения их подвижности в слоях GaAs, легированных иттербием, влияет на их низкотемпературные (10 К) спектры фотолюминесценции (ФЛ) (рис. 2). На рис. 2, а приведен спектр ФЛ слоя GaAs, полученного из нелегированного галлиевого расплава. В спектре присутствует только одна широкая сложная полоса с максимумом в районе 1,51 эВ. Введение в расплав иттербия приводит к увеличению интенсивности ФЛ кристаллизирующихся слоев, сужению полосы излучения и ее структурированию в виде двух узких полос с максимумом вблизи 1,514 и 1,496 эВ (рис. 2, б—е). Полоса с максимумом вблизи 1,514 эВ интерпретируется в [10] как экситонная, а полоса с максимумом 1,496 эВ — как примесная линия, обусловленная излучающими переходами с участием мелких примесных центров [11]. Увеличение количества иттербия в расплаве приводит к возрастанию интенсивности экситонной полосы и уменьшению примесной с максимумом при 1,496 эВ.

Однако в спектрах ФЛ образцов, легированных иттербием, наблюдаются некоторые особенности. При концентрациях иттербия в расплаве, близких к точке инверсии ( $X_{\text{Yb}}^L > 0,035 \text{ ат.}\%$ ), интенсивность экситонной полосы  $I_3$  начинает падать, а интенсивность примесной  $I_{\text{п}}$  — возрастать. В слоях GaAs *p*-типа проводимости, полученных при концентрациях иттербия выше критических, доминирует уже примесная полоса с максимумом при 1,496 эВ, а интенсивность экситонной — падает (см. таблицу).

Как известно [12], структурно совершенные слои характеризуются меньшей полушириной экситонной полосы. Соответственно с изменением соотношения  $I_3/I_{\text{п}}$  от количества РЗЭ в расплаве ведет себя и полуширина экситонной полосы  $W$  (см. таблицу). То есть максимум  $I_3/I_{\text{п}}$  хорошо совпадает с минимальным значением полуширины экситонной полосы  $W$ . Следовательно, наиболее структурно совершенные слои с самыми низкими значениями концентрации элек-

*Зависимость соотношения интенсивностей экситонной и примесной линий ( $I_3/I_{\text{п}}$ ), а также полуширины экситонной линии в спектрах ФЛ образцов GaAs, полученных из галлиевых растворов-расплавов, легированных иттербием различной концентрации*

Параметр	Концентрация иттербия в растворе-расплаве галлия $X_{\text{Yb}}^L$ , ат.%				
	0,02	0,028	0,033	0,038	0,047
$I_3/I_{\text{п}}$ , отн. ед.	1,5	2,5	4,3	1,2	0,3
$W$ , мэВ	5,3	4,7	3,5	4,8	5,0

тронов и самыми высокими значениями подвижности можно получить при легировании галлиевых расплавов иттербием с концентрациями, близкими к точке инверсии типа проводимости. Образцы, в которых полуширина экситонной полосы была наименьшей, а соотношение  $I_3/I_{\text{п}}$  наибольшим, оказались самыми однородными по площади эпитаксиальной структуры. Так, для некоторых образцов интенсивность экситонного пика вообще не менялась от края до края образца или менялась незначительно.

Аналогичное поведение спектров наблюдали на образцах GaAs, полученных из растворов-расплавов, легированных скандием.

Наши исследования, а также работы других авторов [13], обнаружили еще один критерий, согласно которому следует проводить оценку того или иного редкоземельного элемента для применения в технологии ЖФЭ. Этим критерием является критическая концентрация РЗЭ в расплаве, выше которой морфология эпитаксиального слоя существенно ухудшается (слой становится малопригодным для фотолитографических процессов).

Рассмотрим эволюцию морфологии поверхности на примере эпитаксиальных слоев GaAs, полученных из галлиевых расплавов, легированных иттербием (рис. 3). На рисунке приведены фотографии толстых эпитаксиальных слоев (40—60 мкм), выращенных в температурном интервале 800—700°С, что позволило более полно оценить влияние редкоземельного элемента на динамику изменения не только поверхности пленки, но и ее структуры по толщине. Поверхность слоев, полученных из галлиевых расплавов, не ле-

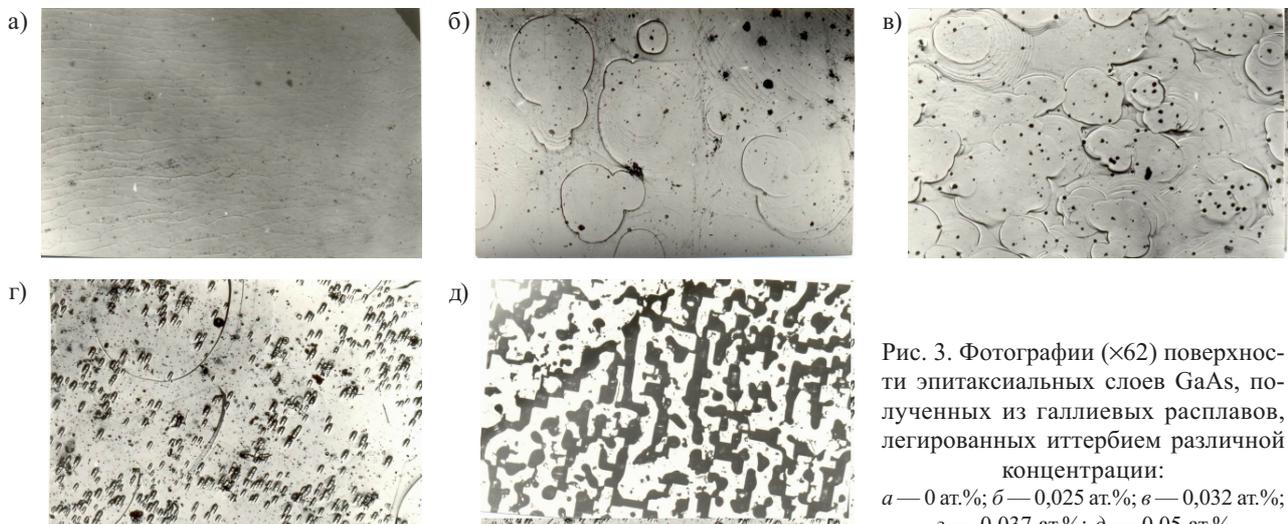


Рис. 3. Фотографии ( $\times 62$ ) поверхности эпитаксиальных слоев GaAs, полученных из галлиевых расплавов, легированных иттербием различной концентрации:  
 а — 0 ат.%; б — 0,025 ат.%; в — 0,032 ат.%;  
 г — 0,037 ат.%; д — 0,05 ат.%

гированных иттербием, имеет морфологию поверхности, характерную для слоев, полученных ЖФЭ, — в виде невысоких террас (рис. 3, а), высота которых зависит от толщины ростового зазора, температуры кристаллизации и разориентации подложки.

Увеличение количества иттербия в расплаве до 0,025 ат.% приводит к эволюции рельефа от террас до образования на поверхности пленки характерных участков в виде плато (рис. 3, б), высота которых возрастает при увеличении количества иттербия до 0,032 ат.% (рис. 3, в). Между плато часть поверхности пленки сохраняется в виде террас большей высоты, чем для GaAs с 0 ат.%. Кардинально изменяется рельеф поверхности, если концентрация иттербия в расплаве достигает 0,037 ат.%. Террасы вообще исчезают, а на их месте на поверхности появляются большое количество одинаково ориентированных мелких выступов. Катастрофические изменения поверхности слоя наблюдаются, когда количество иттербия составляет 0,05 ат.% (рис. 3, д). При формировании эпитаксиального слоя из таких расплавов на некотором расстоянии от подложки формируются дефекты пленки в виде пирамид, призм и т. п. (рис. 4). Глубина их равна 8—12 мкм при общей толщине пленки 66 мкм (рис. 4, а). При наращивании более толстых пленок (80 мкм) глубина дефектов возрастает до 20—24 мкм (рис. 4, б).

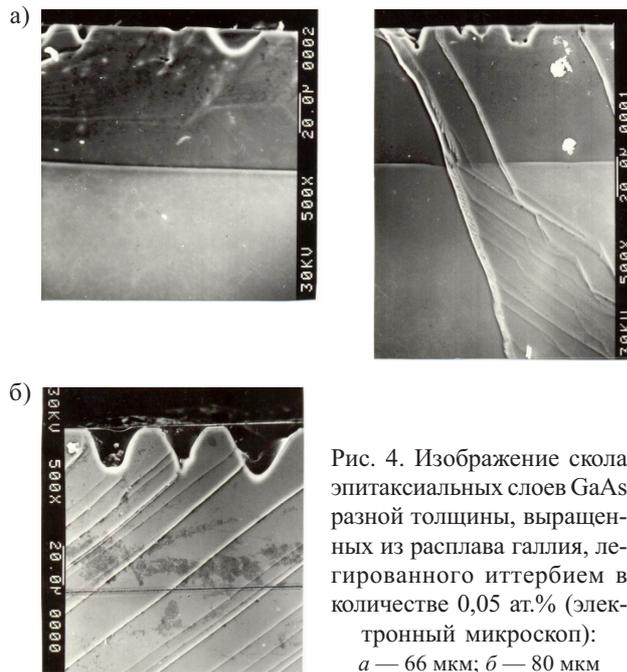


Рис. 4. Изображение скола эпитаксиальных слоев GaAs разной толщины, выращенных из расплава галлия, легированного иттербием в количестве 0,05 ат.% (электронный микроскоп): а — 66 мкм; б — 80 мкм

На рис. 1, а показан критический диапазон концентраций исследованных нами редкоземельных элементов в расплаве галлия  $X_{\text{морфолог}}^{\text{кр}} = 0,035 \dots 0,045$  ат.%, при которых морфология поверхности слоев GaAs становится малоприспособленной для фотолитографических процессов. Для GaAs, полученного из галлиевого расплава, легированного иттербием,  $X_{\text{морфолог}}^{\text{кр}} = 0,035$  ат.%. Только в слоях, полученных из расплавов, легированных скандием и гадолинием, концентрация электронов  $n \approx 1 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$ , полуширина краевой линии  $W \approx 2,4 \dots 3,5$  эВ и соотношение интенсивностей кра-

вой и примесной линий  $I_3/I_{\text{п}}$  самые низкие и достигаются при их концентрациях в расплаве, меньших, чем  $X_{\text{морфолог}}^{\text{кр}}$ .

Для объяснения наблюдаемых нами особенностей поведения электрофизических и фотолюминесцентных свойств эпитаксиальных слоев можно рассматривать два подхода. Первый базируется на взаимодействии РЗЭ с фоновыми примесями в расплаве с образованием химических соединений, которым тяжелее встраиваться в кристаллическую решетку между отдельными атомами. Вследствие этого концентрация электронов в слоях уменьшается, а их подвижность возрастает. Существование точки инверсии типа проводимости свидетельствует о большей вероятности взаимодействия РЗЭ с донорными фоновыми примесями, чем с акцепторными. В пользу такого механизма “очистки” свидетельствуют также результаты ФЛ-исследований, согласно которым структурное совершенство слоев (определенное по полуширине экситонной линии) улучшается, но только до некоторого критического количества РЗЭ в расплаве. Такой механизм хорошо объясняет изменение свойств слоев GaAs, полученных из расплавов галлия, легированного Sc и Gd. Однако с помощью этого механизма тяжело однозначно объяснить существование максимума на кривых подвижности электронов, измеренных в слоях, легированных Yb, Ce и Ho (рис. 1, б, кривые 1—3).

Согласно второму подходу, РЗЭ могут занимать вакансии в узлах металлической подрешетки GaAs и, таким образом, уменьшать вероятность попадания туда неконтролируемых донорных примесей, а также понижать результирующую концентрацию свободных электронов в пленках. Вероятность второго механизма формирования свойств слоев меньше. Это обусловлено тем, что ковалентные радиусы Yb, Ce и Ho значительно превышают ковалентный радиус галлия [14, с. 34], и поэтому вероятность попадания РЗЭ в матрицу полупроводника невелика.

В пользу таких рассуждений свидетельствуют известные данные [13], согласно которым концентрация РЗЭ в эпитаксиальных слоях, определенная с помощью метода “меченых атомов”, не превышает  $10^{13} \text{ см}^{-3}$ , что является несоразмерной величиной в сравнении с концентрацией свободных носителей заряда в исследуемых образцах. Однако некоторую роль в формировании свойств слоев этот механизм все же играет. Результат его влияния мы наблюдаем на примере слоев, легированных Yb, Ce и Ho. Инверсия типа проводимости в этих слоях происходит при больших концентрациях РЗЭ (чем это имеет место для Sc и Gd), и поэтому вероятность попадания отдельных атомов или коагулятов РЗЭ в матрицу полупроводника возрастает. Следствием такого процесса является уменьшение подвижности электронов в эпитаксиальных слоях, увеличение полуширины экситонной линии и уменьшение соотношения  $I_3/I_{\text{п}}$  еще до достижения инверсии типа проводимости слоев.

Действительно, если для РЗЭ характерна высокая химическая активность к основным фоновым примесям, то его расход на их геттерирование в расплаве незначителен, и поэтому точка инверсии наблю-

дается при небольших концентрациях РЗЭ (рис. 1, кривые 4, 5). Если же химическая активность к некоторым неконтролируемым примесям низкая, то инверсия типа проводимости наблюдается при более высоких концентрациях РЗЭ (рис. 1, кривые 1, 2). Поэтому вероятность попадания атомов РЗЭ в матрицу полупроводника возрастает.

При небольших количествах РЗЭ в расплаве ( $X_{Sc}^L = 0 \dots 0,02$  ат.%) последний попадает в полупроводник в виде отдельных атомов. Его количество незначительно, и это подтверждается тем, что полуширина экситонной линии  $\mathcal{W}$  вблизи точки инверсии в эпитаксиальных слоях GaAs:Sc  $n$ -типа является минимальной (рис. 1, кривая 1). При увеличении количества РЗЭ в жидкой фазе ( $X_{Sc}^L > 0,0225$  ат.%;  $X_{Yb}^L > 0,032$  ат.%) наблюдаем обратный ход ряда характеристик: полуширина экситонной линии  $\mathcal{W}$  возрастает, а соотношение интенсивностей краевой и примесной линий  $I_3/I_{II}$  в спектрах ФЛ образцов GaAs, наоборот, — убывает.

Такой ход этих характеристик можно связать с изменением механизма вхождения РЗЭ в эпитаксиальные слои. При определенных, критических для каждого РЗЭ, количествах (которые не всегда совпадают с точкой инверсии типа проводимости — см. рис. 1, б, кривые 1—3) они (РЗЭ) могут входить в эпитаксиальную пленку в виде отдельных коагулятов или микровключений, деформируя кристаллическую решетку полупроводника. Это, в частности, было подтверждено электронно-зондовым методом при сканировании по площади эпитаксиального слоя GaAs:Yb, полученного из расплава галлия, легированного иттербием ( $X_{Yb}^L = 0,048$  ат.%) [15]. В отдельных точках были обнаружены следы иттербия (чувствительность по иттербию составляет  $\approx 10^{18}$  см<sup>-3</sup>). Вероятно, что именно такие микровключения являются одной из причин ухудшения морфологии эпитаксиальных слоев.

\*\*\*

Таким образом, анализ электрофизических, фотолюминесцентных и структурных свойств эпитаксиальных слоев, легированных редкоземельными элементами, показал, что основным критерием выбора, с помощью которого можно оценить эффективность “очистки” эпитаксиальных слоев в технологии жидкофазной эпитаксии под влиянием РЗЭ, является их химическая активность в растворе-расплаве относительно основных фоновых примесей. Второстепенным (по крайней мере для GaAs) фактором влияния является вхождение РЗЭ в кристаллическую решетку полупроводника.

Не существует однозначной корреляции между химической активностью РЗЭ и их ковалентным радиусом.

Анализ приведенных результатов исследований морфологии поверхности эпитаксиальных слоев показывает, что при легировании РЗЭ эпитаксиальные слои с электрофизическими и фотолюминесцентными параметрами, пригодными для создания приборных структур, не всегда характеризуются совершенной, с точки зрения фотолитографических процессов, поверхностью. Это является одной из причин,

которая стимулирует поиск других, более универсальных, способов улучшения характеристик полупроводниковых материалов, в частности применение комплексного легирования расплавов несколькими примесями. Подобное поведение электрофизических и морфологических характеристик наблюдается в фосфорсодержащих соединениях (InP, InGaAsP, InGaAs).

На основе проведенных исследований установлены особенности влияния РЗЭ разной природы (Sc, Ce, Gd, Ho, Yb) на электрофизические, фотолюминесцентные и структурные свойства эпитаксиальных слоев GaAs, полученных ЖФЭ из галлиевых растворов-расплавов. Для каждого РЗЭ существует критическая концентрация в расплаве, выше которой наблюдается обратный ход ряда характеристик: уменьшается совершенство электронов, ухудшается структурное совершенство и морфология поверхности слоев.

Если оценивать эффективность влияния РЗЭ на основные электрофизические и фотоэлектрические параметры слоев по критерию “максимальное улучшение параметров/минимальное количество РЗЭ в расплаве”, то наиболее пригодными для применения в технологии ЖФЭ являются Sc, Gd, Yb.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Мастеров В. Ф., Захаренков Л. Ф. Редкоземельные элементы в полупроводниках  $A^3B^5$  // ФТП.— 1990.— Т. 21, вып. 4.— С. 610—630.
2. Гореленок А. Т., Каманин А. В., Шмидт Н. М. Редкоземельные элементы в технологии соединений  $A^3B^5$  и приборов на их основе // ФТП.— 2003.— Т. 37, вып. 8.— С. 922—940.
3. Палмер Д., Дравин В. А., Коннов В. М. Характеризация электролюминесцентных структур на основе арсенида галлия, ионно-легированного Yb и  $O_2$  // ФТП.— 2001.— Т. 35, вып. 3.— С. 339—343.
4. Лебедев В. А., Кобер В. И., Ямщиков Л. Ф. Термохимия сплавов редкоземельных и актиноидных элементов. Справочник.— Челябинск: Металлургия, 1989.
5. Гшнайнднер К., Айрин Л. Физика и химия редкоземельных элементов. Справочник.— М.: Металлургия, 1982.
6. Гордиенко С. П., Феночка Б. В., Виксман Г. Ш. Термодинамика соединений лантаноидов. Справочник.— Киев: Наукова думка, 1979.
7. Савицкий Е. М., Терехова В. Ф. Металловедение редкоземельных металлов.— М.: Наука, 1975.
8. Яценко С. П. Галлий. Взаимодействие с металлами.— М.: Наука, 1974.
9. Уфимцев В. Б., Акчурин Р. Х. Физико-химические основы жидкофазной эпитаксии.— М.: Металлургия, 1983.
10. Литовченко Н. М., Прохорович А. В., Стрельчук О. Н. и др. Об использовании низкотемпературной фотолюминесценции для анализа примесного состава полуизолирующего нелегированного GaAs // Оптоэлектроника и полупроводниковая техника.— 1996.— Т. 31.— С. 150—155.
11. Paresi L., Guzzi M. Photoluminescence of  $Al_xGa_{1-x}As$  // J. Appl. Phys.— 1994.— Vol. 75, N 10.— P. 4779—4842.
12. Lu H. Z., Hanna M. C., Szmyd D. M., Majerfeld A. Determination of donor and acceptor densities in high-purity GaAs from photoluminescence analysis // App. Phys. Lett.— 1990.— Vol. 56, N 2.— P. 177—179.
13. Беспалов В. А., Елкин А. Г., Журкин Б. Г. Механизм влияния редкоземельных элементов на свойства слоев GaAs, выращенных жидкофазной эпитаксией // Краткие сообщения по физике.— 1987.— Вып. 9.— С. 32—34.
14. Стрельченко С. С., Лебедев В. В. Соединения  $A_3B_5$ . Справочник.— М.: Металлургия, 1984.
15. Семенова Г. М., Криштаб Т. Г., Кладько В. П. та ін. Властивості епітаксійних шарів арсеніду галію при легуванні галієвого розплаву ітербієм або скандієм // Укр. фіз. журн.— 1995.— Т. 40, № 10.— С. 1101—1106.

К. т. н. Н. М. ВАКИВ, к. ф.-м. н. И. В. ГАДЗАМАН,  
к. х. н. О. Я. МРУЗ, В. Г. НЕМЕШ

Украина, г. Львов, НПП «Карат», НПП «Микротех Карат»;  
Дрогобычский гос. педагогич. ун-т им. Ивана Франко  
E-mail: mrooz@novas.lviv.ua

Дата поступления в редакцию  
14.03 2007 г.

Оппонент к. т. н. М. А. ПРИМОВИЧ  
(НПП "Стелит", г. Львов)

## ПРИМЕНЕНИЕ БЕССВИНЦОВОГО СТЕКЛА В ТОЛСТОПЛЕНОЧНЫХ ТЕРМОРЕЗИСТИВНЫХ МАТЕРИАЛАХ

*Показаны возможности использования барий-магний-боросиликатного стекла марки МБ-60 без содержания свинца для создания экологически безопасных толсто- пленочных терморезисторных паст.*

На сегодняшний день толсто пленочная технология играет существенную роль в производстве элементной базы электроники с тенденцией к возрастанию в будущем, поскольку отвечает современным требованиям миниатюризации, интеграции, высокой стабильности и надежности электронных приборов [1—3]. В связи с этим разработки новых толсто пленочных материалов приобретают особую актуальность.

В настоящей работе обсуждаются технологические особенности изготовления и электрические характеристики терморезистивных материалов — паст для получения толсто пленочных терморезисторов с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления. В качестве функционального материала, определяющего терморезистивные свойства толстых пленок, используется полупроводниковая керамика двух составов:  $\text{Cu}_{0,1}\text{Ni}_{0,1}\text{Co}_{1,6}\text{Mn}_{1,2}\text{O}_4$  и  $\text{Cu}_{0,1}\text{Ni}_{0,8}\text{Co}_{0,2}\text{Mn}_{1,9}\text{O}_4$  (керамика 1 и 2, соответственно). Выбранные составы функциональной керамики применялись для получения толсто пленочных материалов с высокой термочувствительностью (значения тепловой постоянной

$B_{25/85} \geq 3540 \text{ K}$ ) [4—6]. При этом в толсто пленочных композициях в качестве неорганического связующего использовалось свинцово-боросиликатное стекло марки НТ-524. Между тем экологические требования Евросоюза предполагают устранение токсических веществ при разработке электронных материалов и изделий [7], в связи с чем в данной работе исследуется возможность применения в пастах экологически безопасного барий-магний-боросиликатного стекла марки МБ-60 — без содержания свинца.

Функциональную керамику изготовляли в виде спеченных таблеток диаметром 20 мм методом традиционной керамической технологии [5, 6]. В работе выбраны отличные от предыдущих режимы высокотемпературного синтеза керамики — для керамики 1 использовалось спекание в течение 1 ч при  $1200^\circ\text{C}$ , для керамики 2 — спекание в течение 8 ч при  $920^\circ\text{C}$  + 1 ч при  $1200^\circ\text{C}$  + 24 ч при  $920^\circ\text{C}$  + 48 ч при  $850^\circ\text{C}$ . Затем в обоих случаях происходило медленное охлаждение до комнатной температуры. Это позволило получить многофазные материалы, состоящие из преобладающей фазы шпинели и незначительного количества дополнительных фаз (табл. 1).

В пастах применяли мелкодисперсные порошки функциональной керамики с размером поликристаллических зерен не более 5 мкм. С этой целью объемную керамику измельчали в планетарной мельнице методом мокрого помола (в среде изопропилового спирта), просушивали и гранулировали просеиванием через капроновое сито.

Для обеспечения однородности паст и, следовательно, однородности толстых пленок, стекла также применяли в виде порошков с частицами, соразмер-

Работа выполнена при поддержке Министерства промышленной политики Украины в рамках программы «Разработка важнейших новейших технологий в сфере промышленности».

Таблица 1

*Фазовый состав, периоды решетки составляющих фаз функциональной керамики и толсто пленочных материалов на ее основе*

Функциональная керамика			Фазовый состав толсто пленочных материалов с различными стеклами после спекания	
Номер состава	Химический состав, параметры спекания	Фазовый состав	НТ-524	МБ-60
			1	$\text{Cu}_{0,1}\text{Ni}_{0,1}\text{Co}_{1,6}\text{Mn}_{1,2}\text{O}_4$ 1200°C/1 ч
2	$\text{Cu}_{0,1}\text{Ni}_{0,8}\text{Co}_{0,2}\text{Mn}_{1,9}\text{O}_4$ 920°C/8 ч + 1200°C/1 ч + 920°C/24 ч + 850°C/48 ч	Шпинель, $a = 8,388(1) \text{ \AA}$ ; NiO, $a = 4,193(2) \text{ \AA}$	Шпинель, $a = 8,382(1) \text{ \AA}$ ; NiO, $a = 4,191(2) \text{ \AA}$	Шпинель, $a = 8,385(1) \text{ \AA}$ ; NiO, $a = 4,192(2) \text{ \AA}$

ными с поликристаллами керамического порошка. В состав композиций включали легкоплавкий оксид висмута  $\text{Bi}_2\text{O}_3$  (температура плавления  $825^\circ\text{C}$ ), который является одновременно стеклообразующим компонентом и модифицирующей добавкой, облегчающей процессы плавления стекол при вжигании толсто пленочных композиций. В качестве органического носителя композиций использовали органическую связку СМ-2, представляющую собой раствор этилцеллюлозы в терпинеоле.

Пасты получали смешиванием порошкообразных компонентов с органической связкой и последующим перетиранием на двухвалковой пастотерке. При этом использовали базовую рецептуру толсто пленочных композиций [6], которая была усовершенствована по результатам технологических исследований. В частности, в состав паст дополнительно введены необходимые количества реологических модификаторов (таких как синтанол, пеногаситель и бутилкарбитацетат), а также увеличено содержание органического растворителя для обеспечения оптимальных условий трафаретной печати.

Были приготовлены четыре толсто пленочные композиции (с использованием стекла двух марок и керамики 1 и 2) с одинаковым соотношением составляющих компонентов. После операций однократной трафаретной печати, просушивания при  $120^\circ\text{C}$  и вжигания с использованием стандартного трапециевидного температурно-временного профиля с выдержкой 30 мин при  $850^\circ\text{C}$  образовывались пленки с типичной для толсто пленочной технологии толщиной 22—25 мкм.

Исследование электрических свойств толсто пленочных материалов осуществляли на трех планарных элементах размерами  $2 \times 2$  мм, полученных на керамических подложках типа RUBALIT 708S (96%  $\text{Al}_2\text{O}_3$ ) с предварительно сформированной проводниковой ( $\text{AgPd}$ ) разводкой (рис. 1). Электросопротивление элементов измеряли по ГОСТ 21342.7—76 [8] в температурном диапазоне  $25\text{—}85^\circ\text{C}$  с использованием универсального цифрового вольтметра В7-27/1 и климатической камеры МС-71 (контроль температуры при измерении осуществлялся с точностью до  $\pm 0,02^\circ\text{C}$  с помощью цифрового термометра ТО-Ц024).

Определяли следующие электрические характеристики:

а) номинальное электросопротивление  $R_{25}$  при  $25^\circ\text{C}$ ;

б) удельное поверхностное  $\rho_S$  и объемное  $\rho_V$  электросопротивление согласно уравнениям

$$\rho_S = R_{25} / (L/w), \quad \rho_V = \rho_S h,$$

где  $L$  и  $w$  — соответственно длина и ширина элемента, заданные размерами сеткотрафарета для печати пасты;

$L/w$  — количество квадратов (в нашем случае  $L/w=1$ );

$h$  — толщина пленки, измеренная с помощью профилометра-профилографа ДЕКТАК;

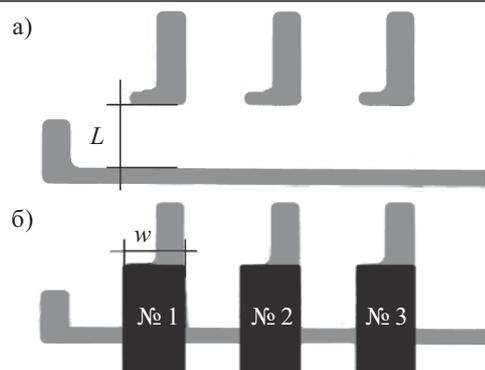


Рис. 1. Конфигурация электродов (а) и толсто пленочных элементов (б), сформированных на подложке  $\text{Al}_2\text{O}_3$ :  $L$  — длина элемента;  $w$  — ширина элемента

в) тепловую постоянную  $B_{25/85}$  в температурном диапазоне  $25\text{—}85^\circ\text{C}$  и ТКС при  $25^\circ\text{C}$  (по ГОСТ 21342.8—76 [9]);

г) стабильность толсто пленочных терморезисторов — по относительному изменению номинального электросопротивления  $\Delta R/R_0$  от времени  $t$  выдержки образцов при повышенной температуре ( $170 \pm 1^\circ\text{C}$ ):

$$\Delta R/R_0 = (R_t - R_0) / R_0,$$

где  $R_t$  — номинальное сопротивление образца после его выдержки в течение  $t=500$  ч в камере НПС-222 при температуре испытания;

$R_0$  — номинальное сопротивление при  $t=0$  ч.

Результаты рентгеновских исследований (метод порошка, дифрактометр HZG-4a) показывают, что под влиянием выбранной температуры вжигания пленок фазовый состав функциональных материалов не изменяется (см. табл. 1).

В табл. 2 приведены электрические характеристики толсто пленочных материалов в зависимости от состава функциональной керамики и марки стекла. Замена РbО-содержащего стекла стеклом МБ-60 приводит к повышению номинального электросопротивления толсто пленочных материалов на основе керамики 1 и к незначительному понижению этого параметра для материалов из керамики 2. Соответствующим образом изменяется и удельное объемное сопротивление материалов: значение  $\rho_V$  возрастает от 22 до  $25 \text{ Ом}\cdot\text{м}$  и уменьшается от 42 до  $36 \text{ Ом}\cdot\text{м}$  для толстых пленок, базирующихся соответственно на

Таблица 2

Электрические характеристики толсто пленочных материалов в зависимости от состава функциональной керамики и марки стекла

Номер состава керамики	Марка стекла	Условное обозначение партии материала	* $\rho_S$ , кОм/□	$B_{25/85}$ , К	ТКС при $25^\circ\text{C}$ , %/К	$\Delta R/R_0$ после 500 ч при $170^\circ\text{C}$ , %
1	НТ-524	1.1	900	3650	-4,1	1,3
	МБ-60	1.2	1060	3650	-4,1	1,0
2	НТ-524	2.1	1670	3570	-4,0	13,7
	МБ-60	2.2	1630	3540	-4,0	1,4

\* Среднее значение для трех толсто пленочных элементов одной партии.

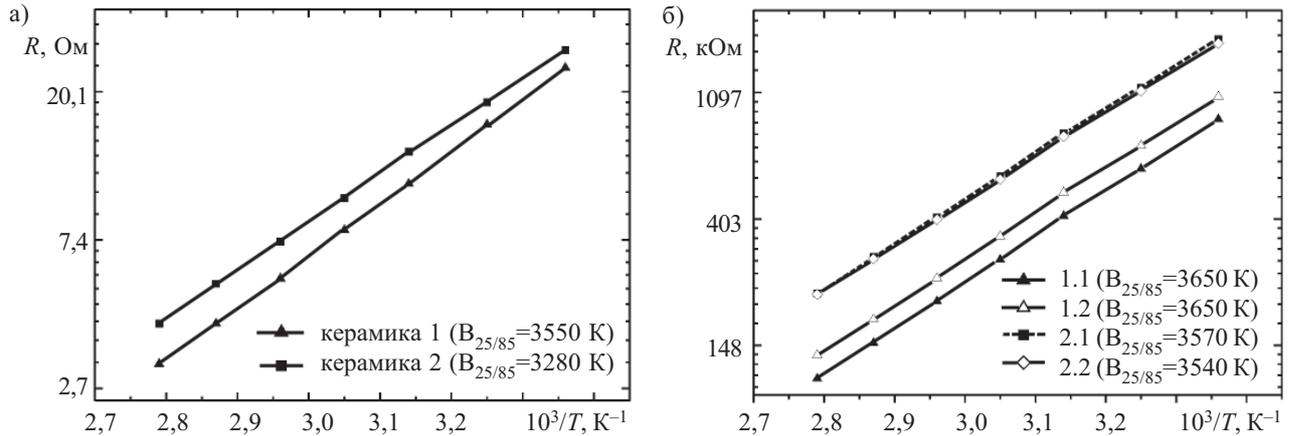


Рис. 2. Температурная зависимость сопротивления функциональной керамики 1 и 2 (а) и толсто пленочных терморезисторов на ее основе с применением различных стекол (б)

керамике 1 и 2. Как и в предыдущих исследованиях [5, 6], удельное объемное сопротивление толсто пленочных материалов примерно на порядок выше, чем у исходной полупроводниковой керамики.

Возможны несколько причин повышения сопротивления материалов в толсто пленочном исполнении, среди них наличие стекла, пористость и др. Известно, что стекло в толсто пленочных материалах выполняет функцию неорганического связующего, которое обеспечивает сцепление пленки с подложкой и связывание частиц полупроводниковой керамики между собой [10]. Так как по своим свойствам стекло — диэлектрик, то образующиеся при связывании керамических поликристаллов стеклофазные прослойки препятствуют процессам электропереноса в пленке и тем самым повышают электросопротивление материала, т. е. стекло действует также и как вторая функциональная фаза толсто пленочного материала. Как показывают исследования поверхности пленок, выполненные методом сканирующей электронной микроскопии с использованием электронного микроскопа LEO 982, толстые пленки характеризуются наличием пористости, которая также может вносить существенный вклад в повышение их электросопротивления.

Можно предположить, что понижение пористости пленок и, как результат, некоторое снижение их удельного электросопротивления, может быть достигнуто корректированием режимов помолы исходной керамики, количества составляющих компонентов толсто пленочных паст, а также оптимизацией температурно-временных режимов вжигания толстых пленок. Существенного снижения сопротивления стеклосодержащих толсто пленочных материалов можно достичь с помощью введения в состав композиций порошков благородных металлов или их соединений (Ag, RuO<sub>2</sub> и др.) [3, 11].

На рис. 2, а показаны R/T-характеристики исходной функциональной керамики 1 и 2, на рис. 2, б — R/T-зависимости пленок на их основе, полученных из бессвинцовых составов толсто пленочных материалов 1.2 и 2.2 и PbO-содержащих составов 1.1 и 2.1 (табл. 2). Как видно, все представленные материалы в температурном диапазоне 25—85°C характеризуются экспоненциальной зависимостью сопротивле-

ния от температуры. При замене стекла марки НТ-524 на стекло марки МБ-60 значения тепловой постоянной B<sub>25/85</sub>, которые характеризуют температурную чувствительность материалов, сохраняются на том же уровне для материалов из керамики состава 1 и незначительно уменьшаются для материалов на основе керамики 2 (рис. 2, б, табл. 2). Оба состава бессвинцовых толсто пленочных материалов обеспечивают получение терморезисторов с высокой термочувствительностью (значения B<sub>25/85</sub> ≥ 3540 К и отрицательного ТКС при 25°C ≥ 4 %/К), что показывает перспективность их использования для сенсоров температуры.

Создание материалов для температурных сенсоров требует не только достижения необходимых электрических параметров, но и обеспечения их стабильности в процессе эксплуатации, в том числе и при повышенных температурах [11]. Результаты испытания на стабильность электрического сопротивления толсто пленочных терморезисторов, полученных из паст различных составов (бессвинцовых и PbO-содержащих) при длительной выдержке (500 ч) при 170°C показали преимущество бессвинцовых составов толсто пленочных материалов (табл. 2), что может быть связано с достижением в них более высокой плотности после вжигания.

\*\*\*

Таким образом, заменой PbO-содержащего стекла марки НТ-524 стеклом марки МБ-60 (без содержания свинца) получены экологически безопасные толсто пленочные терморезисторные материалы, которые характеризуются высокой температурной чувствительностью и улучшенными параметрами стабильности электросопротивления, что в совокупности указывает на их перспективность для создания температурных сенсоров.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Setter N. Electroceramics: looking ahead // J. Eur. Ceram. Soc.— 2001.— Vol. 21.— P. 1279—1293.
2. Balos M. Senzory teploty realizovane technologii tlustych vrstev // Automa.— 2003.— N 1.— P. 11—16.
3. Ikegami A., Arima H., Tosaki H. et al. Thick-film thermistor and its applications // IEEE Transactions on Components, Hybrids,

and Manufacturing Technology.— 1980.—Vol. СНМТ-3, N 4.— P. 541—550.

4. Шпотюк О. И., Гадзаман И. В., Охримович Р. В. и др. Использование керамики на основе твердых растворов (Ni, Co, Mn, Cu)<sub>3</sub>O<sub>4</sub> для толсто пленочных терморезисторов // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2002.— № 4-5.— С. 55—57.

5. Brunets I., Mrooz O., Shpotyuk O., Altenburg H. Thick-film NTC thermistors based on spinel-type semiconducting electroceramics // Proc. 24th Intern. Conf. on Microelectronics (MIEL 2004).— Nis, Serbia and Montenegro.— 2004.— Vol. 2.— P. 503—506.

6. Гадзаман И. В., Мруз О. Я., Шпотюк О. И., Брунец И. М. Зависимость свойств толсто пленочных терморезисторов от со-

ста базовой шпинели // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2005.— № 5.— С. 62—64.

7. Directive 2002/95/EC of the European Parliament and of the Council of 27 January 2003 on the restriction of the use of certain hazardous substances in electrical and electronic equipment // Official Journal of the European Union.— L 37.— 13.02 2003.— P. 19—23.

8. ГОСТ 21342.7—76. Терморезисторы. Метод измерения сопротивления.

9. ГОСТ 21342.8—76. Терморезисторы. Метод измерения температурного коэффициента сопротивления.

10. White N. M., Turner J. D. Thick-film sensors: past, present and future // Meas. Sci. Technol.— 1997.— Vol. 8.— P. 1—20.

11. Dziedzic A., Golonka L. J., Kozlowski J. et al. Thick-film resistive temperature sensors // Ibid.— 1997.— Vol. 8.— P. 78—85.

Д. т. н. А. А. АЩЕУЛОВ, к. т. н. И. А. БУЧКОВСКИЙ,  
к. т. н. И. С. РОМАНЮК

Украина, г. Черновцы, Институт термоэлектричества;  
ЧНУ им. Юрия Федьковича; ОАО «Кварц»  
E-mail: om@inst.cv.ua

Дата поступления в редакцию  
05.03 2007 г.

Оппонент А. Ф. КЕРЕНЦЕВ  
(Завод "Транзистор", г. Минск)

## УСТРОЙСТВО ДЛЯ БЕСКОНТАКТНОГО ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТИ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

*Рассмотрены пути модификации известных методов и предложено устройство для измерения электропроводности полупроводниковых материалов. Описано функционирование отдельных блоков и устройства в целом.*

Известно множество различных способов и устройств для измерения электропроводности полупроводниковых материалов [1]. Традиционными являются зондовые методы, использующие паяные или прижимные контакты, через которые пропускают постоянный или переменный измерительный ток. Однако их применение сопряжено с рядом трудностей, в том числе с повреждением поверхности исследуемого материала в местах формирования контактов. Кроме того, возникающие контактные явления (инжекция носителей заряда и возникновение в зоне контакта потенциальных барьеров) создают побочные эффекты, искажающие результаты измерений. Всего этого можно избежать используя бесконтактные методы измерения электропроводности.

В основе бесконтактных методов измерения электропроводности вещества лежит эффект взаимодействия с ним электромагнитного поля высокочастотных (ВЧ) и сверхвысокочастотных (СВЧ) колебаний [2]. При этом СВЧ-поля применяют для исследования электропроводности тонких образцов или материалов с низкой электропроводностью. ВЧ-поля дают возможность исследовать более толстые образцы и с более высокой электропроводностью, что обусловлено поглощением электромагнитной энергии всем объемом образца, а не только его поверхностным слоем (за счет скин-эффекта). На выбор часто-

ты ВЧ-сигнала влияет произведение толщины образца и его электропроводности — чем выше это произведение, тем ниже частота используемых электромагнитных колебаний. В качестве таких полей в измерительных устройствах используют внутреннее поле датчика — конденсатора или катушки индуктивности, в котором располагают исследуемый образец.

В случае емкостного датчика его параметры определяются не только электропроводностью исследуемого образца, но и диэлектрической постоянной, что существенно для полупроводниковых материалов. Поэтому предпочтение отдают индуктивным датчикам. В качестве информационного параметра выбрана его добротность, т. е. величина потерь, вносимых в электромагнитное поле катушки за счет поглощения энергии свободными носителями заряда исследуемого материала. Известно [3], что при этом образец поглощает мощность

$$P_S = (E_T^2 / 8\pi n^2) \sigma t, \quad (1)$$

где  $E_T$  — эффективное значение напряжения на обмотке индуктивного датчика, содержащей  $n$  витков;  
 $\sigma$  — электропроводность материала образца;  
 $t$  — его толщина.

При помещении образца в поле датчика добротность катушки  $Q_K$  понижается до значения  $Q_\Sigma$ . Отсюда добротность катушки  $Q$ , обусловленная только потерями за счет поглощения энергии исследуемым образцом [1, 4], равна

$$Q = \frac{Q_K Q_\Sigma}{Q_K - Q_\Sigma}. \quad (2)$$

Как известно, величина этой добротности обратно пропорциональна мощности  $P_S$ , а соответственно, и

электропроводности  $\sigma$  контролируемого образца. Однако процедура определения этой добротности через величины  $Q_k$  и  $Q_\Sigma$  из-за нелинейной зависимости между ними усложняется, особенно при градуировке шкалы прибора в единицах электропроводности.

В [3] такая задача решается путем измерения изменений ВЧ-тока через катушку  $L$  индуктивного датчика, включенного в колебательный  $LC$ -контур, питаемый источником ВЧ-колебаний (рис. 1, а). Изменение этого тока соответствует разнице ВЧ-токов через индуктивный датчик при размещении контролируемого образца в зазоре датчика и без образца при условии, что величина  $E_T$  в процессе измерений оставалась неизменной.

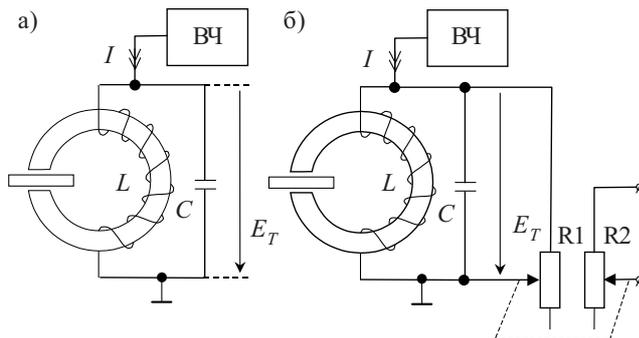


Рис. 1. Схема включения индуктивного датчика

Для реализации такого решения используется специальный автогенератор, содержащий колебательный контур с индуктивным датчиком. При выборе соответствующих транзисторов и режимов их работы измеряемый постоянный ток через индуктивный датчик равен ВЧ-току и содержит информацию об электропроводности исследуемого образца. В процессе измерений величина напряжения на контуре стабилизируется под действием цепи отрицательной обратной связи. Однако такое устройство требует сложной схемы автогенератора и не предусматривает измерений относительно эталонного образца, что желательно при входном контроле электропроводности полупроводниковых материалов, используемых для изготовления различных приборов (например термоэлектрических).

Для определения как величины электропроводности полупроводниковых пластин, так и ее отклонений от значения электропроводности эталонного образца, в настоящей работе предложены пути усовершенствования известных методов и устройств бесконтактного измерения электропроводности.

В отличие от схемы включения индуктивного датчика (рис. 1, а) нами предложена схема (рис. 1, б), где параллельно катушке датчика подключен резистор R2, один из двух одинаковых и идентично управляемых резисторов R1 и R2. Потери энергии, вносимые резистором R2, эквивалентны потерям, возникающим при взаимодействии электромагнитного поля катушки датчика с материалом исследуемого образца. В дальнейшем R2 регулируется так, чтобы добротность катушки, входящей в  $LC$ -контур, а соответственно и величина напряжения  $E_T$ , оставались неизменными при внесении исследуемого образца в за-

зор датчика и при его удалении. Для измерения изменения величины сопротивления этого резистора, а тем самым и электропроводности исследуемого образца, используется второй, идентичный, резистор R1. Такое схемное решение обеспечивает высокую линейность шкалы выходного индикатора.

Был разработан и реализован прибор для экспресс-измерений электропроводности полупроводниковых пластин и контроля ее отклонения от электропроводности эталонного образца. В приборе был использован дифференциальный метод измерений [5, с. 239—240] в сочетании с одноканальной схемой обработки информационного сигнала. Структурная схема такого устройства изображена на рис. 2.

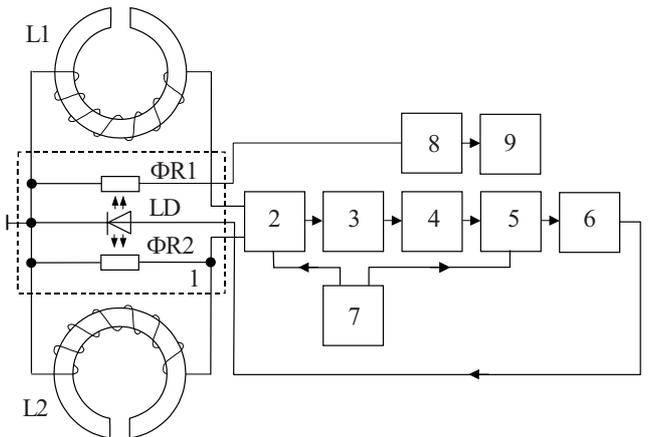


Рис. 2. Структурная схема устройства для бесконтактного измерения электропроводности полупроводниковых пластин

Устройство содержит два идентичных индуктивных датчика L1 и L2, состоящих из катушек индуктивности, намотанных на кольцевые магнитопроводы с прорезями, куда помещают исследуемый и эталонный образцы. Через коммутатор 2 они поочередно подключаются в частотоподающую цепь автогенератора 3, выполненного по схеме емкостной трехточки. Ток, потребляемый генератором, зависит от добротности катушек L1 и L2. Если значения добротности одинаковы, то потребляемый ток будет постоянным. Если значения добротности разные, то потребляемый ток имеет вид периодической последовательности прямоугольных импульсов, синхронных работе коммутатора. Усиленные блоком 4, эти импульсы поступают на вход синхронного детектора 5.

Работой синхронного детектора и коммутатора управляет периодическая последовательность импульсов с частотой 12,5 Гц, вырабатываемых узлом 7. Через усилитель постоянного тока 6 выходной сигнал синхронного детектора поступает на светодиод LD, световой поток которого изменяет величины сопротивлений идентичных фоторезисторов ФР1 и ФР2. Светодиод и фоторезисторы образуют оптопару 1. Сигнал через светодиод изменяется так, чтобы изменением сопротивления фоторезистора ФР2 уравнять добротности катушек L1 и L2. Следовательно, помещение полупроводниковой пластины в прорезь одного из датчиков нарушает баланс добротностей и приводит к изменению сопротивлений фоторезисто-

ров. Изменение сопротивления фоторезистора ФР1 обрабатывается в блоке 8, выходной сигнал которого поступает на индикаторное устройство 9. Если исследуемый и эталонный образцы поместить в прорези разных датчиков, то индикатор покажет соответствующее отклонение электропроводности.

При изготовлении устройства использовались дискретные полупроводниковые приборы, микросхемы серий 155 и 140, а также герконовые реле. Конструктивно прибор содержит две части. Одна из них — это блок сменяемых датчиков, а вторая содержит все остальные блоки и блок питания от сети переменного тока 220 В. Смена индуктивных датчиков позволяет исследовать различные полупроводниковые пластины, перекрывая при этом широкий диапазон значений электропроводности. Использование дифференциальной схемы датчика и одноканальной схемы обработки информационного сигнала обеспечили хорошую температурную стабильность и помехозащищенность прибора. Высокая помехозащищенность от промышленных наводок (наводки с частотой 50 Гц) достигнута за счет синхронного детектирования на частоте 12,5 Гц.

Особенностью данного устройства является линейность шкалы индикатора электропроводности. Это существенно упрощает градуировку прибора (достаточно одного образца с известной электропроводностью и заданной толщиной).

Длительная эксплуатация устройства в производственных и лабораторных условиях показала его пригодность для экспресс-контроля полупроводниковых кристаллов из  $\text{Bi}_2\text{Te}_3$ ,  $\text{CdSb}$ ,  $\text{CdTe}$ ,  $\text{CdHgTe}$ ,  $\text{Si}$ , электропроводность которых находилась в пределах от  $10^{-3} \text{ Ом}^{-1}\cdot\text{см}^{-1}$  до  $10^3 \text{ Ом}^{-1}\cdot\text{см}^{-1}$ . Для экспресс-контроля полупроводниковых кристаллов с электропроводностью  $10^{-3} \text{ Ом}^{-1}\cdot\text{см}^{-1}$  (например кремниевых пластин) использовался дифференциальный индуктивный датчик с рабочей частотой 10 МГц.

На рис. 3 изображен внешний вид прибора, укомплектованного дифференциальным индуктивным датчиком с рабочей частотой 100 кГц для экспресс-контроля заготовок из кристаллов  $\text{Bi}_2\text{Te}_3$  в виде шайб

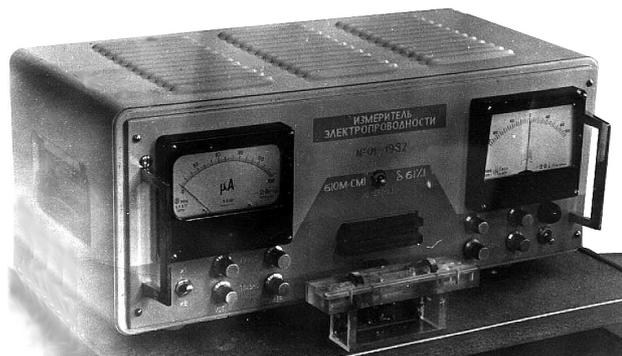


Рис. 3. Внешний вид прибора

толщиной 2 мм и диаметром 8 мм. Конец шкалы прибора соответствует  $\sigma=1500 \text{ Ом}^{-1}\cdot\text{см}^{-1}$ . При этом  $(\Delta\sigma/\sigma)/\Delta T=5\cdot 10^{-4} \text{ }^\circ\text{C}$ , где  $\Delta\sigma$  — изменение нулевых показаний прибора при изменении внешней температуры на  $\Delta T \text{ }^\circ\text{C}$ . Общая погрешность измерений не более 5%.

\*\*\*

Таким образом, предложенный прибор обеспечивает бесконтактный экспресс-контроль электропроводности различных полупроводниковых материалов и может быть использован как в лабораторных, так и в производственных условиях.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Охотин А. С., Пушкарский А. С., Боровикова Р. П. и др. Методы измерения характеристик термоэлектрических материалов и преобразователей. — М.: Наука, 1974.
2. Приборы для неразрушающего контроля материалов и изделий. Кн. 1 / Под ред. В. В. Клюева. — М.: Машиностроение, 1988.
3. Miller G. L., Robinson D. A. H., Wiley J. D. Contactless measurement of semiconductor conductivity by radio frequency free carrier power absorption // Rev. Sci. Instrum. — 1976. — Vol. 47, N 7. — С. 799—806.
4. Популях К. С. Резонансные методы измерений. — М.: Энергия, 1980.
5. Алексеев Н. Г., Прохоров В. А., Чмутов К. В. Современные электронные приборы и схемы в физико-химических исследованиях. — М.: Химия, 1971.

#### НОВЫЕ КНИГИ

#### **Фрайден Дж. Современные датчики. Справочник. — М.: Техносфера, 2006. — 592 с.**

Изложены физические принципы, методы разработки и варианты практического использования широкого спектра датчиков в самых разнообразных областях применений. На английском языке книга издана уже третий раз, и это не случайно, поскольку любая современная система измерений не обходится без применения датчиков, которые являются «переводчиками» окружающей аналоговой природы на язык цифровой техники.

Издание дополнено описанием датчиков, реализованных по самым современным технологиям — электромеханических микродатчиков (MEMS) и электрооптомеханических микросистем (MEOMS), без которых был бы невозможен прогресс в областях беспроводных систем телекоммуникации и отдельных областях медицины и техники.

Книга является справочным пособием для студентов, исследователей, проектировщиков датчиков и специалистов, разрабатывающих измерительные системы.



В. Н. РУДКОВСКИЙ, В. Н. ПИК

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

Дата поступления в редакцию  
25.04 2007 г.

## ПЯТЬ НАЧАЛЬНЫХ ШАГОВ К ВНЕДРЕНИЮ СТАНДАРТА ISO–9001

*Предложены пути подхода к внедрению на научно-производственных предприятиях системы менеджмента качества на соответствие стандарту ISO–9001.*

После распада СССР и получения Украиной независимости много научно-производственных предприятий оказались в удручающем положении. Прекратилось государственное финансирование, постепенно исчезали заказчики, зарубежный рынок не сформировался, старели ресурсы, в том числе и людские. Большинство предприятий обанкротились и исчезли с карты Украины, некоторая часть акционировалась или приватизировалась, меньшая часть осталась в управлении государством. Перед теми предприятиями, которые в какой-то мере сохранили свой научно-технический потенциал, стоит трудная задача выживания и адаптации к существующим в мире экономическим взаимоотношениям.

В связи с неотвратимой глобализацией экономики и вступлением Украины во Всемирную торговую организацию (ВТО) все более актуальным становится вопрос места наших предприятий в мировой рыночной системе. Предприятиям необходимо соблюдать правила мирового рынка со всеми его положительными и отрицательными сторонами, иначе рынок их отторгнет.

Необходимость соответствовать условиям рынка вынудила предприятия сертифицироваться по системе менеджмента качества (СМК) на соответствие стандарту ISO серии 9001. Одних подтолкнули требования зарубежных потребителей при заключении договоров, других — условия тендеров, конкурсов при получении государственного заказа, третьих — понимание неизбежности банкротства (даже при наличии уникального научно-технического потенциала), если предприятие не соблюдает правила игры, которые ей диктует мировая экономика.

Внедрение и поддержание в действии международного стандарта ISO серии 9001 — достаточно затратная процедура. Тем более, что стандарты дают только необходимый минимум к построению СМК, в рамках которой можно использовать любые методы и методики для повышения ее эффективности. То, что предлагает стандарт, — лишь краткий путеводитель, дорогу к цели приходится прокладывать и проходить индивидуально [1]. Но если решение принято, возникает вопрос: с чего начать?

Если начать с документирования существующей системы качества на предприятии, то это может привести к стагнации достигнутых уровней качества продукции и процессов. Если же в документацию заложить мечты руководства, то между реальной системой и документированной образуется брешь, через которую будут проваливаться все усилия руководителей в области качества [2]. "Начинать надо с изучения TQM и постановки ясных целей по реформированию предприятий на основе принципов TQM. TQM первично как знание..." [2]. TQM — это "Total Quality Management" или "Всеобщее управление качеством".

Трудно не согласиться с вышесказанным, но, учитывая интеграцию Украины в европейские структуры и ВТО, на наш взгляд, начинать надо одновременно и с изучения и внедрения принципов TQM, и с подготовкой к сертификации по стандарту ISO серии 9001, тем более что систематизировать документацию и разделить полномочия (ответственность) необходимо как можно скорее.

Используя разработки отечественных и зарубежных ученых, а также практику многих предприятий, предлагается пять начальных шагов при подготовке к внедрению СМК.

*Шаг 1* — четкая формулировка миссии, целей предприятия и приоритетных направлений развития.

*Шаг 2* — реинжиниринг и структурная перестройка предприятия, согласно поставленных целей и задач, процессный и системный (а не функциональный) подход в управлении предприятием.

*Шаг 3* — конкретное распределение прав, полномочий, ответственности каждого подразделения и каждого сотрудника.

*Шаг 4* — повсеместный контроль исполнительской дисциплины на всех уровнях предприятия.

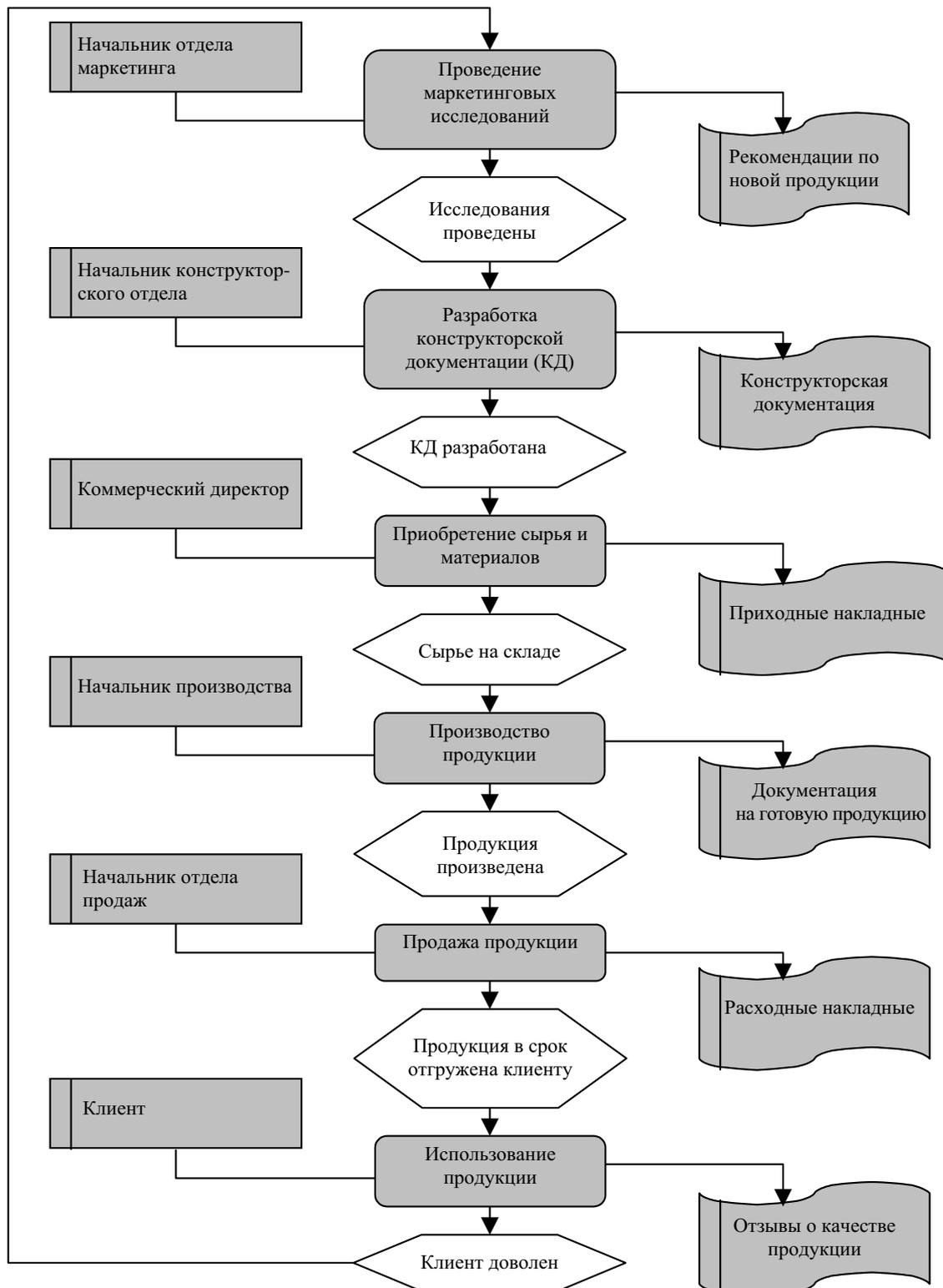
*Шаг 5* — формирование единого мотивационного механизма предприятия.

Каждый из приведенных шагов не может быть сделан без глубокого осознания руководителем (собственником) предприятия того, что внедряемая система менеджмента качества станет ключом к управлению предприятием. Поэтому первое условие — непосредственное участие руководителя в каждом шаге.

Шаг 1. Определение целей предприятия и приоритетных направлений развития невозможно без исследования рынка, выработки маркетинговой стратегии. Нельзя начинать выпуск любого товара, не изучив

всю цепочку — от проектирования производства до рынка сбыта. Недостаточно серьезная разработка миссии и целей предприятия может привести к стратегическим просчетам в деятельности предприятий. При переосмыслении или просто осмыслении миссии предприятия возникают многие вопросы, которых не было раньше [3]. На каком рынке мы работа-

ем? Какова конкуренция на рынке, где мы работаем? Какие сильные стороны предприятия сделают успешным его дальнейшее развитие? Каким образом избежать угроз со стороны слабых сторон предприятия? Как наилучшим образом осуществить сформулированную миссию и привести предприятие к росту ее прибыльности?



Дерево бизнес-процессов производственного предприятия

После получения всеобъемлющей информации и четкого формулирования миссии руководство предприятия формирует *политику в области качества*, где не только отражает цели, намерения и направления деятельности, но и развертывает их в цели служб и подразделений — на плановой основе, в соответствии со структурой, по понятной для персонала схеме.

Шаг 2. Коренная реорганизация производства (реинжиниринг) предприятий — это сосредоточение внимания не на функциях, подразделениях или задачах, а именно на группах видов деятельности, которые зачастую выходят за рамки подразделений и выполняемых ими функций [4]. А это, по своей сути, процессный подход к структуре предприятия, где четко установлено взаимодействие между процессами и между внутренними поставщиками и потребителями (см. **рисунки**) [5]. Активная позиция руководителей высшего звена предприятия и активная поддержка со стороны всего персонала в проведении коренной реорганизации производства приведет к положительным переменам в относительно короткие сроки.

Пример особого типа организационной структуры — проектная структура. Она формируется при подготовке и реализации проектов (разработок). Одна из форм проектного управления — создание специального подразделения (команды), которое работает в течение времени, необходимого для реализации заданий проекта. По завершении проекта структура распадается, а работники возвращаются к прежним обязанностям.

Суть реинжиниринга в том, что он ориентирован на реализацию возможностей, а не на преодоление проблем.

Шаг 3. Конкретное распределение прав, полномочий, ответственности каждого подразделения и каждого сотрудника должны отражаться в нормативных документах предприятия, положениях о подразделениях и службах, контрактах, должностных инструкциях, коллективном договоре и т. д. Главный принцип, составляющий основу стандарта ISO-9001, это «жить по правилам, которые помогают жить лучше» [2]. Только менеджмент на основе правил может дать толчок как к развитию предприятия, так и к постоянному улучшению самих правил.

Шаг 4. Любые, даже самые прогрессивные, намерения не будут воплощены в жизнь, если не ввести повсеместный контроль и самоконтроль исполнительной дисциплины на всех структурных уровнях предприятия. В первую очередь это касается руководителя. Ведь все организационные и — в большой мере — научные и технические решения исходят в основном от первого лица предприятия. Его самоконтроль и непрерывное отслеживание исполнительной дисциплины с помощью соответствующих служб (секретари, секретари-референты, службы качества, научно-технические отделы и т. д.) являются определяющим в жизни предприятия, тем более во

время глобальных преобразований. Каждое из сформулированных решений должно иметь конкретного исполнителя, однозначность и конкретные сроки исполнения. В последующем внедрение СМК позволит осуществить переход от исполнительской дисциплины к активной дисциплине.

Шаг 5. Любая установка на качественную и эффективную работу должна начинаться сверху — от собственника. Основа мотивации персонала представляет собой совокупность четких и конкретных целеуказаний [6].

Система мотивации должна полностью соответствовать стратегии предприятия. Постоянных систем мотивации нет, при изменении системы менеджмента качества изменяется система мотивации. Главное — максимально приблизить цели персонала к целям предприятия. В коллективе постоянно должны согласовываться интересы участников бизнеса.

Характерная черта постсоветских научно-исследовательских предприятий — это высокий средний возраст сотрудников, который колеблется от 45 до 60 лет. Это тот период жизни, когда накопленные знания и опыт передаются следующему поколению. Если этого не произойдет, многие научные школы, научные направления, разработки просто исчезнут. Для таких предприятий нужна правильно организованная процессная система мотивации, которая дала бы возможность объединить материальные стремления молодых сотрудников и интересы руководства. И это как раз тот случай, когда нельзя откладывать на завтра то, что послезавтра будет никому не нужно.

Пять начальных шагов на пути научно-производственных предприятий с постсоветскими производственными отношениями к внедрению системы менеджмента качества по международному стандарту ISO серии 9001 — это по сути своей наведение порядка на предприятии, который должен непрерывно поддерживаться и улучшаться. Пять начальных шагов — это испытание и для руководства предприятия, и для всего его персонала.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Воронин Г. Воспоминания о будущем или размышления о качестве в XXI веке // Стандарты и качество.— 2006.— № 11.— С. 4—7.
2. Лapidус. В. А. Всеобщее качество (TQM) в российских компаниях.— М.: ОАО «Типография «Новости», 2000.
3. Козлов А. Б., Ромашов В. В. Интегрированная система менеджмента.— К.: Изд-во Европейского ун-та, 2005.
4. Гончаров В. В. В поисках совершенства управления: руководство для высшего управленческого персонала. В 2 т.— М.: МНИИПУ, 1996.
5. Колесникова И. Ю. От эффективного тушения пожаров к их предупреждению // Деловое совершенство.— 2006.— № 9.— С. 20—26.
6. Колесникова И. Ю. Руководители и подчиненные: любовь должна быть взаимной // Деловое совершенство.— 2006.— № 7.— С. 15—20.