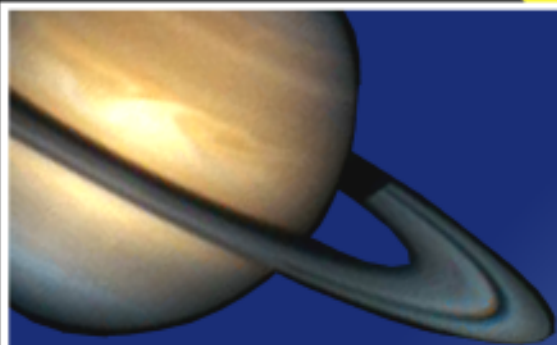


# ТРА

ТЕХНОЛОГИЯ И  
КОНСТРУИРОВАНИЕ В  
ЭЛЕКТРОННОЙ  
АППАРАТУРЕ



Украина  
Киев  
НПП «Сатурн»

35 лет



3 2003

МАЙ – ИЮНЬ



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



Журнал издается при поддержке  
Министерства промышленной  
политики Украины,  
НПП «Сатурн» (г. Киев),  
НПП «Карат» (г. Львов),  
СКБ «Молния»,  
Политехнического университета  
(г. Одесса),  
ЦКБ «Ритм» (г. Черновцы)  
и других предприятий и организаций

### ПОДПИСКА НА ЖУРНАЛ

Отделения связи Украины. «Каталог изданий Украины». Индекс 71141.  
Отделения связи России. Каталог «Газеты. Журналы» (на 2-е полугодие —  
каталог «Пресса России»). Индекс 71141.  
Подписное агентство «Идея», [www.idea.com.ua](http://www.idea.com.ua), тел./факс +038 (062)381-09-32.  
Подписное агентство «KSS», [www.kss.kiev.ua](http://www.kss.kiev.ua), тел. +038 (044)464-02-20.  
Редакция «ТКЭА». Украина, 65005, г. Одесса, ул. Прохоровская, 45.  
E-mail <[tkea@odessa.net](mailto:tkea@odessa.net)>, тел. (048)733-72-83, тел./факс (048)733-67-91.

Редакция: А. А. Ефименко, Е. Н. Курдюкова, Л. М. Лейдерман,  
А. Н. Овощенко, Е. А. Тихонова, М. С. Хлопова.  
Компьютерное обеспечение: В. Ю. Ткаченко.  
Техническая редакция, дизайн: Е. И. Корсунья.

Подписано к печати 30.05 2003 г. Формат 60×84 1/8.  
Печать офсетная. Печ. л. 8,0. Уч.-изд. л. 9,5. Тираж 700 экз.  
Оригинал-макет изготовлен в ДП «Нептун-Технология» (65028, г. Одесса,  
ул. Б. Хмельницкого, 59).  
Отпечатано в типографии издательства «ТЭС» (65012, г. Одесса,  
ул. Канатная, 81/2).

ТЕХНОЛОГИЯ  
И  
КОНСТРУИРОВАНИЕ  
В  
ЭЛЕКТРОННОЙ  
АППАРАТУРЕ

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

Учредитель АО "Нентун"

2003

Год издания 27-й

№ 3

Год регистрации 1992

СОДЕРЖАНИЕ

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ

*К.т.н. Н. М. Вакив*  
*К.т.н. П. П. Воробийченко*  
*Д.т.н. В. Н. Годованюк*  
*К.т.н. А. А. Дашковский*  
*Д.т.н. С. В. Ленков*  
*Д.т.н. В. П. Малахов*  
*В. А. Мингалёв*  
*К.т.н. В. Ф. Моисеев*  
*К.т.н. В. Б. Ткаченко*  
*Е. А. Тихонова*

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

*Д.т.н. А. Л. Вайнер*  
*Д.т.н. В. Т. Дейнега*  
*Д.т.н. Ю. А. Долгов*  
*Д.ф.-м.н. В. А. Дроздов*  
*К.т.н. И. Н. Еримичой,*  
*зам. гл. редактора*  
*К.т.н. А. А. Ефименко*  
*Д.ф.-м.н. А. Н. Золотко*  
*Д.ф.-м.н. Ф. Д. Касимов*  
*Л. М. Лейдерман,*  
*отв. секретарь редакции*  
*Д.т.н. С. Ю. Лузин*  
*Д.т.н. Л. С. Лутченков*  
*К.т.н. Ю. Е. Николаенко*  
*Д.ф.-м.н. В. В. Новиков*  
*К.т.н. В. И. Попов,*  
*гл. редактор*  
*К.т.н. В. В. Рюхтин*  
*К.т.н. В. В. Сибириков*  
*Д.ф.-м.н. О. И. Шпотюк*

АДРЕС РЕДАКЦИИ

Украина, 65005, Одесса-5,  
ул. Прохоровская, 45  
Тел. (+38-048) 733-72-83  
Тел./факс (+38-048) 733-67-91  
E-mail: tkea@odessa.net  
Web-сайт: tkea.wallst.ru

Международный стандартный  
серийный номер  
ISSN 0130-6243

Регистрационный номер  
KB 2092 от 07.06.96 г.

Регистрация в ВАК по разделам  
"Физико-математические науки",  
"Технические науки":  
Бюллетень ВАК Украины, 1999, № 4

У истоков сверхмаломощающей техники СВЧ. <i>Чмилъ В. М.</i>	3
<b>Техническая политика</b>	
Концепция построения национальной сети широкополосного беспроводного доступа. <i>Кравчук С. А., Потюенко В. П., Чмилъ В. М.</i>	5
<b>СВЧ-системы</b>	
СВЧ-радиометрическая система «Зір» для использования в интересах таможенных служб. <i>Шило С. А., Чмилъ В. М., Бережной В. А., Муськин Ю. Н., Бычков Д. М., Гавриленко А. С., Кузьель В. И., Левда А. С., Быков В. М.</i>	11
Многоканальный радиометр для систем радиовидения. <i>Бережной В. А., Кузьель В. И., Тузенко А. П., Муськин Ю. Н., Демьяненко Ю. А., Рябчук А. Ф., Санкин В. А., Черний Б. С., Шило С. А.</i>	14
Приемо-передающий радиолокационный модуль миллиметрового диапазона длин волн. <i>Зуйков В. А., Ключко Г. И., Колисниченко М. В., Потюенко В. П., Черний Б. С.</i>	15
Унифицированные модули СВЧ для вторичных преобразователей многоканальных радиометров. <i>Бережной В. А., Тузенко А. П., Черний Б. С., Космаков П. Г., Кузьель В. И., Шило С. А.</i>	19
Высококочувствительный модуляционный радиометрический приемник диапазона частот 92...96 ГГц. <i>Бережной В. А., Кузьель В. И., Игнатенко В. С., Кондращенко М. А., Рябчук А. Ф., Черний Б. С.</i>	21
Аппаратурно-программный комплекс первичной обработки данных радиометрической системы «Зір». <i>Шило С. А., Бычков Д. М., Гавриленко А. С.</i>	23
Радиотепловая сканирующая система для пожарных служб авиационной охраны лесов. <i>Комяк В. А., Шило С. А.</i>	25
Многоканальная измерительная система для калибровки высокотемпературных генераторов шума. <i>Бережной В. А., Кузьель В. И., Остапчук А. Ю.</i>	28
Особенности обработки и визуализации выходной информации доплеровского радиолокатора обзора летного поля. <i>Гавриленко А. С., Бычков Д. М.</i>	30
Экономичный когерентный приемопередатчик Ка-диапазона для мобильных РЛС ближнего радиуса действия. <i>Хитровский В. А., Беркута Д. Н.</i>	33
<b>СВЧ-узлы, блоки и приборы</b>	
Микрополосковый направленный фильтр бегущей волны. <i>Глушеченко Э. Н.</i>	35
Комбинированный микрополосковый 16-канальный делитель мощности СВЧ. <i>Бережной В. А., Тузенко А. П., Космаков П. Г.</i>	37
Широкополосные высококочувствительные детекторные устройства миллиметрового диапазона радиоволн. <i>Асеева Е. Н., Май В. И., Суперсон В. И.</i>	38
Монолитный балансный смеситель диапазона частот 80—100 ГГц. <i>Асеева Е. Н., Май В. И., Суперсон В. И., Ткаченко В. В.</i>	39
Умножитель частоты в диапазоне частот 35—40 ГГц. <i>Май В. И., Суперсон В. И., Угрин М. И.</i>	40
Малогабаритный стробоскопический блок с пониженным энергопотреблением. <i>Рубан В. П., Холод П. В.</i>	41
Упрощенный метод анализа цепочечного соединения СВЧ-четырёхполосников. <i>Глушеченко Э. Н.</i>	44
Унифицированные стабилизированные источники питания для радиорелейных станций. <i>Чишка Н. М.</i>	46
<b>Твердотельная СВЧ-микрорелектроника</b>	
Смесительно-детекторные и умножительные диоды для смесителей приемных устройств СВЧ. <i>Бобженко С. В., Май В. И., Новицкий В. А., Ткаченко В. В., Ткаченко А. В., Угрин М. И.</i>	49
Новое поколение фотоприемников ультрафиолетового излучения. <i>Колезжук К. В., Комащенко В. Н., Шереметова Г. И., Коржинский Ф. И., Чмилъ В. М.</i>	51
Мощные СВЧ-транзисторы на основе широкозонных полупроводников. <i>Босый В. И., Иващук А. В., Ковальчук В. Н., Семашко Е. М.</i>	53
Новое поколение микрорелектронных кремниевых термодатчиков. <i>Шварц Ю. М., Шварц М. М., Иващенко А. Н., Босый В. И., Максименко А. Г., Сапон С. В.</i>	59
Расчет релаксационных параметров GaAs в сильных полях. <i>Москалюк В. А., Тимофеев В. И., Иващук А. В.</i>	61

Науково-технічний журнал

ТЕХНОЛОГІЯ ТА КОНСТРУЮВАННЯ

ВЕЛЕКТРОННІЙ АПАРАТУРІ

(російською мовою)

ЗМІСТ

Біля джерел надмалощумкої техніки НВЧ. Чміль В. М. (3)

**Технічна політика**  
Концепція будівництва національної мережі широко-космического безпроводного доступу. Кравчук С. О., Потіснюк В. П., Чміль В. М. (5)

**НВЧ-системи**  
НВЧ-радіометрична система «Зір» для використання в інтересах митних служб. Шило С. А., Чміль В. М., Бережної В. А., Муськін Ю. Н., Бичков Д. М., Гавриленко А. С., Кузьмел В. І., Левда А. С., Биков В. М. (11)  
Багатоканальний радіометр для систем радіобачення. Бережної В. О., Кузьмел В. І., Тузенко А. П., Муськін Ю. М., Дем'яненко Ю. О., Рябчук О. Ф., Санкін В. О., Черній І. В., Шило С. А. (14)  
Радіолокаційний модуль міліметрового діапазону довжини хвиль для прийому та передачі. Зуйков В. О., Клочко Г. І., Колісниченко М. В., Потіснюк В. П., Черній В. С. (15)  
Уніфіковані модулі НВЧ для вторинних перетворювачів багатоканальних радіометрів. Бережної В. О., Тузенко А. П., Черній І. В., Космаков П. Г., Кузьмел В. І., Шило С. А. (19)  
Високочутливий модуляційний радіометричний приймач діапазону частот 92...96 ГГц. Бережної В. О., Кузьмел В. І., Ігнатенко В. С., Кондращенко М. О., Рябчук О. Ф., І. В. Черній (21)  
Апаратно-програмний комплекс первинної обробки даних радіометричної системи "Зір". Шило С. А., Бичков Д. М., Гавриленко О. С. (23)  
Радіотеплова скануюча система для пожежних служб авіаційної охорони лісів. Комяк В. О., Шило С. А. (25)  
Багатоканальна вимірювальна система для калібрування високотемпературних генераторів шуму. Бережної В. О., Кузьмел В. І., Остапчук А. Ю. (28)  
Особливості обробки та візуалізації вихідної інформації доплерівського радіолокатора огляду льотного поля. Гавриленко О. С., Бичков Д. М. (30)  
Економічний когерентний прийомопередавач Кадіапазону для мобільних РЛС ближнього радіусу дії. Хитровський В. А., Беркута Д. М. (33)

**НВЧ-вузли, блоки та прилади**  
Мікросмужковий спрямований фільтр бігучої хвилі. Глушеченко Е. М. (35)  
Комбінований мікросмужковий 16-каналний подільник потужності НВЧ. Бережної В. О., Тузенко А. П., Космаков П. Г. (37)  
Широкоосмугові високочутливі детекторні пристрої міліметрового діапазону радіохвиль. Ассєва О. М., Май В. І., Суперсон В. І. (38)  
Монолітний балансний змішувач діапазону частот 80—100 ГГц. Ассєва О. М., Май В. І., Май О. В., Суперсон В. І., Ткаченко В. В. (39)  
Множник частоти в діапазоні частот 35—40 ГГц. Май В. І., Суперсон В. І., Угрін М. І. (40)  
Малогобаритний стробоскопічний блок з пониженим енергоспоживанням. Рубан В. П., Холод П. В. (41)  
Спрощений метод аналізу ланцюжкового з'єднання НВЧ-чотирихполосників. Глушеченко Е. М. (44)  
Уніфіковані стабілізовані джерела живлення для радіорелейних станцій. Чижма М. М. (46)

**Твердотільна НВЧ-мікроелектроніка**  
Змішувально-детекторні та множинні діоди для змішувачів прийомних пристроїв. Бобженко С. В., Май В. І., Новицький В. О., Ткаченко В. В., Ткаченко О. В., Угрін М. І. (49)  
Нове покоління фотоприймачів ультрафіолетового випромінювання. Колежук К. В., Комащенко В. М., Шереметова Г. І., Коржиський Ф. І., Чміль В. М. (51)  
Потужні НВЧ-транзистори на основі широкозонних напівпровідників. Босій В. І., Іващук А. В., Ковальчук В. М., Семашко О. М. (53)  
Нове покоління мікроелектронних кремнієвих термодатчиків. Шварц Ю. М., Шварц М. М., Іващенко А. Н., Босій В. І., Максименко А. Г., Сапон С. В. (59)  
Розрахунок релаксаційних параметрів GaAs в сильних полях. Москалюк В. О., Тимофєєв В. І., Іващук А. В. (61)

CONTENT

At source of superlownoise microwave equipments. Chmil' V. M. (5)

**Technical polytic**  
The concept of construction of a national network of broadband wireless access. Kravchuk S. A., Potienko V. P., Chmil' V. M. (5)

**Microwave system**  
Microwave radiometric system "Zir" applied for custom services. Shilo S. A., Chmil' V. M., Berezhnoy V. A., Muskin Yu. N., Bychkov D. M., Gavrilenko A. S., Kuzhel V. I., Levda A. S., Bykov V. M. (11)  
Multichannel radiometer for radiovision systems. Berezhnoy V. A., Kuzhel V. I., Tuzenko A. P., Muskin Yu. N., Demyanenko Yu. A., Ryabchuk A. F., Sankin V. A., Cherniy B. S., Shilo S. A. (14)  
Transceiving radar unit of mm wave-length range. Zyzkow V. A., Klochko G. E., Kolisnichenko M. W., Potyenko V. P., Cherny B. S. (15)  
Uniform microwave moduls for secondary converters of multi-channel radiometers. Berezhnoy V. A., Tuzenko A. P., Cherniy B. S., Kosmakov P. G., Kuzhel V. I., Shilo S. A. (19)  
High sensitive modulation radiometric receiver of the frequency range 92...96 GHz. Berezhnoy V. A., Kuzhel V. I., Ignatenko V. S., Kondrashenko M. A., Ryabchuk A. F., Cherniy B. S. (21)  
The hardware and software package of the radiometric system «Zir» data preprocessing. Shilo S. A., Bychkov D. M., Gavrilenko A. S. (23)  
Radiothermal facilities for ensuring the fire services of aviation-supported forest protection. Komyak V. A., Shilo S. A. (25)  
Multichannel measuring system for calibration of high temperature noise-generators. Berezhnoy V. A., Kuzhel V. I., Ostapchuk A. Yu. (28)  
Features of processing and visualization of the doppler radar output information of a air station field review. Gavrilenko A. S., Bychkov D. M. (30)  
Power effective coherent Ka-band transceiver for mobile low range radars. Khitrovskiy V. A., Berkuta D. M. (33)

**Microwave centres, blocks and instruments**  
Microstrip line unetched traveling-wave filter. Glushechenko E. N. (35)  
Combinated 16-channel microstrip microwave power divider. Berezhnoy V. A., Tyzenko A. P., Kosmakov P. P. (37)  
Broadband hige sensitive detector devices of mm-range of radiowave. Aseeva E. N., May V. I., Superson V. I. (38)  
Monolithic balance mixer of 80—100 GHz frequency range. Aseeva E. N., May V. I., May A. V., Superson V. I., Tkachenko V. V. (39)  
Frequency multiplier of 35—40 GHz frequency range. May V. I., Superson V. I., Ugrin M. I. (40)  
Small-size strobe unit with reduced power consumption. Ruban V. P., Kholod P. V. (41)  
Simple method of the chained connections of the microwave four-poles analysis. Glushechenko E. N. (44)  
A range of unified balanced power supplies for radiorelay stations. Chizhma N. M. (46)

**Solid-stare microwave microelectronics**  
Mixer-detector and multiplier diodes for the mixer of UHF receiver arrangements. Bobzhenko S. V., May V. I., Novitskiy V. A., Tkachenko V. V., Tkachenko A. V., Ugrin M. I. (49)  
New generation of photodetectors for ultraviolet radiation. Kolezhuk K. V., Komashenko V. N., Sheremetova G. I., Korzhinsky F. I., Chmil' V. M. (51)  
Power UHF transistors on the wide bandgap semiconductors. Bosiy V. I., Ivaschuk A. V., Kovalchuk V. N., Semashko E. M. (53)  
New generation of the misroelectronics silicon diode temperature sensors. Shwarts Yu. M., Shwarts M. M., Ivaschenko A. N., Bosiy V. I., Maksimenko A. G., Sapon S. V. (59)  
Calculation of relaxation parameters GaAs in strong electric fields. Moskalyuk V. A., Timofeev V. I., Ivaschuk A. V. (61)

1966 г., ноябрь. Решение Государственного комитета по науке и технике СССР о создании Научно-исследовательского института криогенной электроники и возложении на него задач координации работ по криогенной электронике.

1968 г. Приказ МЭП СССР о создании НИИ криогенной электроники с опытным заводом и размещении его в г. Киеве.

1968 г. Распоряжение министра о создании журнала "Криогенная электроника".

1975 г. Изготовлен первый в НИИ "Сатурн" GaAs полевой транзистор. Выполнена первая в СССР приемно-усилительная СВЧ система с термоэлектронным охлаждением.

1979 г. Первая Государственная премия СССР (Гасанов Л. Г.).

1980 г. На радиотелескоп РАТАН-600 поставлено изделие "Экспонат-М" с рекордной температурой шума ≤7 К.

1983 г. Золотая медаль Международной Лейпцигской ярмарки за разработку криохирургической установки "Криоэлектроника-1".

1984 г. Прием фотографического изображения поверхности планеты Венера (изделие "Эксперимент", Подмоскowie).

1986 г. Награждение коллектива НИИ "Сатурн" орденом Трудового Красного Знамени.

1989 г. Изготовлены первые СВЧ монолитные интегральные схемы.

1995 г. Международный симпозиум ISRAMT-95 в г. Киеве.

1999 г. Первые поставки на экспорт, в Италию. Первая поставка СВЧ-узлов в Китайскую Народную Республику.

2001 г. Поставка партии мобильных радиорелейных телевизионных комплектов в Иран.

2003 г. 35 лет научно-производственной деятельности коллектива Научно-производственного предприятия "Сатурн".

## **У ИСТОКОВ СВЕРХМАЛОШУМЯЩЕЙ ТЕХНИКИ СВЧ**

*Начало 1960-х годов ознаменовалось бурным развитием ракетно-космической техники, что не могло не сказаться на необходимости создания нового класса сверхмалошумящей радиоприемной аппаратуры для систем дальней связи и телеуправления.*

*Накопленный на тот период опыт традиционной радиотехники, технологии создания активных полупроводниковых элементов, схемотехнические решения не позволяли существенно снизить уровень собственных шумов СВЧ-устройств.*

*В научно-технической литературе, как отечественной, так и зарубежной, появились малочисленные публикации о попытках снижения собственных шумов за счет охлаждения входных устройств до низких температур. Эти пионерские исследования легли в основу зарождавшегося в то время нового направления, радиоэлектроники низких температур — криоэлектроники.*

*Появляются первые квантовые парамагнитные усилители — лазеры, которые на тот период были самыми малошумящими устройствами. Однако, несмотря на малый шум, эти устройства были сложны в эксплуатации, требовали охлаждения до гелиевых температур (4,2 К), что позволяло использовать их только в стационарных устройствах.*

*Зарубежная информация о разработках и оснащении наземных спутниковых станций военного назначения малошумящими приемными системами с микрокриогенными установками замкнутого цикла в значительной мере ускорила решение различных инстанций о создании в СССР специального института.*

*35 лет назад постановлением СМ СССР в структуре Министерства электронной про-*

*мышленности в Киеве был создан Научно-исследовательский институт криогенной электроники (НИИ КЭ), позднее переименованный в НПО «Сатурн», основной научно-технической задачей которого являлось создание сверхмалошумящих приемных систем различного назначения. Директором НИИ был назначен талантливый ученый и организатор доктор технических наук В. Н. Алфеев, ранее возглавлявший отдел сверхмалошумящих систем ЦНИИС МО. Научным ядром вновь создаваемого института стали специалисты, прибывшие в Киев из различных научных школ Советского Союза. В период 1968—1972 годов коллектив института значительно пополнился выпускниками вузов в основном из киевской (КПИ, Университет им. Т. Г. Шевченко) и харьковской (ХГУ, ХИРЭ) научных школ.*

*Постепенно формировался коллектив профессионалов, имеющих опыт работы в области криоэлектроники, а вокруг них группировалась жаждущая знаний молодежь. Так складывался кадровый потенциал института.*

*Первой серьезной проверкой научно-технических возможностей молодого коллектива стала масштабная программа по разработке сверхмалошумящих приемных систем на основе охлаждаемых до уровня 15 К широкополосных усилителей с параметрами, не уступающими лучшим зарубежным аналогам.*

*При поддержке министра электронной промышленности **А. И. Шокина** через постановление правительства была организована достаточно широкая кооперация предприятий различных отраслей промышленности по созданию новых современных комплектующих элементов, микрокриогенных систем, измерительного и технологического оборудования. Выпол-*

нение этой программы позволило создать не только базовую конструкцию сверхмалошумящих приемных комплексов и организовать их серийный выпуск, но и дало мощный импульс в развитии полупроводниковой электроники, ферритовых приборов, измерительной техники, микрокриогенной техники и ряда других направлений, связанных с электроникой СВЧ.

Несмотря на все сложности, создание криоэлектронных приемо-преобразовательных систем и на сегодняшний день является одним из основных научно-технических направлений института.

В середине 1970-х годов в институте начинают активно развиваться арсенидгаллиевые технологии. Руководство института и научная общественность понимали, что уникальные криоэлектронные системы не смогут решить всё более усложняющиеся задачи по технике малошумящего приема, и поэтому ставились задачи по поиску новых путей решения проблемы.

Под руководством Л. Г. Гассанова, одного из ведущих специалистов в области СВЧ-электроники, сменившего В. Н. Алфеева на посту директора НИИ, в институте создаются базовые планарно-эпитаксиальная технология и технология ионного легирования. Проводятся работы по формированию субмикронных элементов конструкции приборов, для чего развиваются технологии электронно-лучевой литографии, что позволило создать приборы с минимальными размерами 0,25—0,3 мкм. Позже создаются гетероэпитаксиальные структуры на материалах группы  $A_3B_5$  на базе молекулярно-лучевой и МОС-гибридной технологии.

Развитие на предприятии этих технологий открывало путь к резкому снижению шумовых характеристик полупроводниковых приборов, а значит, и систем, без глубокого охлаждения.

Наличие собственной СВЧ элементной базы позволяло коллективу предприятия в сжатые сроки обеспечивать возрастающие заказы на различные СВЧ-устройства и системы в широком диапазоне длин волн. На опытном заводе при НИИ ежегодно осваивалось более десятка новых видов малошумящих СВЧ-приборов и систем для телекоммуникационного обо-

рудования, систем телеметрии, медицины и других задач.

В конце 1980-х годов научно-технический совет принял программу по созданию более комплексированных систем на базе существующих технологий. Как показала жизнь, это решение было стратегически верным. После распада Советского Союза спрос на элементы, узлы и приборы резко упал. Созданный к тому времени ряд радиорелейных систем в диапазоне 4—36 ГГц для связи и телевидения позволил коллективу в основном сохранить кадровый и научно-технический потенциал.

Сегодня Научно-производственное предприятие «Сатурн» — это современное предприятие в области создания изделий СВЧ-техники, обладающее прогрессивными технологиями, высоким научно-техническим потенциалом, квалифицированными кадрами.

Основными научно-техническими направлениями являются:

- малошумящие усилительно-преобразовательные устройства сантиметрового и миллиметрового диапазона длин волн;

- сверхчувствительные усилительно-преобразовательные системы водородного уровня охлаждения для радиоастрономии;

- цифровые и телевизионные радиорелейные линии связи;

- системы радиовидения и радиометрии;

- радиолокационные уровнемеры;

- малошумящие усилители, преобразователи, смесители, детекторы, фазовые манипуляторы и другие узлы и блоки СВЧ-техники в диапазоне 1—120 ГГц;

- GaAs СВЧ малошумящие транзисторы и диоды, монолитные микросхемы.

Замкнутая структура создания СВЧ-техники — от элементов до комплексных изделий — позволяет предприятию в сегодняшних условиях развиваться и решать вопросы обеспечения выпуска изделий как гражданского применения, так и для национальной безопасности страны.

К. т. н. В. М. ЧМИЛЬ,  
генеральный директор Научно-производственного предприятия "Сатурн"

К. т. н. С. А. КРАВЧУК, В. П. ПОТИЕНКО, к. т. н. В. М. ЧМИЛЬ

Украина, г. Киев, НТУУ "Киевский политехнический институт", ДП "Сонар",  
 Научно-производственное предприятие «Сатурн»  
 E-mail: sonar@gu.kiev.ua

Дата поступления в редакцию  
 18.04 2003 г.

Оппонент д. т. н. М. Е. ИЛЬЧЕНКО  
 (НТУУ "КПИ", г. Киев)

## КОНЦЕПЦИЯ ПОСТРОЕНИЯ НАЦИОНАЛЬНОЙ СЕТИ ШИРОКОПОЛОСНОГО БЕСПРОВОДНОГО ДОСТУПА

*Концепция представляется как совокупность беспроводных телекоммуникационных средств обеспечения информационных услуг, транспортных и корпоративных сетей и сетей доступа.*

Развитие современных телекоммуникаций, прежде всего, направлено на удовлетворение постоянно растущих потребностей пользователей, на расширение спектра предоставляемых им услуг в сторону высокоскоростного мультимедийного трафика. Однако быстрый рост объема такого трафика требует не менее быстрой адекватной реакции по обеспечению его передачи со стороны телекоммуникационных сетей, начиная от магистральных коммуникаций и заканчивая уровнем «последней мили». Как результат, наметилась четкая тенденция к переходу на абонентском уровне к использованию скоростей передачи не менее E1, а на зонавых уровнях – STM-1 и выше. Осуществить подобный переход в достаточно сжатые строки и с минимальными капитальными затратами можно только путем применения высокоскоростных беспроводных технологий, которые должны быть тесно связаны с магистральными ВОЛС (волоконно-оптические линии связи) и местными информационными ресурсами. Реализацией таких технологий, базирующихся на последних достижениях микроволновой техники, цифровой обработки сигналов, информационных и сетевых технологий, стало создание т. н. систем широкополосного беспроводного доступа (СШБД) [1].

Широкополосный беспроводный доступ (BWA — Broadband Wireless Access) подразумевает обеспечение соединений со скоростями передачи более 1,544 Мбит/с (T1) или 2,048 Мбит/с (E1). В зависимости от отношения к службам связи ШБД может быть фиксированным (FWA — Fixed Wireless Access), подвижным

(MWA — Mobile Wireless Access) или переносным (NWA — Nomadic Wireless Access).

Системы ШБД, которые поддерживают беспроводный обмен более чем одного из таких видов информации как графика, текст, звук, изображение, данные и видео, называют мультимедийными беспроводными системами (MWS — Multimedia Wireless System).

Основным назначением СШБД является предоставление пользователям наиболее полного т. н. широкополосного сервиса (службы). Последний можно выразить как определенный перечень услуг, которые должна предоставить своим пользователям СШБД при обеспечении заданного качества обслуживания (QoS). Такой перечень услуг приведен в табл. 1.

Наиболее известными СШБД являются локальные компьютерные радиосети (ЛКР), системы фиксированного широкополосного радиодоступа (СФШР) и широкополосные системы мобильной связи 3-го и 4-го поколения.

Следует отметить, что использование СШБД особенно привлекательно для стран, территория которых географически сосредоточена в определенной ком-

Таблица 1

Перечень услуг широкополосного доступа

Виды широкополосного сервиса		Скорость передачи, Кбит/с, в потоках:		Коэффициент ошибки, не более	Задержка, мс
		в прямом	в обратном		
Видеоконференции	Низкого качества	64	64	10 <sup>-8</sup> ...10 <sup>-10</sup>	100
	Среднего качества	2048	384		
	Высокого качества	8448	2048		
Видео и телевидение	По требованию	3200...4096	16...64	10 <sup>-8</sup> ...10 <sup>-10</sup>	100
	Вещание	8448	—		
	Репортажное	64	8192		
Голос	IP-трафик	64	16...64	10 <sup>-6</sup>	10
	Обычный телефон, ISDN	64	64		
	Стык с ТСОП*	2048	2048		
Интернет-данные	Низкого качества	32...512	8...64	10 <sup>-8</sup> ...10 <sup>-10</sup>	100
	Среднего качества	512...2048	64...512		
	Высокого качества	2048...8192	512...2048		
Транспортный уровень	Стык с сотовой связью	2048	2048	10 <sup>-10</sup>	10
	Стык с ЛВС	84448	8448		
	Стык с АТМ	25600	25600		
	DVB с мультиплексированием	34368	—		

\* ТСОП – телефонная сеть общего пользования

пактной области. Это могут быть страны Европы, островные государства и т. п. К таким странам относятся и Украина, для которой многоспутниковая связь является чрезмерной, а наземная телекоммуникационная инфраструктура, в особенности для предоставления широкополосных услуг, еще недостаточно развита. В этой связи видится актуальной выработка своей национальной концепции построения сети беспроводного широкополосного доступа, учитывающей особенности развития отечественных телекоммуникационных технологий и особенностей экономического и географического положения Украины.

**Основные положения**

Концепция построения национальной сети ШБД как совокупности беспроводных телекоммуникационных средств предоставления информационных и других услуг, а также беспроводных транспортных и корпоративных сетей, сетей доступа базируется на следующих принципах:

- сосредоточение телекоммуникационных средств там, где существует наибольшая плотность пользователей;
- поддержание высокой информационной пропускной способности;
- применение современных микроволновых, сетевых и информационных технологий;
- обеспечение передачи всех видов информации (речь, текст, данные, изображение, видео и т. д.);

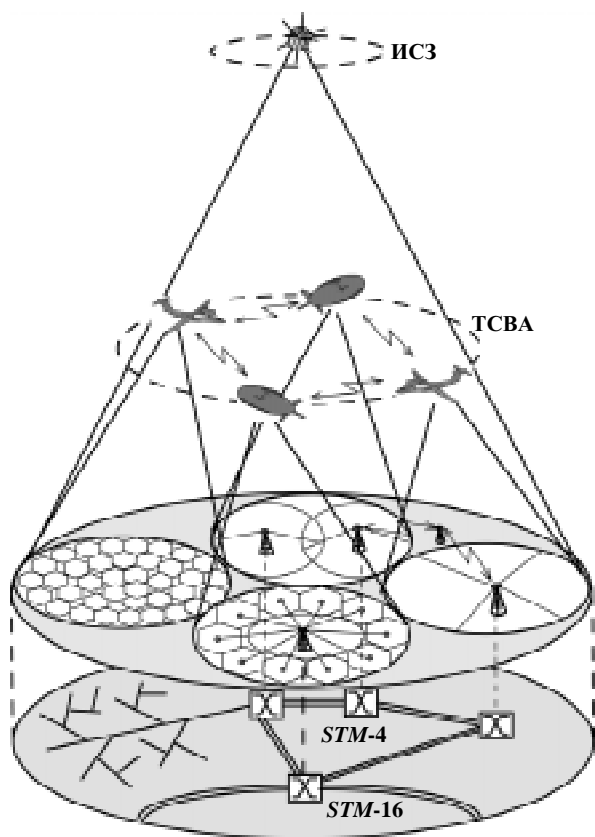


Рис. 1. Общая структура построения национальной сети ШБД (ИСЗ — искусственный спутник Земли)

- максимальное задействование отечественного научно-производственного потенциала;
- реализация мобильности — предоставление каждому пользователю возможности использовать требуемое ему соединение независимо от места подключения к сети;
- наполнение беспроводной сети информационными потоками, прежде всего, через соединения с ВОЛС-магистральями;
- прозрачность поддержания соединений для информационных потоков разных стандартов через специальные интерфейсы, определяемые протокольным уровнем СШБД, который не распространяется на внешние сети.

Общая структура построения национальной сети ШБД представлена на рис. 1. Рассматривая такую сеть по вертикальной иерархии (сверху вниз), можно выделить следующие четыре ее уровня:

1. Спутниковая связь с минимальной информационной плотностью.
2. Стратосферные телекоммуникационные системы со средней информационной плотностью.
3. Наземные беспроводные системы с максимальной информационной плотностью.
4. Доступ к наземным магистральным ВОЛС, распределительным местным кабельным сетям и информационным ресурсам.

**Уровень спутниковой связи**

Верхний уровень вертикальной иерархии составляет плоскость спутниковой связи, обеспечивающая невысокую, но равномерную по всей зоне действия, плотность информационного наполнения. Нужно отметить, что спутниковые системы не могут конкурировать с наземными сотовыми сетями по предоставлению услуг в пределах густонаселенных районов. Они также уступают и оптоволоконным системам по предоставлению услуг межконтинентальной связи, занимая скромное положение резервных систем связи.

За годы, прошедшие с момента провозглашения независимости Украины, отношение к развитию спутниковой связи неоднократно изменялось. Отрицательным фактором при планировании развития национальной спутниковой связи стало заимствование подходов в этой области у таких стран как Россия и США. Эти подходы большей частью не могут быть приемлемыми для Украины, территория которой не имеет такой протяженности и таких больших труднодоступных малонаселенных областей, как в этих странах, где спутниковая связь может быть единственной альтернативой. Результатом такого подхода явилась разработка в 1997 г. проекта ЕССПИ (Единой спутниковой системы передачи информации) [2], которая из-за своей глобальности и отвлеченности от реалий развития национальных телекоммуникаций до настоящего времени не получила ни поддержки, ни заинтересованности коммерческих или государственных структур.

В последнее время в публикациях [3] поднимается вопрос о создании отечественного телекоммуникационного спутника Украины. Основным аргументом (при этом без надлежащей технико-экономической оценки) служит выдвигаемое предположение о возможном снижении стоимости услуг связи для

отечественных операторов. При этом не учитываются расходы на обслуживание и управление спутником, начальные капиталовложения на его производство и запуск. Но главное, не учитываются принципиальные различия корпоративных интересов, а также разные технические и финансовые возможности отечественных операторов спутниковой связи. Да и следует ли создавать сейчас свою орбитальную спутниковую группировку, когда территорию Украины покрывает целый ряд спутников международных консорциумов Интелсат, Интерспутник и др.

В настоящее время спрос на услуги спутниковой связи не является таким высоким, чтобы создавать свои спутниковые ретрансляторы, тем более в свете недавних провалов проектов низкоорбитальных спутниковых систем. Поэтому в ближайшее время наиболее рентабельным направлением поддержания спутниковой связи на Украине представляется аренда ресурсов спутников международных консорциумов.

Главной же задачей национальной спутниковой связи является обеспечение отечественного телерадиовещания и различных услуг узкополосной связи, а также взаимодействие с глобальными и зарубежными национальными телекоммуникационными сетями.

### Уровень систем на базе высокоподнятых аэроплатформ

Основным недостатком спутниковых систем является значительная нерациональность их использования применительно к предоставлению услуг связи (чрезмерность в малонаселенных областях и дефицит в урбанизированных центрах). Собственно, стремлением решить эту проблему стали разработки низкоорбитальных спутниковых систем. Однако и они не стали панацеей в решении данной проблемы. Сколько спутников ни будет запущено, все равно их нельзя заставить концентрироваться именно над большими городами, где живет большинство пользователей.

Кардинальным решением в обеспечении информационных услуг урбанизированных районов является разработка нового вида систем широкополосного беспроводного доступа, названных телекоммуникационными системами на базе высокоподнятых аэроплатформ — ТСВА (High Altitude Platform Station — HAPS) [4]. Основная идея ТСВА состоит в реализации широкополосной связи с помощью ретранслирующей станции, расположенной на специальной аэроплатформе в стратосфере на высоте 14—28 км.

Общая структурная схема одной соты ТСВА приведена на **рис. 2**. В состав ТСВА могут входить:

— станция на базе высокоподнятой аэро-



Рис. 2. Структурная схема одной соты ТСВА

платформы (СВА), которая представляет собой ретранслятор, расположенный на аэроплатформе в стратосфере;

- наземная станция согласования с внешними сетями (шлюзовая станция);
- наземная станция управления сетью;
- терминалы воздушных пользователей;
- терминалы наземных пользователей.

Структура ТСВА имеет открытый характер, который позволяет интегрировать в пределах системы разнообразнейшие виды телекоммуникаций — от проводных до беспроводных. Проводные системы, главным образом оптические, подключаются через шлюзовую станцию для выхода во внешние сети, а беспроводные — компьютерные радиосети, системы широкополосного радиодоступа — формируют микросоты абонентского доступа в зоне действия ТСВА.

Сравнение ТСВА с другими телекоммуникационными системами широкополосного доступа показано в **табл. 2**. Из таблицы видно, что ТСВА становится очень серьезным конкурентом спутниковой связи, хотя предусматривает тесное сотрудничество со спутниковыми сетями и старается занять промежуточное место между наземными и спутниковыми широкопо-

Таблица 2

Сравнение систем спутниковой, наземной связи с ТСВА

Характеристики системы	Название системы				
	LMDS	ТСВА		Teledesic (LEO)	Astro Link (GEO)
		Sky Station	HALO		
Платформа	Вышка	Дирижабль	Самолет	Спутник	Спутник
Высота, км	0,025...0,2	21	20	700	36 000
Диаметр зоны обслуживания, км	6...10	50...250	50...250	5 000	20 000
Диапазон частот, ГГц	27,5...29,5	47,9...48,2 ↑ 47,2...47,5 ↓	27,5...28,35	18,8...19,3 ↑ 28,6...29,1 ↓	12,219 ↓
Задержка прохождения сигнала, мс	0,003...0,06	0,1...0,35	0,1...0,35	5...50	200...400
Плотность трафика в зоне действия, Мбит/км <sup>2</sup>	3	2	2	0,002...0,02	0,0005... 0,02
Стоимость, млрд. дол. США	0,01	2,5	0,8	9	4

лосными системами. Кроме этого, развертывание СВА позволит более эффективно строить радиолинии "Земля—спутник". СВА может взять на себя роль активного ретранслятора между спутником и земной станцией (ЗС), что существенно снизит требования к энергетике радиолинии "Земля—спутник" и повысит ее надежность.

На данное время для ТСВА используются три вида аэроплатформ — стратостат, пилотируемый и беспилотный самолеты.

В данном случае стратостат — это герметизированный дирижабль сигарообразной формы большого объема (около 105 тыс. м<sup>3</sup>) с жесткой оболочкой. Срок службы такого дирижабля составляет 3—10 лет. Он несет на себе топливные баки, солнечные батареи и гарантирует полезную нагрузку в 500—1000 кг. С помощью специальных двигателей стратостат может удерживаться в стабильном положении, противодействуя влиянию ветра и попаданию микрометеоритов.

Для использования в ТСВА предлагают стратостаты StratSat английской компании Advanced Technology Group, Stratospheric Platform System национальной аэрокосмической лаборатории Японии, Sky Station американской компании Sky Station International. Длина аппаратов составляет от 150 до 250 м, а ширина — 40—70 м.

Примером пилотируемого самолета может послужить Proteus, который может нести полезную нагрузку в 1 т и способен находиться в воздухе на высоте 18—20 км на протяжении 14 часов.

Беспилотный самолет Helios, разработанный для NASA, предоставляет компания AeroVironment Inc. Общая масса такого самолета не превышает 600 кг. Источником электроэнергии для него служат размещенные на верхней поверхности крыльев солнечные батареи общей мощностью 35 кВт. В августе 2001 г. Helios осуществил четырехсуточный беспосадочный перелет и достиг высоты полета 29,5 км.

Все аэроплатформы поддерживают высоту не менее 14 км, оставляя далеко внизу под собой воздушные коммерческие пути соединений и зону неустойчивых погодных условий. Нужно отметить, что на аэроплатформах, в отличие от спутников, оборудование можно постоянно заменять. Это делает системы на базе аэроплатформ гибкими, позволяет проводить обслуживание бортового оборудования и его модернизацию.

С 2000 г. Рекомендации МСЭ-Р F.1500 и F.1501 относят ТСВА к фиксированной наземной службе национальных и/или региональных сетей и определяют для них диапазоны частот 47,2...47,5 ГГц и 47,9...48,2 ГГц. Рекомендации также определяют условия взаимодействия ТСВА с другими наземными фиксированными службами и выделяют три зоны обслуживания: центральную (*urban*) с наивысшей плотностью абонентов, пригородную или среднюю (*suburban*), периферийную или сельскую (*rural*).

В рамках обслуживаемой территории ТСВА обеспечивает прямой обмен разнородным трафиком (голос, данные, видео) между пользователями, а для связи с внешними источниками информации и пользователями используют наземные сети общего пользования и спутниковые каналы связи. Кроме этого, зона действия ТСВА имеет сотовую структуру, что позволяет строить на своей основе многосотовую сеть с обеспечением межсотового трафика исключительно через стратосферную сетку из ряда СВА. В такой сетке мультимедийный пакетный трафик пе-

редается по восходящим линиям земными станциями, которые могут быть стационарными или подвижными. Принятые на каждой СВА пакеты демодулируются и декодируются, т. е. осуществляется обработка сигналов в полосе модулирующих частот для последующей передачи. Чтобы определить, в какой из ближайших узлов сети передать пакет, из него выделяется адрес получателя и затем выполняется алгоритм маршрутизации. Пакет может быть в дальнейшем передан по нисходящей линии (если пункт назначения обслуживается данной СВА), но обычно он передается по нескольким стратосферным межстанционным каналам с обработкой и промежуточным хранением на борту СВА, а затем передается по нисходящей линии на ЗС, которая является пунктом назначения.

В зависимости от матрицы трафика в каждый момент времени одни СВА могут передавать пакеты только по стратосферным сегментам, а другие — только по линиям связи с ЗС. Но более распространенным будет обслуживание обоих потоков сообщений, причем отношение объемов передаваемой информации определяется матрицей трафика и условиями, в которых находится СВА.

При работе в сети предполагается использование конечными пунктами протокола транспортного уровня, что обеспечивает надежную связь через сеть. Доступ к сети и сквозная передача обеспечиваются ЗС с помощью протоколов сетевого уровня. Это позволяет предоставлять требуемые услуги и осуществлять сквозное управление потоками. Протоколы маршрутизации и управления при перегрузках выполняются совместно земными станциями и СВА. Предполагается, что в этих протоколах предусмотрено полностью рассредоточенное управление, поэтому для обеспечения высокой жизнеспособности не нужны особые ЗС или СВА, выход из строя которых привел бы к резкому ухудшению работы системы. Протоколы канального уровня обеспечивают многостанционный доступ, квитирование, наведение антенн и обработку сигналов на каждой СВА и на каждой ЗС.

Следует отметить, что в НТУУ «КПИ» разрабатывается отечественный проект ТСВА под названием "Небесная сота" [5], направленный на построение телекоммуникационной сети широкополосного беспроводного доступа на базе современных технологий IP/ATM при интеграции с плезеохронной и синхронной иерархиями. Основными информационными потоками вниз являются STM0 и STM1, а вверх (от абонентов) — потоки от 32 Кбит/с до 32 Мбит/с. Для фиксированной службы рабочий диапазон системы составляет 48 ГГц, для мобильной и вещательной служб — зависит от используемых стандартов.

#### Уровень наземных систем широкополосного доступа

Наземный уровень вертикальной иерархии составляет плоскость наземных систем широкополосного радиодоступа (СШР), к которым относятся хорошо известные радиосистемы LMDS (Local Multipoint Distribution Service), МИТРИС (микроволновая интегрированная телерадиоинформационная система), CRABS (Cellular Radio Access for Broadband Services),

МТРС (микроволновая телекоммуникационная распределительная система) и др.

Структура СШР, в основном, строится по звездобразной топологии: одна беспроводная точка доступа (базовая станция — БС) и ряд абонентских терминалов (АТ), которым предоставляется внутренний обмен информацией и выход во внешние сети посредством все той же точки доступа [6].

Большой интерес вызывают СШР т. н. «двухурвневой конфигурации» (TLN – two-layer network). TLN состоит из первого уровня, формируемого радиолниями между БС и локальными ретрансляторами (ЛР), и второго уровня «последней мили», предназначенного для обеспечения связи ЛР с оконечными АТ. При этом на первом уровне формируется макросота в диапазоне миллиметровых волн, а на втором — ряд микросот диапазонов 2,4 или 5,8 ГГц.

В качестве обратного канала в микросотах TLN перспективно использование технологий CDMA (Code Division Multiple Access — множественный доступ с кодовым разделением каналов) и DECT (Digital European Cordless Telecommunications — Европейский стандарт на цифровую беспроводную связь) [7, 8].

Основной связующей инфраструктурой для зонных и локальных сетей остаются малогабаритные радиорелейные системы, обеспечивающие передачу всех видов информации и работающие в режиме «точка—точка» [9—11].

#### Уровень доступа к ВОЛС

Большие возможности открывает новая технология, реализующая системы широкополосного доступа на основе гибридного соединения «оптоволоконно—радиоканал» (ГСОР) [12], основные положения которой определены в Рекомендациях МСЭ-Р F.1332. В англоязычной литературе такую технологию называют пассивной оптической сетью с антенной головной станцией MAPON (Master Antenna Passive Optical Network) или гибридным оптоволоконным радио HFR (Hybrid Fiber Radio).

Какие же основные достоинства определяют ГСОР? Это, прежде всего, предоставление системам широкополосной микроволновой радиосвязи простого и эффективного интерфейса с ВОЛС, а также использование ряда преимуществ, присущих оптоволоконным технологиям, таких, например, как высокая помехозащищенность, обеспечение больших развязок между радио- и оптическими каналами, сверхширокополосность, высокая стабильность частоты, которую может обеспечить квантовый генератор, устойчивость к воздействию внешних электромагнитных полей и пр.

Сама идея ГСОР достаточно проста. Если оптическая несущая промодулирована информационным сигналом диапазона 20...60 ГГц, то выделить последний доста-

точно легко фотодетектором с последующей передачей выделенного сигнала через миллиметровый радиотракт. Возможно и обратное преобразование: радиосигнал → преобразователь «миллиметровый — оптический диапазоны» → ВОЛС. Последняя схема очень перспективна в случае установки на жилом доме приемной радиостанции цифрового телевидения и последующего его распределения по квартирам при помощи пассивной оптической сети.

В настоящее время проходят испытания и экспериментальную отработку ряд проектов ГСОР, предназначенных для осуществления распределения цифрового телевидения и реализации многоуровневых систем широкополосного радиодоступа.

На рис. 3 представлена общая структурная схема миллиметровой системы широкополосного радиодоступа на основе ГСОР. Радиосистема состоит из центральной станции (ЦС) и ряда БС, формирующих свои отдельные соты. На ЦС установлены оптические передатчики и приемники с реализацией мультиплексирования по длине волны. На каждую БС от ЦС через ВОЛС поступают опорный сигнал миллиметрового диапазона  $\lambda_0$  и  $i$ -е несущие информационных промежуточных частот (ПЧ)  $\lambda_i$ . Такое построение позволяет подводить к каждой БС цифровой поток со скоростью 155 Мбит/с.

На БС информационный сигнал  $\lambda_i$  выделяется в фотоприемнике, после чего усиливается, преобразуется и передается в эфир пространства соты. Опорный же сигнал  $\lambda_0$  может служить внешним сигналом синхронизации для гетеродина или использоваться непосредственно путем усиления до требуемого уровня мощности, тем самым заменяя гетеродин.

#### Выводы

Представленная концепция построения национальной сети широкополосного беспроводного доступа позволяет осуществить оптимальное территориальное распределение информационного трафика. Строительство такой сети не требует значительных капитальных затрат и, соответственно, позволяет ускорить окупаемость вложенных в нее средств, что очень важно для государства с развивающейся экономикой. Возможность быстрого развертывания сети позволяет решить проблему предоставления полного набора мультимедийных услуг и обеспечить ими государственных, корпоративных и индивидуальных потребителей.

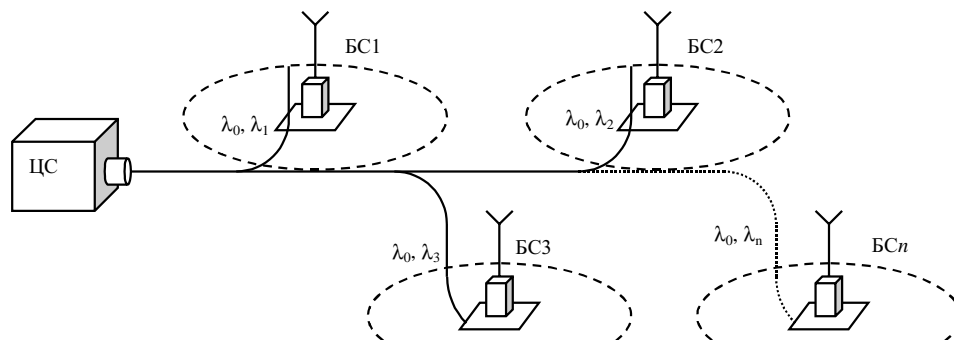


Рис. 3. Общая структура построения системы широкополосного радиодоступа на основе ГСОР

Реализовать представленную концепцию вполне по силам отечественным научно-исследовательским и проектным институтам, производственным предприятиям.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Кравчук С. А., Ильченко М. Е. Системы широкополосного беспроводного доступа. Термины и определения // Мат-лы 12-й Междунар. конф. КрыМиКо'2002 «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 9—13 сентября 2002 г., Севастополь, Крым, Украина.— С. 52—55.
2. Негода А., Комаров В., Сундучков К. Концептуальные положения создания единой спутниковой системы передачи информации на Украине // Там же.— Мат-лы 7-й конф. КрыМиКо'97.— 15—18 сентября 1997 г.— Т. 1.— С. 3—8.
3. Бобров И. Н., Липатов А. А., Федорова Т. М. Проблемы создания национального телекоммуникационного спутника Украины // Там же.— Мат-лы 12-й конф. КрыМиКо'2002.— 9—13 сентября 2002 г.— С. 229—230.
4. Ильченко М. Е., Кравчук С. А. Перспективы развития телекоммуникаций // Там же.— Мат-лы 11-й конф. КрыМиКо'2001.— 10—14 сентября 2001 г.— С. 237—240.
5. Кравчук С. О., Ильченко М. Ю., Антоненко Р. А. Телекоммуникаційні системи на базі високочастотних аероплатформ // Зв'язок.— 2003.— № 3.— С. 48—53.
6. Кравчук С. А., Потенко В. П., Петухов И. М. Реализация технологии передачи Internet-информации путем создания зоно-

вой цифровой микроволновой сети // Мат-лы 8-й Междунар. конф. КрыМиКо'98 «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 14—17 сентября 1998 г., Севастополь, Крым, Украина. Т. 2.— С. 808—811.

7. Yoon Y. K., Ulema M. A wireless local loop system based on wideband CDMA technology // IEEE Communications Magazine.— 1999.— Vol. 37, N 10.— P. 128—135.

8. Celidonio M., Zenobio D. D., Bordoni F. U. A wideband two-layer radio access network using DECT technology in the uplink // Ibid.— P. 76—81.

9. Нарытник Т., Сайко В., Потенко В., Войтенко А. Радиорелейная связь сегодня // Сети и телекоммуникации.— 2001.— № 4.— С. 38—45.

10. Кравчук С. А., Потенко В. П., Чмил В. М. и др. Радиорелейные системы НПП «Сатурн» // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 1999.— № 4.— С. 26—30.

11. Потенко В. П., Чмил В. М. Радиорелейные системы серий «Сатурн-Т» и «Сатурн-Е»: результаты разработки и сравнительный анализ / Сб. докл. 5-й междунар. науч.-техн. конф. «Достижения в телекоммуникациях за 10 лет независимости Украины» (ТЕЛЕКОМ-2001). Часть 1.— 21—22 августа 2001 г., Одесса, Украина.— С. 108—112.

12. Кравчук С. А., Липатов А. А. Современные телекоммуникационные технологии диапазона миллиметровых волн // Мат-лы 12-й Междунар. конф. КрыМиКо'2002 «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 9—13 сентября 2002 г., Севастополь, Крым, Украина.— С. 41—42.

ВЫСТАВКИ. КОНФЕРЕНЦИИ. СИМПОЗИУМЫ

13-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»  
8—12 сентября 2003 г., Севастополь, Украина

**КрыМиКо 2003** CriMiCo

September 8—12, 2003 Sevastopol, Ukraine  
13th International Crimean Conference «Microwave & Telecommunication Technology»

Организационный комитет 13-й Международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо'2003)» извещает о том, что конференция состоится 8—12 сентября 2003 года в г. Севастополе в Черноморском филиале Московского государственного университета, Севастопольском национальном техническом университете и Морском гидрофизическом институте НАН Украины.

Рабочие языки конференции — русский и английский

На конференции планируется работа следующих секций:

1. Твердотельные приборы и устройства СВЧ (в том числе интегрированные устройства для средств связи и локации, а также для сопряжения с оптоволоконными и цифровыми устройствами).
2. Электровакуумные и микровакuumные приборы СВЧ.
3. Системы СВЧ-связи, вещания и спутниковой навигации (в том числе методики оценки эффективности сетей связи).
4. Антенны и антенные элементы (в том числе оптические технологии в антенной технике).
5. Пассивные компоненты, материалы, технология изготовления СВЧ-приборов и нанотехнология.



6. СВЧ-электроника сверхбольших мощностей и эффекты.
  7. СВЧ-измерения.
  8. СВЧ-техника в промышленности и на транспорте.
  9. Микроволновое дистанционное зондирование и радиоастрономия.
  - Н. История СВЧ-техники и телекоммуникаций (доклады о юбилеях университетов, НИИ, КБ, журналов, исторических событий, выдающихся ученых).
- В рамках конференции планируется проведение семинаров:  
W1 — Мультисерийные сети широкополосного доступа.  
W2 — Применение СВЧ-техники в медицине и экологии.

Один из дней конференции (10 сентября) запланирован как экскурсионный. В этот день можно выбрать один из трех экскурсионных маршрутов.

Для получения более детальной информации:  
тел.: +380-692-424287 с 12<sup>00</sup> до 16<sup>00</sup> по киевско-минскому времени (с 13<sup>00</sup> до 17<sup>00</sup> по московскому времени)  
e-mail: weber@execs.com <http://ieee.orbita.ru/aps/crim03r.htm>

К. т. н. С. А. ШИЛО, к. т. н. В. М. ЧМИЛЬ,  
к. т. н. В. А. БЕРЕЖНОЙ, к. т. н. Ю. Н. МУСЬКИН, Д. М. БЫЧКОВ,  
А. С. ГАВРИЛЕНКО, В. И. КУЖЕЛЬ, А. С. ЛЕВДА, В. М. БЫКОВ

Дата поступления в редакцию  
21.04 2003 г.

Украина, г. Киев, Научно-производственное предприятие «Сатурн»;  
г. Харьков, Институт радиопизики и электроники им. А. Я. Усикова  
E-mail: chmil@jssaturn.kiev.ua, shilo@ire.kharkov.ua

Оппонент  
к. ф.-м. н. В. Н. РАДЗИХОВСКИЙ  
(г. Киев, ГП "Айсберг")

## СВЧ РАДИОМЕТРИЧЕСКАЯ СИСТЕМА «ЗІР» ДЛЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ В ИНТЕРЕСАХ ТАМОЖЕННЫХ СЛУЖБ

*Представлены результаты разработки и исследований многоканальной системы радиовидения "Зір" диапазона частот 86...100 ГГц.*

В связи с ростом во многих странах опасности экстремизма и террористической деятельности неуклонно возрастает актуальность мер государственных органов, направленных на своевременное выявление и пресечение незаконного оборота оружия, взрывчатых и наркотических веществ, а также на усиление контролирующих функций, обеспечивающих безопасность граждан при проведении массовых мероприятий, поездов на транспорте, а также при охране объектов повышенной важности.

При решении таких задач одной из важных технических мер является организация эффективного дистанционного (бесконтактного) досмотра людей в пунктах специализированного контроля (на пограничных и таможенных постах и охраняемых объектах) и местах массового сосредоточения. Используемые в настоящее время инструментальные средства контроля имеют ряд ограничений, связанных либо с малой пропускной способностью, недостаточной дальностью действия, ограниченным набором детектируемых предметов (например, металлоискатели), либо с невозможностью их применения при массовом досмотре людей из-за негативных последствий (при генерации проникающих излучений в микроволновом и рентгеновском диапазонах спектра).

Электромагнитные волны миллиметрового диапазона, благодаря сравнительно низкому поглощению в тканях одежды, могут служить источником оперативной и дистанционно получаемой информации о наличии "неоднородностей" под одеждой человека, что при массовом досмотре может существенно сузить круг лиц, подвергаемых личному контролю. В качестве методов наблюдения наиболее перспективными следует считать пассивные методы радиовидения, основанные на приеме собственного радиотеплового излучения человека и не связанные с генерацией каких-либо полей и направленных излучений, способные оказать негативное воздействие на людей. При этом возможно обнаружение объектов из различных материалов неорганического и органического происхождения — металлов, керамики, пластических и порошковых материалов [1].

При разработке таких систем, по-видимому, должен быть найден компромисс между величиной проникающей способности и реализуемым пространственным и радиометрическим разрешением (т. е. между параметрами, противоположно зависящими от длины волны излучения) с учетом приемлемой сложности и стоимости таких систем контроля. Представляется, что с этих точек зрения близким к оптимальному является 3-мм-диапазон радиоволн.

К числу основных проблем, требующих решения при разработке систем радиовидения в рамках поставленной задачи, можно отнести необходимость получения изображений с периодом не более 1 с при обеспечении высоких значений пространственного и радиометрического разрешения. Эти задачи могут быть решены только за счет построения системы по многоканальной (многолучевой) схеме с параллельным (параллельно-последовательным) обзором пространства. При этом есть альтернатива:

- Создание двумерной или одномерной матрицы из  $N$  независимых приемных сверхвысокочастотных каналов, размещенной в фокальной плоскости приемной антенны, при фокусировке последней на заданное расстояние [2]. Каждый из каналов должен иметь свой антенный возбуждатель и сверхвысокочастотный приемный тракт, а общее число независимых элементов изображения  $I$  будет определяться либо числом элементов в матрице  $I=N$  (при неподвижной антенне), либо произведением числа элементов в матрице на число независимых угловых положений антенны  $M$ ,  $I=N \times M$  (при групповом сканировании лучами). К достоинствам этого метода можно отнести параллельный режим работы каналов при потенциально широкой полосе рабочих частот, что обеспечивает высокую радиометрическую чувствительность. Недостатками метода является повышенная стоимость системы из-за наличия большого числа приемо-преобразовательных модулей в миллиметровом диапазоне волн, а также сложность размещения матрицы приемных каналов в фокальной плоскости антенны и трудности управления пространственным положением ее лучей.

- Разделение диаграммы направленности антенны на несколько ( $N$ ) примыкающих друг к другу лучей (например, за счет использования принципов частотного разделения) при совместной фокусировке этих лучей на поле наблюдения и синхронном механичес-

ком или электронном управлении положением такой диаграммы с целью обзора заданного пространства. В этом случае возможно формирование изображения по параллельно-последовательному принципу при наличии единственного сверхвысокочастотного приемного устройства [3], что существенно снижает общую стоимость системы. К недостаткам метода следует отнести меньшую полосу частот в каждом из каналов, следствием чего является сравнительно более низкая радиометрическая чувствительность.

С целью исследования потенциальных возможностей пассивных методов радиовидения в миллиметровом диапазоне волн в НПП «Сатурн», совместно с ИРЭ НАН Украины, проведена разработка экспериментального образца радиометрической системы «Зір», формирующей изображения в 3-мм-диапазоне радиоволн для использования таможенными и охранными службами.

В системе реализуется второй из указанных способов формирования изображений. Схема системы приведена на рис. 1, а. В качестве приемного раскрытия используется открытая электродинамическая структура с эффектом преобразования объемных электромагнитных волн в поверхностные, включающая в себя дифракционную решетку в виде диска и планарный диэлектрический волновод. Техническая реализация этого преобразования происходит в сканирующей антенне с электромеханическим управлением диаграммой направленности [4]. За счет того, что подобная электродинамическая структура обладает дисперсионными свойствами, по горизонтальной координате формируются  $2N$  ( $N=16$ ) независимых лучей антенны с частичным перекрытием соседних лучей (при использовании принципов частотного разделения направлений приема и расщеплении полной полосы рабочих частот системы  $\Delta f$  на  $2N$  частично перекрывающихся полос  $\Delta f_{2n}$ ).

Групповое возвратно-поступательное сканирование  $N$  лучами по вертикальной координате осуществляется за счет возвратно-поступательного поворота диска антенны с дифракционной решеткой вокруг своей оси с помощью прецизионного шагового привода при неизменном положении корпуса антенны.

Радиометрический приемник построен по  $N$ -канальной схеме обработки сигналов с общей антенной и сверхвысокочастотным трактом и двойным преобразованием частоты. Первое преобразование частоты осуществляется с использованием сигналов двух гетеродинов, попеременно подаваемых на смеситель в интервалы времени, соответствующие восходящей и нисходящей трассам сканирования лучей по вертикали. За счет этого осуществляется дополнительный мгновенный угловой сдвиг  $N$ -лучевой диаграммы направленности по азимутальному углу, в результате чего изображение формируется из двух примыкающих полукадров при общем числе элементов изображения по горизонтальной координате, равном 32. Схема формирования изображения приведена на рис. 1, б.

Второе преобразование частоты проводится в каждом из каналов обработки при отличающихся частотах вторых гетеродинов, в результате чего формируются смещенные по частотному диапазону полосы отдельных каналов. Радиометрический приемник построен по схеме полной мощности с периодической внешней абсолютной калибровкой [5]. С этой целью в верхней части поля наблюдения размещаются две распределенные калибровочные нагрузки из поглощающего материала; лучи антенны пересекают нагрузки в каждом полуцикле сканирования. Одна из нагрузок имеет температуру окружающего воздуха, а вторая подогревается с помощью активного нагревателя до температуры порядка  $65^\circ\text{C}$ . В результате этого создается калибровочный перепад излучения, позволяющий при обработке сигналов в ЭВМ отразить выходные сигналы каналов в шкале температур

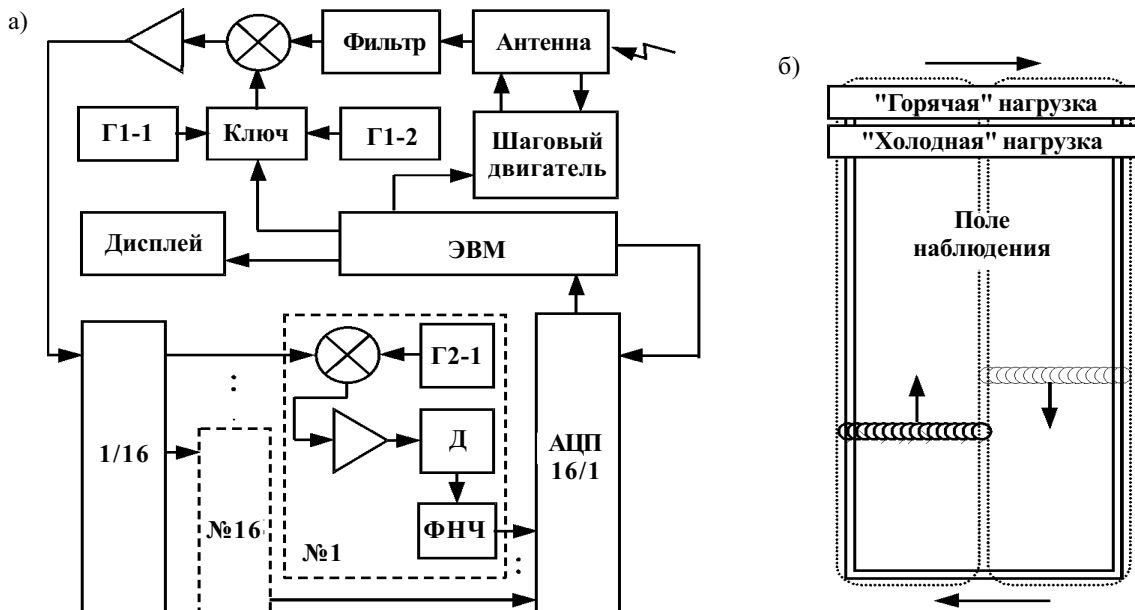


Рис. 1. Функциональная схема радиометрической системы (а), схема формирования изображения (б): Г1-1 — первый гетеродин № 1; Г1-2 — первый гетеродин № 2; Г2-1 — второй гетеродин № 1; Д — квадратичный детектор; 1/16 — делитель мощности на 16 идентичных каналов; АЦП 16/1 — 16-канальный АЦП

## СВЧ-СИСТЕМЫ

### Основные параметры экспериментального образца радиометрической системы «Зір»

Параметр		Значение	Параметр	Значение
Диапазон рабочих частот		86,0—100,0 ГГц	Количество каналов	16
Диапазон ПЧ1		7,0—14,2 ГГц	Полоса частот канала	$\pm(10,0—370,0)$ МГц
Размеры поля наблюдения: — рабочее поле наблюдения — полное поле наблюдения		1,0×2,0 м 1,0×2,4 м	Пространственное разрешение — диаграммное (уровень –3 дБ) — с учетом перекрытия лучей	70×55 мм ~35×35 мм
Ширина сектора обзора	угол места	35°	Шумовая температура приемника	$\leq 2400$ К
	азимут	11,5°		
Размер апертуры антенны		300 мм	Радиометрическое разрешение	$\leq 3,5$ К
Потери в антенне		–1,5 дБ	Диапазон измерений	300±50 К
Период сканирования		1 с (2×0,5 с)	Время интегрирования	5 мс
Дистанция		3,75 м	Поляризация	Горизонтальная $\pm 10^\circ$

и, тем самым, компенсировать различия между каналами по усилению и выходному уровню, т. е. выровнять шкалы яркости и контрастности в различных столбцах матрицы изображения.

Распределенные температуры нагрузок измеряются с помощью сети термодатчиков, подключенных к электронному термометру, циклически вводятся в ЭВМ и используются при вычислениях эффективных радиоярких температур нагрузок для конкретных лучей. В ЭВМ осуществляется преобразование данных в столбцах изображения к шкале абсолютных температур, формирование полного выходного кадра и его визуализация на экране дисплея с периодичностью порядка 1 с.

Аналого-цифровое преобразование осуществляется с частотой, обеспечивающей получение выборок, соответствующих сдвигке лучей антенны ~0,5 пространственного элемента разрешения по вертикальной координате изображения. Такая же сдвигка по горизонтальной координате обеспечивается за счет частотного разделения лучей. Это позволяет при формировании изображений реализовать потенциальное пространственное разрешение, определяемое апертурой антенны, а также впоследствии эффективно применять математические процедуры обработки, направленные на повышение разрешающей способности (инверсная фильтрация и т. п.). С целью более точного измерения уровней излучения калибровочных нагрузок для каждой из них получают 4 независимых отсчета в каждом полуцикле сканирования с последующим усреднением полученных значений при вычислении радиоярких температур.

С целью исследования возможностей метода в экспериментальном образце дополнительно установлены режимы накопления данных по 2, 4, 6, 8 последовательным кадрам при поэлементном усреднении данных в изображениях для снижения дисперсии шумов и повышения радиометрического разрешения. Для установления оптимального соотношения между уровнями аналоговых сигналов на выходах каналов радиометрического приемника и диапазоном преобразования АЦП в системе предусмотрена обратная связь "ЭВМ—приемник". Это обеспечивает автоматическую подстройку уровня усиления и начального смещения в каналах при изменении этих параметров

под действием дестабилизирующих факторов (напряжение питания, окружающая температура).

Внешний вид радиометрической системы "Зір" показан на 3-й стр. обложки. Там же приведен пример первичного радиотеплового изображения человека, у которого под одеждой размещена металлическая пластина, имитирующая наличие инородного предмета. Основные параметры системы приведены в **таблице**.

\*\*\*

СВЧ-радиометрическая система формирования изображений «Зір» 3-мм-диапазона волн находится на завершающем этапе экспериментального проектирования. Созданный образец радиометрической системы прошел полный цикл функциональных испытаний, показавших высокие потенциальные возможности выбранного метода формирования изображений, а также правильность выбора основных технических характеристик. При этом реализованные значения некоторых параметров оказались недостаточно высокими с точки зрения перехода к опытному образцу эксплуатационной системы. В первую очередь это относится к полученным значениям шумовой температуры приемника и коэффициента рассеяния антенны. Ожидается существенное улучшение этих показателей в ходе проводимых работ по модернизации созданного образца.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

- Shilo S. A., Bykov V. M., Levda A. S., Komyak V. A. Microwave emission of human body as data source for contraband detection systems // Proceedings of the international symposium «Physics and Engineering of MM and Sub-MM Waves (MSMW'01)».— Kharkov, June 4—9.— 2001.— Vol. 2.— P. 846—848.
- Пат. 5760397 США, G01S 013/89. Millimeter wave imaging system / G. R. Huguenin, E. Moore, R. Kolodzinski, J. E. Kapitzky.— Оpubл. 02.06.98.
- Shilo S. A., Komyak V. A. Millimeter band scanning multi-beam radiometer // Proceedings of the international symposium «Physics and Engineering of MM and Sub-MM Waves (MSMW'98)».— Kharkov, September 15—17.— 1998.— Vol. 2.— P. 529—531.
- Евдокимов А. П., Крыжановский В. В. Новое направление в технике антенных решеток // Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника.— 1996.— Т. 39, № 9—10.— С. 54—61.
- Hersman M. S., Poe G. A. Sensitivity of total power radiometer with periodical absolute calibration // IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.— 1981.— Vol. 29, N 1.— P. 32—40.

К. т. н. В. А. БЕРЕЖНОЙ, В. И. КУЖЕЛЬ, А. П. ТУЗЕНКО,  
к. т. н. Ю. Н. МУСЬКИН, Ю. А. ДЕМЬЯНЕНКО, А. Ф. РЯБЧУК,  
В. А. САНКИН, к. т. н. Б. С. ЧЕРНИЙ, к. т. н. С. А. ШИЛО

Украина, г. Киев, Научно-производственное предприятие «Сатурн»;  
г. Харьков, Институт радиопроизводства и электроники им. А. Я. Усикова  
E-mail: chmil@jssaturn.kiev.ua, chilo@ire.kharkov.ua

Дата поступления в редакцию  
18.04 2003 г.

Оппонент к. ф.-м. н. В. Н. РАДЗИХОВСКИЙ  
(ГП "Айсберг", г. Киев)

## МНОГОКАНАЛЬНЫЙ РАДИОМЕТР ДЛЯ СИСТЕМ РАДИОВИДЕНИЯ

*Представлены результаты разработки и исследования многоканального радиометра миллиметрового диапазона длин волн для системы радиовидения «Зір».*

Как показано в [1], системы радиовидения миллиметрового диапазона длин волн, формирующие радиотепловые изображения объектов наблюдения с периодом не более 1 секунды с высоким пространственным и радиометрическим разрешением, строятся по многоканальной схеме с параллельным многолучевым обзором пространства. Эти системы включают сканирующую многолучевую антенну и высокочувствительный многоканальный радиометр.

Многоканальный радиометр построен по схеме полной мощности с двойным преобразованием частоты. Конструктивно он состоит из двух блоков — входного блока первичного преобразования частоты (ППЧ) и блока формирования частотных каналов (ФЧК). Входной блок ППЧ реализован в двух вариантах (рис. 1,  $U_{упр}$  — напряжение управления (уровень ТТЛ)).

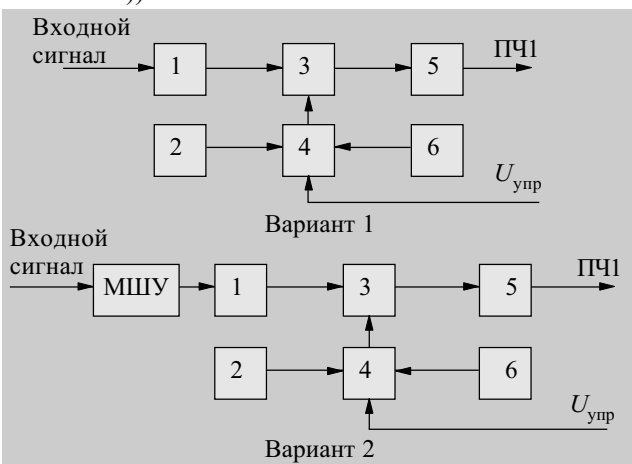


Рис. 1. Блок первичного преобразования частоты

Вариант 1 включает фильтр зеркального канала 1, гетеродины 2, 6, балансный смеситель 3, СВЧ-переключатель 4 и усилитель первой промежуточной частоты 5. Блок ППЧ осуществляет прием радиотепловых сигналов в диапазоне частот 86...100 ГГц: с гетеродином 79 ГГц в поддиапазоне 86...93 ГГц, с гетеродином 86 ГГц в поддиапазоне 93...100 ГГц. Балансный смеситель 3 осуществляет первое преоб-

разование входных сигналов в диапазон частот 7...14 ГГц. Сигналы первой промежуточной частоты (ПЧ) усиливаются транзисторным усилителем 5.

Основные характеристики блока ППЧ в диапазоне рабочих частот: коэффициент передачи — 30 дБ, коэффициент шума — 9,6 дБ, неравномерность коэффициента передачи — 2,5 дБ, КСВ по напряжению входа и выхода — 1,5.

Вариант 2 блока ППЧ отличается от варианта 1 включением малошумящего усилителя (МШУ) на входе зеркального фильтра. Установка МШУ, например SLW-15-5 (фирма Spacek Labs. Inc.), уменьшает эквивалентную температуру шума входа блока в 4 раза. Усиленный сигнал первой ПЧ поступает на блок ФЧК, который состоит из 16-канального делителя мощности и шестнадцати модулей вторичного преобразования частоты (МВПЧ1—МВПЧ16) (рис. 2). Микрополосковый 16-канальный делитель мощности осуществляет равномерное деление входной мощности по каналам [2].

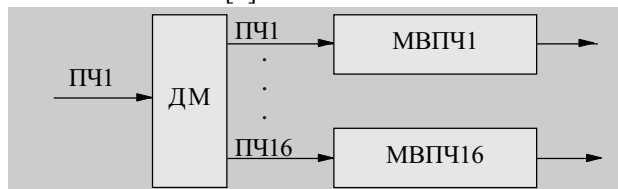


Рис. 2. Блок формирования частотных каналов

МВПЧ1—МВПЧ16 представляют собой унифицированные супергетеродинные приемные модули с различными частотами гетеродинов [3]. Они осуществляют выборку принимаемой полосы частот 800 МГц из диапазона первой ПЧ 7...14 ГГц и ее преобразование в диапазон 10...400 МГц. Причем шаг сетки частот гетеродинов выбран таким образом, чтобы приемные полосы смежных каналов имели перекрытие 50%. Модули МВПЧ1—МВПЧ16, кроме функции приема сигналов и преобразования частот, выполняют усиление, фильтрацию, квадратичное детектирование, регулировку коэффициента передачи канала и автоматическую компенсацию температурных изменений постоянной составляющей выходного напряжения.

Основные характеристики блока ФЧК: количество приемных каналов в каждом поддиапазоне — 16, рабочая полоса канала — 800 МГц, диапазон второй ПЧ — 10—400 МГц, коэффициент передачи до детектора — 29/19 дБ, неравномерность коэффициента передачи — 2 дБ; КСВН входа — 1,6.



Рис. 3. Многоканальный радиометр 3-мм-диапазона (без корпуса)

Разработанный многоканальный радиометр (рис. 3) для системы радиовидения «Зір» выполнен в герметичном корпусе, а большинство его

узлов — в гибридно-интегральном исполнении. Он обеспечивает следующие технические характеристики:

диапазон рабочих частот, ГГц	86...100
количество поддиапазонов	2
количество приемных каналов в поддиапазоне	16
полоса пропускания канала, МГц	≤800
флуктуационная чувствительность при постоянной времени интегрирования 1 с, $K/\sqrt{\text{Гц}}$ :	
без МШУ на входе	≤ 0,2
с МШУ на входе	≤ 0,05
напряжение питания, В	24
диапазон рабочих температур, °С	5...35
сечение входного волновода, мм	1,2×2,4 (WR-10)

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Шило С. А., Чмилъ В. М., Бережной В. А. и др. СВЧ радиометрическая система «Зір» для использования в интересах таможенных служб // См. настоящий номер.— С. 11—13 .
2. Бережной В. А., Тузенко А. П., Космаков П. Г. Комбинированный микрополосковый 16-канальный делитель мощности СВЧ // См. настоящий номер.— С. 37—38.
3. Бережной В. А., Тузенко А. П., Черний Б. С. и др. Унифицированные модули СВЧ для вторичных преобразователей многоканальных радиометров // См. настоящий номер.— С. 19—20.

В. А. ЗУЙКОВ, Г. И. КЛОЧКО, М. В. КОЛИСНИЧЕНКО,  
В. П. ПОТИЕНКО, к. т. н. Б. С. ЧЕРНИЙ

Украина, г. Харьков, Ин-т радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова; Центр радиофизического зондирования Земли им. А. И. Калмыкова; г. Киев, ДП «Сонар»  
E-mail: sonar@damant.net

Дата поступления в редакцию  
13.05 2003 г.

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

## ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩИЙ РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ МОДУЛЬ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

*Представлены результаты разработки когерентного приемо-передающего модуля миллиметрового диапазона длин волн с высокой фазовой стабильностью.*

Одной из важных задач при построении малогабаритных радиолокационных станций (РЛС), в т. ч. для обзора летного поля, управления движением воздушных судов и транспортных средств по территории аэродрома, является создание приемо-передающего модуля (ППМ) СВЧ-диапазона, параметры которого удовлетворяют современным требованиям. Применение миллиметрового диапазона волн является принципиальным для достижения высокой точности определения координат и высокой разрешающей способности радиолокационных систем, дальность действия которых не превышает 5—10 км [1, 2].

Структурная схема ППМ представлена на рис. 1. Условно модуль можно разбить на четыре составные части: генераторный блок, формирующий сигналы несущей частоты передатчика и сигналы гетеродинов приемника; импульсный усилитель мощности (ИУМ) с  $p-i-n$ -модулятором на входе; тракт приема; вторичные источники питания (ВИП).

*Гетеродинный блок.*

Одним из важнейших отличительных признаков современной РЛС является ее когерентность, поскольку именно когерентная обработка принятых сигналов позволяет получить необходимые характеристики обнаружения. Ключевым звеном когерентной РЛС является кварцевый генератор (G1), формирующий следующую номенклатуру взаимокгерентных сигналов:

- синхронные гетеродины тракта передачи (G4) и тракта приема (G3), при этом частота гетеродина тракта приема смещена относительно частоты задающего гетеродина тракта передачи на 1 ГГц;
- частота второго гетеродина тракта приема.

Для всех трех генераторов в качестве опорного низкочастотного гетеродина служит термостатированный генератор ГК 54-ТС (G1) с рабочей частотой 10 МГц. Генератор обеспечивает необходимую для доплеровских измерений высокую и долговременную ( $2 \cdot 10^{-8}$ ) стабильность и низкий уровень фазовых шумов (при отстройке на 100 Гц фазовые шумы равны -140 дБ/Гц, на 1 кГц — -150 дБ/Гц и на 10 кГц — -155 дБ/Гц).

Гетеродины G3 и G4 выполнены по единой структурной схеме (рис. 2). Отличие заключается в рабо-

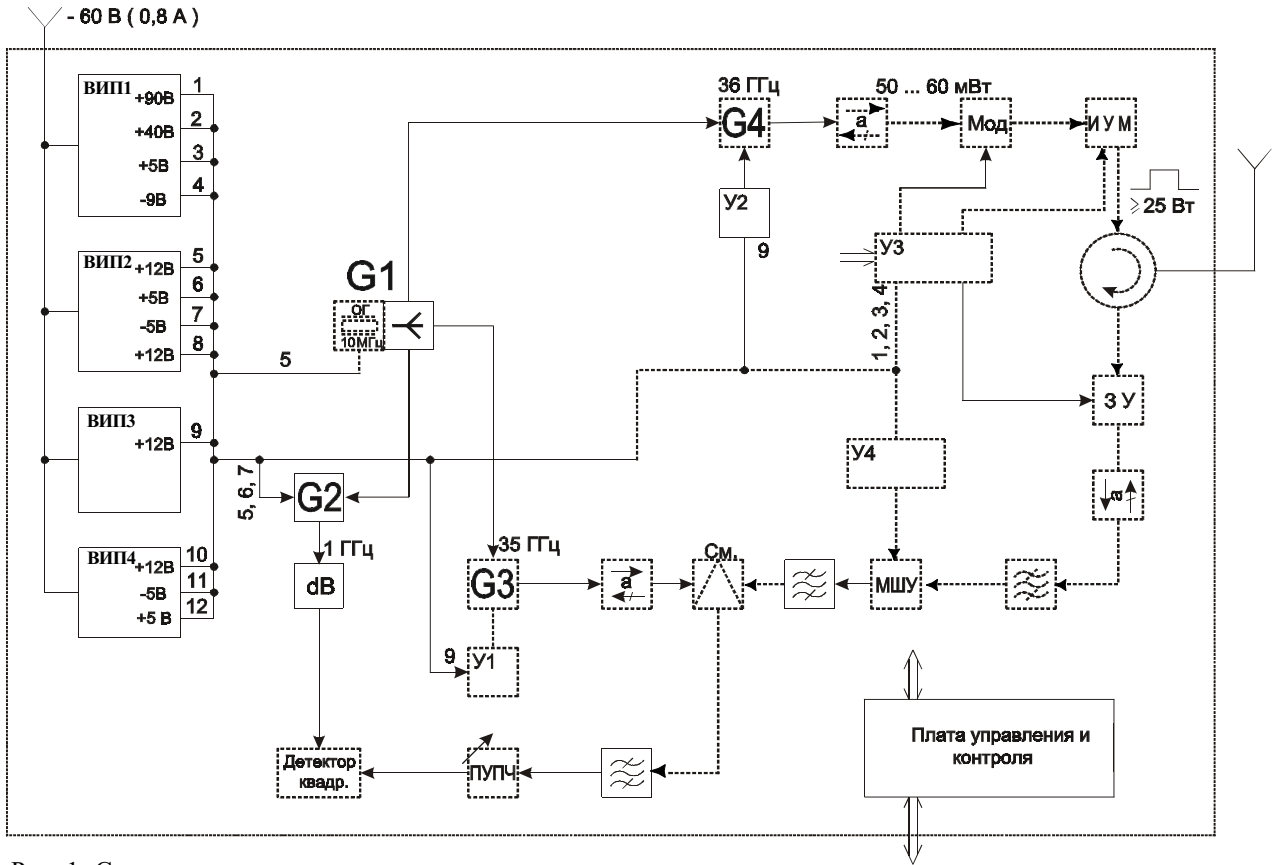


Рис. 1. Структурная схема приемо-передающего модуля

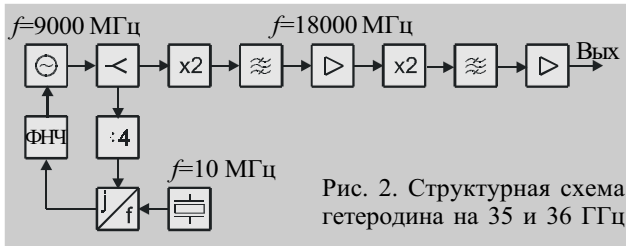


Рис. 2. Структурная схема гетеродина на 35 и 36 ГГц

чей частоте опорного СВЧ-генератора ( $f=8750$  МГц или  $f=9000$  МГц) и в центральной частоте полосовых фильтров.

Гетеродины построены на основе генератора, управляемого напряжением (ГУН) и охваченного однокольцевой системой фазовой автоподстройки (ФАПЧ) по опорному кварцевому генератору с рабочей частотой 10 МГц. Для снижения уровня фазовых шумов в генераторе используется высокодобротный диэлектрический резонатор, частота которого подстраивается с помощью микрополоскового контура с варактором. После деления частоты генератора на 4 (делитель СНН 2047) сигнал поступает на микросхему синтезатора (МС 145202), где выполняется дальнейшее деление частоты сигнала и сравнение по частоте и фазе с сигналом опорного генератора 10 МГц. Сигнал ошибки через ФНЧ поступает на управляющий вход ГУН.

Далее, сигнал с частотой 8750 МГц (9000 МГц) поступает на вход транзисторного удвоителя частоты. Вторая гармоника входного сигнала выделяется с помощью полосового микрополоскового фильтра. КПД умножителя  $\eta=50\%$ . Сигнал с частотой 17500 МГц (18000 МГц) усиливается и поступает на вход второ-

го удвоителя частоты, на выходе которого установлен полосовой фильтр. После выделения сигнала с частотой 35000 МГц (36000 МГц) и подавления гармонических и паразитных составляющих в спектре выходного сигнала выполняется дальнейшее усиление (микросхема СНА3093а) выходного сигнала. На выходе генератора установлен переход с микрополосковой линии передачи на волновод сечением  $7,2 \times 3,4$  мм. Для устранения влияния нагрузки на выходные параметры генератора на его выходе установлен развязывающий ферритовый вентиль.

Все схемные решения в генераторах реализованы в виде гибридно-интегральных сборок, размещенных в герметичном корпусе. В качестве активных и пассивных элементов использованы комплектующие планарного монтажа, изготавливаемые зарубежными фирмами. В умножителях частоты и в задающем генераторе установлены отечественные бескорпусные полевые транзисторы.

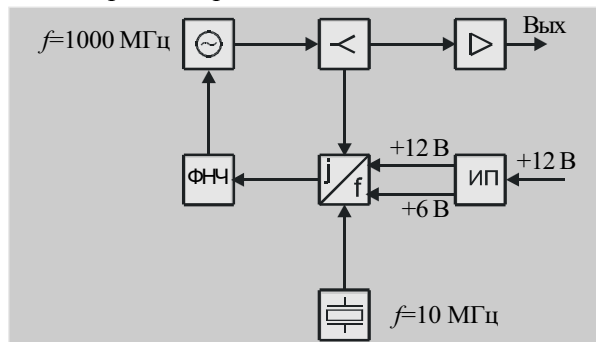


Рис. 3. Структурная схема гетеродина на 1 ГГц

## СВЧ-СИСТЕМЫ

Функциональная схема генератора опорного сигнала для фазового детектора с рабочей частотой  $f=1000$  МГц приведена на **рис. 3** (ИП — источник питания). Здесь ГУН построен на основе генератора, стабилизированного по частоте коаксиальным ФАПЧ.

### Технические характеристики генераторов

Характеристика	G2	G3	G4
Рабочая частота (F0), МГц	1000	35000	36000
Выходная мощность, МВт	12±2	12±2	60±5
Относительная нестабильность частоты за 100 мкс, не более	10 <sup>-8</sup>	10 <sup>-8</sup>	10 <sup>-8</sup>
Уровень подавления паразитных спектральных составляющих в полосе частот F0±1000 МГц, дБ, не менее	—	40	40
Интервал рабочих температур, °С	-20...+55		

*Импульсный усилитель мощности с p—i—n-модулятором на входе.*

Важнейшими требованиями, предъявляемыми к передающим устройствам рассматриваемого класса, являются максимальная стабильность СВЧ-параметров (амплитуды и фазы) выходного сигнала в пределах длительности импульса, высокая устойчивость СВЧ-параметров к внешним климатическим и механическим воздействиям во время эксплуатации.

Импульсный усилитель мощности (ИУМ) [3, 4] представляет собой трехкаскадную схему усилителя на лавинно-пролетных диодах, в непосредственной близости от которого устанавливается плата питания и синхронизации импульсами запуска (УЗ, рис. 1). ИУМ обеспечивает на входе антенного тракта на несущей частоте 36 ГГц импульсную мощность до 50 Вт при длительности импульса 100±10 нс и длительности фронтов не более 20 нс с частотой повторения 20±2 кГц.

Нестабильность запаздывания переднего фронта высокочастотного импульса по отношению к фронту запускающего импульса оценивается в 30—50 нс, поэтому с выхода ИУМ для синхронизации цифровой системы обработки выведен видеоимпульс, совпадающий по времени с излученным высокочастотным импульсом.

Выбег фазы в пределах импульса по уровню 0,5 составляет примерно 12° на каждый каскад усилителя, что дает суммарный выбег фазы не более 40°.

Модулятор выполнен в виде двухсекционной волноводной конструкции. В качестве управляющих элементов используются быстродействующие p—i—n-диоды. Глубина модуляции составляет 70—80 дБ.

*Приемный тракт* определяет чувствительность и динамический диапазон ППМ, а следовательно, и качество воспроизводимых сигналов. Непрерывный рост требований к приемным устройствам по чувствительности при ужесточении требований по защите от сигналов высокого уровня на входе усложняет поставленную задачу и делает ее достаточно актуальной.

В состав приемного тракта входят: защитное устройство (ЗУ); Е-плоскостной волноводный фильтр;

малошумящий волноводный усилитель (МШУ); СВЧ-смеситель; полосно-пропускающий фильтр (ППФ) на 1 ГГц; усилитель промежуточной частоты (УПЧ) со схемой БАРУ, ВАРУ, РУ; синхронный детектор двух квадратурных компонент; плата управления и контроля.

Быстродействующая автоматическая регулировка усиления (БАРУ) служит для защиты приемника от перегрузки помехой большой амплитуды. Временная автоматическая регулировка усиления (ВАРУ) позволяет выравнивать яркость отметок целей, находящихся на различном удалении от РЛС. Ручная регулировка начального затухания позволяет выбрать оптимальный коэффициент усиления тракта промежуточной частоты.

Основное назначение защитного устройства — предотвращение повреждения просачивающимся импульсом передатчика и сигналами непреднамеренных помех от источников излучения миллиметрового диапазона волн входа приемника (МШУ). ЗУ обеспечивает при максимально допустимой входной импульсной мощности 4 Вт максимальную просачивающуюся мощность в тракт приема не более 12 мВт. Потери в режиме приема — не более 1,2 дБ, время полного восстановления после воздействия импульса мощностью ≤4 Вт составляет 400...450 нс.

Волноводный ППФ предназначен для формирования сквозной полосы пропускания, режекции мощности гетеродина, зеркального канала и побочного излучения. Фильтр представляет собой регулярный прямоугольный волновод, конструкция которого содержит резонансные структуры, расположенные в Е-плоскости волновода. Полоса пропускания ППФ составляет 300—400 МГц, потери в полосе пропускания ≤0,8 дБ, уровень подавления в полосе заграждения ≥50 дБ.

Малошумящий усилитель предназначен для усиления слабых СВЧ-сигналов, поступающих на вход приемника РЛС, и обеспечения требуемого уровня чувствительности приемного модуля СВЧ. МШУ представляет собой унифицированное функционально и конструктивно законченное изделие, рационально вписывающееся в общую компоновку приемопередающего модуля РЛС. Для согласования волновода с микрополосковой линией в усилителе применен широкополосный волноводно-микрополосковый переход с потерями 0,2 дБ и КСВ по напряжению ≤1,2. В усилителе использована микросхема СНА2094а фирмы UMS (United monolithic semiconductors).

На частоте 36 ГГц МШУ имеет следующие параметры:

коэффициент усиления	20 дБ;
коэффициент шума	2,6 дБ;
$P_{\text{вых}}$ (-1 дБ)	+8 дБм;
максимальная допустимая входная мощность	+15 дБм (имп≤1 с).

СВЧ-смеситель обеспечивает перенос информации о параметрах сигнала на более низкую частоту. Смеситель выполнен по балансной схеме на диэлектрической подложке, помещенной в Е-плоскости волновода. При построении схемы балансного смесителя используется комбинация волноводно-щелевой линии и микрополосковой линии. Диоды с барьером Шоттки установлены в месте соединения этих двух

линий и включены последовательно по отношению к входному сигналу СВЧ и параллельно по отношению к гетеродинному сигналу. Поэтому входной сигнал поступает к диодам синфазно, а гетеродинный — со сдвигом по фазе на  $180^\circ$ . В качестве СВЧ-диодов использованы диоды УАА101В-3 НПП «Сатурн».

Главными факторами, определяющими важнейший параметр малошумящего смесителя — коэффициент шума, являются потери преобразования и модуляционный шум гетеродина. Коэффициент подавления модуляционного шума гетеродина в данной конструкции обеспечивается качеством мостовой схемы, идентичностью параметров смесительных диодов и фазированием сигнала гетеродина. Фазирование сигнала гетеродина обеспечивается включением дополнительной волноводной секции определенной длины между смесителем и волноводным ППФ.

Параметры смесителя:

потери преобразования	$\leq 4,5$ дБ;
развязка гетеродин—сигнал	$\geq 25$ дБ;
развязка гетеродин—ПЧ	$\geq 45$ дБ;
сигнал—ПЧ	$\geq 45$ дБ;
мощность гетеродина	8...12 мВт;
КСВН	$\leq 1,8$ .

Полосно-пропускающий фильтр на 1 ГГц обеспечивает избирательный прием в полосе 100 МГц. Полоса пропускания фильтра выбрана из условия обеспечения воспроизведения на выходе синхронных детекторов прямоугольного импульса с длительностью фронта не более 20 нс. Фильтр выполнен на поликоновой подложке размерами  $35 \times 20$  мм на так называемых Hairpin-резонаторах [5].

Усилитель промежуточной частоты со схемой БАРУ, ВАРУ, РУ предназначен для усиления сигналов, поступающих с выхода СВЧ-смесителя и ППФ. Требуемый коэффициент усиления УПЧ — 55...60 дБ. УПЧ выполнен в виде двух отдельных идентичных микросборок, представляющих собой двухкаскадный усилитель с общим истоком с коэффициентом усиления приблизительно 28—30 дБ.

Транзисторы выбраны из условия обеспечения минимального значения коэффициента шума при условии минимального размера входной согласующей цепи. На основании анализа существующих и доступных на сегодняшний день транзисторов и в соответствии с вышеизложенными соображениями был выбран транзистор ATF34143 фирмы АТ (Agilent Technologies Transistors). Транзистор имеет ширину затвора 800 мкм. Применение идентичных по своим параметрам транзисторов, высокочастотных внешних дросселей фирмы Ercos в цепи нагрузки транзисторов позволило улучшить шумовые характеристики, обеспечить высокую идентичность и стабильность СВЧ-параметров, уменьшить нелинейные искажения усилителя.

Микросборка УПЧ имеет следующие параметры:

коэффициент усиления	283—30 дБ;
коэффициент шума	0,6—0,7 дБ;
КСВН <sub>вх/вых</sub>	1,6/1,6;
$P_{\text{вых}}$ (–1 дБ)	$\geq 30$ мВт.

Для обеспечения регулировки усиления внешним сигналом ВАРУ, БАРУ с диапазоном регулирования

не менее 40 дБ и установочной регулировкой усиления внешним постоянным напряжением с диапазоном регулирования не менее 20 дБ после первой микросборки УПЧ включен П-аттенуатор. В качестве управляемых элементов использованы высокочастотные  $p-i-n$ -диоды фирмы «Орион» (г. Киев). Данному классу аттенуаторов свойственно высокое быстродействие, малая потребляемая мощность, незначительные размеры и масса, долговечность и надежность устройства. Коэффициент отражения (КСВН) таких аттенуаторов практически не зависит от величины установленного затухания.

Синхронный детектор двух квадратурных компонент предназначен для синхронного (фазового) детектирования сигналов ПЧ. Выходными сигналами детектора являются последовательности видеоимпульсов, представляющие собой две квадратурные составляющие принятого сигнала. Верхней границе линейной области амплитудной характеристики приемника соответствуют амплитуды импульсов квадратурных компонент не менее 1 В на сопротивлении 50 Ом. Плата управления и контроля принимает, формирует и передает на внешнее устройство команды, квитанции и сообщения, включая формирование сигнала обобщающей телеметрии «норма» и его передачи в систему.

Электропитание приемопередатчика осуществляется от внешнего источника питания  $-60 \text{ В} \pm 5\%$ . Вторичные источники питания (ВИП) преобразовательного типа расположены непосредственно в блоке ППМ. Конструктивно ВИП выполняются в виде функционально законченных устройств в металлических корпусах, играющих роль экрана. ВИП обеспечивает гальваническую развязку выходных напряжений от входного и необходимую для работы СВЧ-устройств стабилизацию выходных напряжений при допустимых уровнях пульсаций. КПД более 80%.

Результатом представленной работы явилось создание когерентного приемо-передающего модуля миллиметрового диапазона длин волн с высокой фазовой стабильностью. Разработанное устройство может быть использовано в системах радиолокации, удовлетворяющих большинству из реально выдвигаемых в настоящее время требований.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Разказовский В. Б. Пеленгование маловысотных и наземных целей на миллиметровых волнах // 1-й междунар. Радиоэлектронный форум "Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития".— Украина, Харьков.— 2002.— Т. 1.— С. 198—201.
2. Бартон Д., Вард Г. Справочник по радиолокационным измерениям.— М.: Сов. радио, 1976.
3. Карушкин Н. Ф., Касаткин Л. В., Хитровский В. А. Импульсные когерентные полупроводниковые передающие устройства Ка-диапазона // Мат-лы Междунар. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии».— 10—14 сент. 2001.— Севастополь, Крым, Украина.— С 26—28.
4. Басанец В. В., Болтовец Н. С., Зоренко А. И. и др. Разработка и производство кремниевых микроволновых диодов // См. [1].— Т. 2.— С. 297—300.
5. Lee Sh.-Yu., Tsai Ch.-M. New cross-coupled filter design using improved hairpin resonators // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— 2000.— Vol. 48, N 12.— P. 2482—2490.

К. т. н. В. А. БЕРЕЖНОЙ, А. П. ТУЗЕНКО, к. т. н. Б. С. ЧЕРНИЙ,  
П. Г. КОСМАКОВ, В. И. КУЖЕЛЬ, к. т. н. С. А. ШИЛО

Украина, г. Киев, Научно-производственное предприятие «Сатурн»;  
г. Харьков, Институт радиопрофики и электроники им. А. Я. Усикова  
E-mail: chmil@jssaturn.kiev.ua, shilo@ire.kharkov.ua

Дата поступления в редакцию  
11.04 2003 г.

Оппонент к. ф.-м. н. В. Н. РАДЗИХОВСКИЙ  
(ГП "Айсберг", г. Киев)

## УНИФИЦИРОВАННЫЕ МОДУЛИ СВЧ ДЛЯ ВТОРИЧНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ МНОГОКАНАЛЬНЫХ РАДИОМЕТРОВ

*Представлены результаты разработки и исследований унифицированных приемных модулей диапазона частот 7...14 ГГц.*

В состав многоканального радиометра (МКР) системы радиовидения входят модули вторичного преобразования частоты (МВПЧ1—МВПЧ16) [1], которые формируют частотный канал и выполняют вторичное преобразование частоты и обработку сигналов. С целью уменьшения трудоемкости и стоимости при выпуске МКР эти модули должны быть, по возможности, унифицированы. Этой цели и посвящена настоящая работа.

Все модули разработаны по одинаковой структурной схеме (рис. 1, где  $U_{\text{вых}}$  — выходное напряжение постоянного тока;  $I_{\text{упр}}=0...5$  мА — ток управления). Конструктивно модули состоят из постоянных и переменных узлов. Постоянные узлы: микрополосковый вентиль (ФПВН-323) 1 и плата 4 (УРФД), содержащая усилитель промежуточной частоты, регулирующий *pin*-аттенуатор, полосно-пропускающий фильтр, квадратичный детектор и усилитель постоянного тока. Переменными узлами в модуле являются преобразователи частоты, состоящие из балансного смесителя (БСМ) 2 и гетеродина 3.

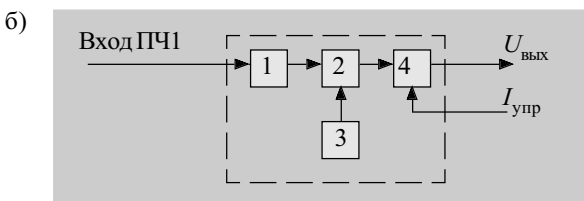


Рис. 1. Унифицированный модуль МВПЧ (а) и его структурная схема (б)

Полоса частот, принимаемая модулем, задается частотой гетеродина:

$$\Delta f_i = f_{gi} \pm 400 \text{ МГц},$$

где  $f_{gi}$  — частота гетеродина  $i$ -го модуля ( $i=1...16$ ).

При этом частоты гетеродинов  $f_{gi}$  выбраны из расчета осуществления 50%-ного перекрытия принимаемых полос смежными ( $i, i+1$ ) модулями.

Схема БСМ представлена на рис. 2. На входе БСМ установлен ответвитель Ланге (3 дБ). Ответвитель, фильтры верхних (ФВЧ) и нижних (ФНЧ) частот обеспечивают хорошую развязку между цепями «вход — ПЧ», «гетеродин — ПЧ» и «вход — гетеродин». Диапазон частот 7...14 ГГц был перекрыт четырьмя топологиями смесителя. В зависимости от диапазона рабочих частот модуля изменяются только размеры ответвителя и длины линий W3—W13.

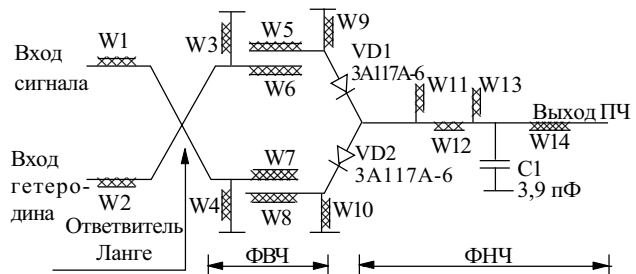


Рис. 2. Схема БСМ

БСМ реализован в гибридно-интегральном исполнении на поликорковой подложке толщиной 0,5 мм. Гетеродины выполнены на транзисторных чипах в микрополосковом исполнении со схемой стабилизации частоты открытым диэлектрическим резонатором [2]. Транзисторные чипы включены по схеме с общим стоком. Диэлектрический резонатор изготовлен из высокодобротной керамики (диэлектрическая проницаемость 35; добротность  $10^4$ ; температурный коэффициент  $\text{ТКЧ} \leq 2 \cdot 10^{-6} \text{ } 1/^\circ\text{C}$ ) и установлен в цепи затвора. Вывод СВЧ-сигнала осуществлен с истоковой цепи через микрополосковый вентиль ( $L_{\text{пр}} \leq 0,6$  дБ;  $L_{\text{обр}} \geq 20$  дБ).

Схема платы УРФД показана на рис. 3, а полосно-пропускающего фильтра (ППФ) — на рис. 4, а. Усилители ПЧ DA1 и DA2 реализованы на микросхемах INA 10386. Суммарный коэффициент усиления УПЧ ~52 дБ. Коэффициент передачи модуля регулируется *pin*-аттенуатором VD1, выполненным на дио-

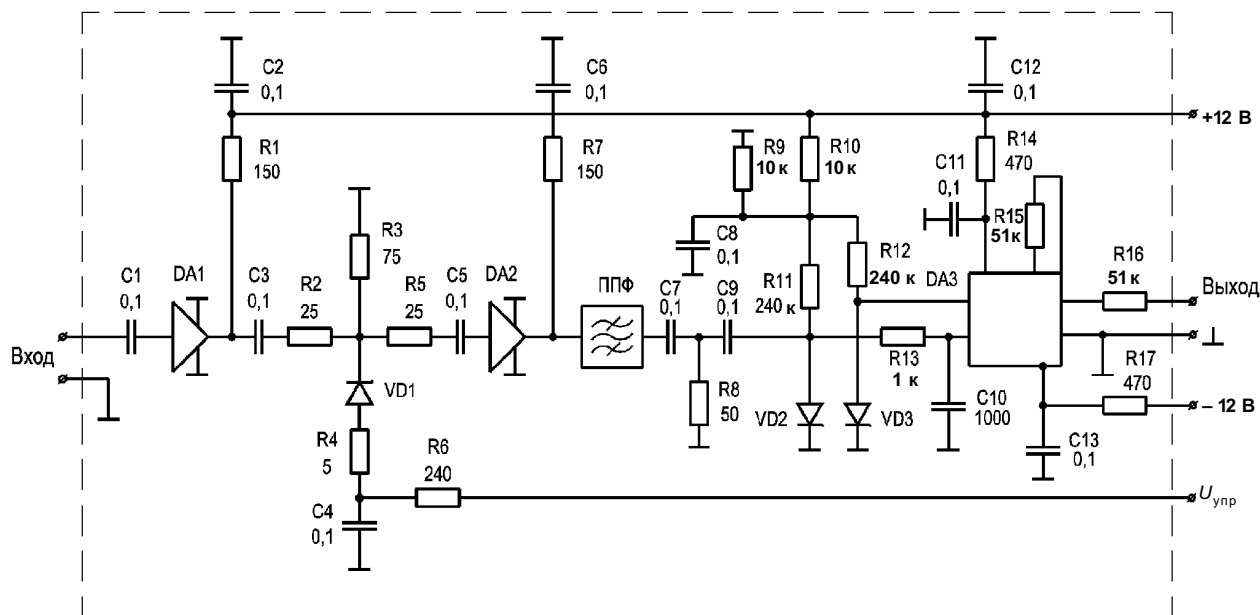


Рис. 3. Схема платы УРФД

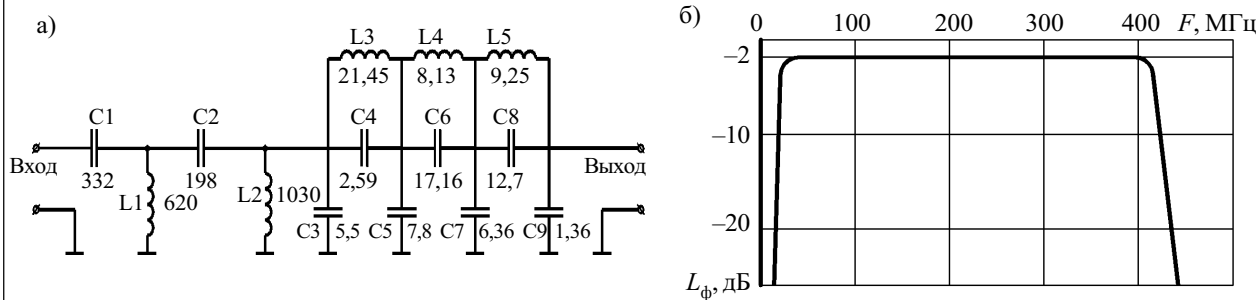


Рис. 4. Полосно-пропускающий фильтр:

а — схема электрическая принципиальная; б — АЧХ ( $F$  — промежуточная частота;  $L_{\phi}$  — потери полосно-пропускающего фильтра)

де HSMP3830. Диапазон регулирования — 0...10 дБ. Полосно-пропускающий фильтр реализован в виде последовательно соединенных четырехзвенного чебышевского ФВЧ и семизвенного эллиптического ФНЧ. Полоса пропускания по уровню 2 дБ составляет 10...400 МГц (см. рис. 4, б). Квадратичный детектор выполнен на сдвоенном диоде HSMS2815. Первый диод VD2 выполняет функцию квадратичного детектора, а второй — VD3 — осуществляет автоматическую компенсацию температурных изменений постоянной составляющей выходного напряжения. Инструментальный усилитель постоянного тока (УПТ) DA3 реализован на микросхеме AD620RS. Коэффициент усиления УПТ выбран равным 100.

Разработанный ряд унифицированных модулей СВЧ МВПЧ1—МВПЧ16 использован в качестве вторичных преобразователей частоты многоканального радиометра системы радиовидения “Зир”. Модули обеспечивают следующие технические характеристики.

Диапазон рабочих частот, ГГц	$f_{ГЦ} \pm 0,4$
Диапазон промежуточных частот, МГц	10...400
Коэффициент передачи до детектора, дБ	32...42
Потери преобразования балансного смесителя, дБ	6...7

Развязки, дБ:	
«сигнал — ПЧ», «гетеродин — ПЧ»	40
«сигнал — гетеродин»	20
КСВ по напряжению:	
входов сигнала и гетеродина	1,5
выхода ПЧ	1,8
Неравномерность коэффициента передачи, дБ:	
в диапазоне входных частот	$\pm 1,0$
в диапазоне 800 МГц	$\pm 0,5$
Частота гетеродина, ГГц	$f_{ГЦ}$
Мощность гетеродина, мВт	10...15
Температурный коэффициент частоты, $1/^\circ\text{C}$	$1,2 \cdot 10^{-6}$
Потери фильтра в полосе пропускания	
10...400 МГц, дБ	1,5...2
Коэффициент усиления УПТ, дБ	40
Частота $f_{ГЦ}$ задается для каждого модуля в соответствии с выбранной сеткой частот из диапазона 7...14 ГГц.	

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

- Бережной В. А., Кужель В. И., Тузенко А. П. и др. Многоканальный радиометр для систем радиовидения // См. настоящий номер.— С. 14—15.
- Ковтунов Д. А., Абраменков А. И., Бродуленко И. И. и др. Комплект стабильных малошумящих транзисторных СВЧ генераторов // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ.— 1990.— Вып. 3.— С. 17—19.

К. т. н. В. А. БЕРЕЖНОЙ, В. И. КУЖЕЛЬ, В. С. ИГНАТЕНКО,  
М. А. КОНДРАЩЕНКО, А. Ф. РЯБЧУК, к. т. н. Б. С. ЧЕРНИЙ

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

Дата поступления в редакцию  
11.04 2003 г.

Оппонент к. ф.-м. н. В. Н. РАДЗИХОВСКИЙ  
(ГП "Айсберг", г. Киев)

## ВЫСОКОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЙ МОДУЛЯЦИОННЫЙ РАДИОМЕТРИЧЕСКИЙ ПРИЕМНИК ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ 92...96 ГГц

*Представлены результаты разработки модуляционного радиометрического приемника, предназначенного для применения в измерительных системах диапазона частот 92...96 ГГц.*

Миллиметровый диапазон радиоволн вызывает пристальное внимание разработчиков радиометрической аппаратуры в связи с возникшими практически потребностями в системах пассивной локации, дистанционного измерения температур объектов, метрологии, радиовидения, измерения поглощающих свойств материалов и характеристик атмосферы. В этих целях ведутся разработки различных по назначению измерительных систем на базе высокочувствительных одноканальных и многоканальных радиометров [1—3].

Настоящая работа посвящена разработке и исследованию модуляционного радиометрического приемника, предназначенного для использования в измерительных системах, работающих в диапазоне частот 92...96 ГГц.

Модуляционный радиометрический приемник (МРП) разработан в двух вариантах по супергетеродинной схеме с синхронным детектированием (рис. 1). Конструктивно он состоит из модуля подшумливания (в который входят направленный ответвитель 1, *pin*-аттенуатор 2 и твердотельный генера-

тор шума 3), ферритовых вентилях 4, 6, *pin*-модулятора 5, преобразователя частоты, включающего балансный смеситель и гетеродин, платы усиления, регулировки и квадратичного детектирования 7, платы генератора опорного напряжения 8 и синхронного детектора 9.

Этот вариант МРП при потерях преобразования балансного смесителя ~5,5—6 дБ имеет флуктуационную чувствительность ~0,03 К/√Гц и линейную выходную характеристику с крутизной 2 В/К (рис. 2).

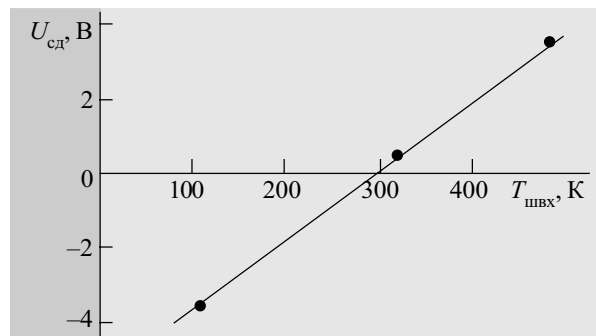


Рис. 2. Выходная характеристика МРП

С целью повышения флуктуационной чувствительности в 3 раза в состав МРП введен малошумящий усилитель (МШУ) SLW-15-5 и полосно-пропускающий фильтр (ППФ). Наличие модуля подшумливания

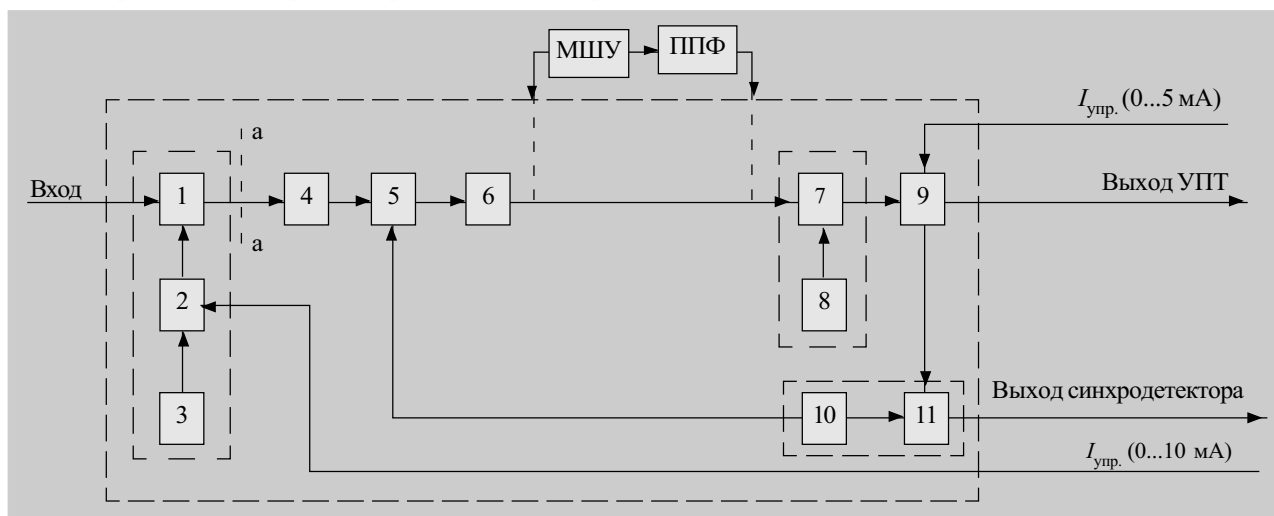


Рис. 1. Структурная схема МРП

позволяет использовать МРП в системах пассивной локации, реализующих метод нулевого приема [4].

Для количественной оценки уровня избыточной температуры шума  $T_{ш\text{ изб}}$  в сечении «а—а» приводим аналитические выражения (1), (2), (3), полученные на основании графо-аналитического рассмотрения структурной схемы МРП (рис. 1).

$$T_{ш\text{ изб}} = D \frac{T_{гш} - T_o}{L_{a0} L_{ad} L_{но}}, \quad (1)$$

где  $D$  — коэффициент, учитывающий рассогласование элементов 1, 2, 3, 4 —

$$D = 1 \pm 2(|\Gamma_r| |\Gamma_a| + |\Gamma_r| |\Gamma_{но}| + |\Gamma_r| |\Gamma_a|^2 + |\Gamma_{но}| + |\Gamma_r| |\Gamma_a|^2 + |\Gamma_{но}|^2 + |\Gamma_v| + |\Gamma_a| |\Gamma_{но}|^2 + |\Gamma_v| + |\Gamma_{но}| |\Gamma_v|); \quad (2)$$

$\Gamma_r, \Gamma_a, \Gamma_{но}, \Gamma_v$  — коэффициенты отражения генератора шума, *pin*-аттенюатора, направленного ответвителя и вентиля, соответственно;

$S_a, S_{но}$  — коэффициенты передачи *pin*-аттенюатора и направленного ответвителя, соответственно, —

$$S_a = \frac{1}{\sqrt{L_{a0} L_{ad}}}; \quad S_{но} = \frac{1}{\sqrt{L_{но}}}; \quad (3)$$

$L_{a0}, L_{ad}$  — начальное и вводимое ослабления *pin*-аттенюатора;  
 $L_{но}$  — переходное ослабление направленного ответвителя;  
 $T_{гш}$  — эквивалентная температура шума генератора шума;  
 $T_o$  — температура окружающей среды.

В таблице представлены оценки для  $T_{ш\text{ изб}}$  при следующих параметрах элементов:  $T_{гш} = 5000$  К;  $L_{a0} = 1,5$  дБ;  $L_{ad} = 0 \dots 20$  дБ;  $L_{но} = 10$  дБ;  $\Gamma_r = \Gamma_{но} = \Gamma_v = 0,13$ ;  $\Gamma_a = 0,33$ .

$L_{ad}$ , дБ	0	1	10	20
$T_{ш\text{ изб}}^*$ , К	340	270	34	3,4
$\bar{T}_{ш\text{ изб}}^{**}$ , К	346	275	35	3,4

\* Без учета рассогласования.

\*\* Усредненное значение  $T_{ш\text{ изб}}$  с учетом рассогласования.

Фактические значения заданных уровней избыточной температуры шума определяются при калибровке модуля подшумливания. Амплитудную модуляцию входного сигнала и сигнала подшумливания осуществляет *pin*-модулятор 5. Частота модуляции 2 кГц. Модулятор развязан по входу и выходу ферритовыми вентилями 4, 6.

Балансный смеситель осуществляет двухполосный прием и преобразование частоты 92...96 ГГц входного сигнала в промежуточную частоту 10...2000 МГц. Частота гетеродина 94 ГГц, мощность — 12 мВт.

Двухкаскадный усилитель ПЧ, регулирующий *pin*-аттенюатор, квадратичный детектор и усилитель постоянного тока (УПТ) расположены на одной плате 9 и конструктивно выполнены в виде отдельного модуля, технические характеристики элементов которого рас-

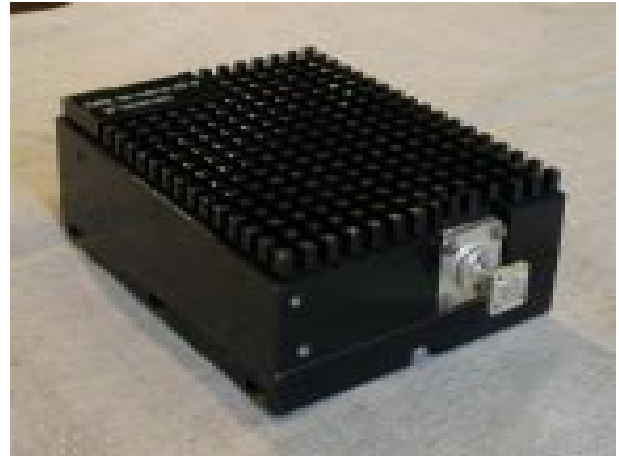


Рис. 3. Модуляционный радиометрический приемник

смотрены в работе [5]. Генератор опорного напряжения  $I0$  и синхродетектор  $II$  описаны в работе [6]. Конструктивно элементы МРП размещены в герметичном корпусе (рис. 3). При изготовлении СВЧ-элементов использована гибридно-интегральная технология. Стабилизированный источник питания выполнен в виде отдельного блока.

Разработанный модуляционный радиометрический приемник может быть использован в измерительных системах различного назначения. Он реализует следующие основные технические характеристики:

- диапазон рабочих частот, ГГц — 92...96;
- флуктуационная чувствительность (при постоянной времени интегрирования 1с),  $K/\sqrt{\text{Гц}}$ :  
 без МШУ — 0,03;  
 с МШУ — 0,01;
- частота модуляции, кГц — 2;
- диапазон избыточной температуры шума, К — 4...340;
- напряжение питания 220 В  $\pm 5\%$  частотой 50 Гц.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Hollinger I. P., Kenney I. E., Troy B. E. A versatile millimeter-wave imaging system // IEEE Trans. on MTT.— 1976.— Vol. MTT-24, N 11.— P. 786—793.
2. Гудкова Н. Л., Ширяев А. М. Использование в народном хозяйстве СВЧ-аппаратуры дистанционного зондирования из космоса // Зарубежная радиоэлектроника.— 1991.— № 4.— С. 86—100.
3. Михайлов Н. Ф., Шукин Г. Г. Зарубежные исследования в области СВЧ-радиометрического зондирования атмосферы // Там же.— 1993.— № 4.— С. 49—66.
4. Филатов А. В. Модифицированный метод нулевого приема в сверхвысокочастотном радиометре // Приборы и техника эксперимента.— 1996.— № 3.— С. 87—92.
5. Бережной В. А., Тузенко А. П., Черний Б. С. и др. Унифицированные модули СВЧ для вторичных преобразователей многоканальных радиометров // См. настоящий номер.— С. 19—20.
6. Кужель В. И., Шум А. Н. Синхронный усилитель с оптронной развязкой // Радиоэлектроника.— 1998.— № 4.— С. 79—80.

К. т. н. С. А. ШИЛО, Д. М. БЫЧКОВ, А. С. ГАВРИЛЕНКО

Украина, г. Харьков, Институт радиофизики  
и электроники им. А. Я. Усикова  
E-mail: shilo@ire.kharkov.ua

Дата поступления в редакцию  
21.04 2003 г.

Оппонент к. ф.-м. н. Л. И. ШАРАПОВ  
(Радиоастрономический институт,  
г. Харьков)

## АППАРАТУРНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ПЕРВИЧНОЙ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ РАДИОМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ «ЗІР»

*Комплекс разработан для системы, предназначенной для получения радиотепловых изображений человека в интересах охранных и таможенных служб.*

Задачей проекта «Зір», выполняемого совместно НПП «Сатурн» и ИРЭ НАНУ, является создание СВЧ-радиометрической системы (РМС), предназначенной для получения радиотепловых изображений человека для использования охранными и таможенными службами.

В основу аппаратурно-программного комплекса первичной обработки данных положена концепция управления и последовательно-параллельной обработки потоков данных с использованием двух пространственно разнесенных микропроцессорных платформ при включении в их состав программируемых специализированных контроллеров. Такой подход обеспечивает гибкость управления режимами работы основных элементов комплекса обработки данных и возможность оперативной коррекции алгоритмов обработки и программных модулей, что особенно важно при отладке программного обеспечения в составе вновь разрабатываемой системы.

Обработку данных и управление системой «Зір» можно разделить на два основных процесса.

1. Сбор первичных данных и вычисление значений элементов массива текущего кадра изображения

в единицах шкалы радиояркихостных температур, выработка сигналов автоматического управления приводом антенны и другими аппаратурными элементами системы. Эти задачи реализуются посредством первой микропроцессорной платформы, интегрированной в основную аппаратурную стойку РМС в составе блока управления и сбора информации (БУСИ) и работающей под дистанционным внешним управлением.

2. Прием данных для текущего кадра изображения, оперативное формирование и визуализация изображений, оперативное управление режимами функционирования РМС посредством пользовательского интерфейса, а также вторичная обработка изображений с использованием набора специализированных алгоритмов (планируемая функция). Этот круг задач выполняется второй микропроцессорной платформой на базе персонального компьютера (ПК), образующей устройство визуализации (УВ) РМС с функциями рабочего места оператора.

Состав аппаратурных модулей, входящих в 1-й и 2-й процессорные наборы, приведен в **таблице**. Размещение устройств в составе системы предусматривает длину кабельных линий связи интерфейса RS-232 между БУСИ и УВ ~5 м и между БУСИ и АЦП2 (опрос термодатчиков в блоке калибратора) ~8 м. В пусковом и настройном режимах БУСИ может функционировать в режиме автономно работающего ПК. В этом случае к нему дополнительно

Блок управления и сбора информации (БУСИ)		Устройство визуализации (УВ)	
Устройство	Тип	Устройство	Тип
Модуль главного процессора	Am5×86-P75-S/ 133 MHz/256 kB/8 MB	Модуль главного процессора	Pentium K6-2+ +/450 MHz/512 kB/64 MB
Контроллер АЦП1	A-826 PG (16 каналов)	Контроллер видеопорта	SVGA 4Mb AGP S3 TRIO 3D/2X
Контроллер шагового двигателя	STEP-200	Монитор	15" SAMTRON 55E 0.24NI-LR
Контроллер последовательного порта	CH-114 NI (RS-232)	Контроллер последовательного порта	CH-114 NI (RS-232)
Преобразователь стандарта RS485—RS232	PCI-7520AR	—	—
Удаленный контроллер АЦП2 (расстояние 8 м)	I-7018 (8 каналов)	—	—

присоединяются стандартные внешние устройства — дисплей и клавиатура.

Поскольку в РМС изображение формируется из двух полукадров, соответствующих двум секторам обзора для 16-лучевой диаграммы направленности антенны, получаемых, соответственно, для двух разных первых гетеродинов приемника, — образуется 32 приемных канала с отличающимися характеристиками, в связи с чем радиометрическая обработка данных проводится независимо и параллельно для каждого из каналов. Первичной целью обработки является приведение текущих выходных отсчетов каналов РМС (столбцов формируемых изображений) к единой шкале радиояркостных температур. В результате становятся незначительными отличия в средних уровнях и размахе сигналов, а элементы изображения приводятся к единым уровням по яркости и контрастности, устраняются проблемы, связанные с временным дрейфом параметров каналов.

Расчет значений радиояркостных температур в канале осуществляется в рамках линейного приближения для выходной зависимости с учетом циклически получаемых калибровочных отсчетов для двух эталонных источников с известными уровнями излучения [1].

Функционирование БУСИ осуществляется под управлением специализированной программы, разработанной в среде Borland C++ и загружаемой в оперативную память с НЖМД БУСИ при включении радиометрической системы. Основные функции, выполняемые программой: управление режимом работы шагового двигателя (ШД) привода антенны, управление работой гетеродинов приемника, аналого-цифровое преобразование выходных сигналов приемника и управление параметрами его каналов, опрос цифрового термометра блока калибратора, опрос бинарных телеметрических датчиков РМС, первичная обработка данных, формирование и передача информационного пакета в устройство визуализации.

Функционально программа БУСИ взаимодействует с программируемыми контроллерами А-826РГ (16-канальный 16-разрядный АЦП, 2-канальный 12-разрядный ЦАП, 16 бинарных каналов ввода-вывода), С114Н1 (4-канальный скоростной контроллер последовательного порта), STEP-200 (2-канальный контроллер шаговых двигателей).

Программа осуществляет циклическое повторение структурных элементов, основными из которых являются следующие модули: 1) управления ШД привода антенны и выработки сигналов управления для 16-канального аналого-цифрового преобразователя и гетеродинов приемника; 2) вычисления эффективных температур излучения калибровочных нагрузок; 3) определения коэффициентов линейных зависимостей на выходах каналов; 4) вычисления радиояркостных температур элементов изображения; 5) вычисления значений сигналов группового управления коэффициентом усиления и смещения постоянной составляющей; 6) вычисления контрольных значений флуктуационной чувствительности для 32 каналов; 7) ввода/вывода/обмена.

Ядром программы БУСИ является модуль управления приводом антенны. В процессе сканирования на основе программно устанавливаемых параметров осуществляется последовательная генерация на первом выходе контроллера STEP-200 управляющих сигналов, воздействие которых на ШД привода обеспечивает качание вокруг своей оси диска с дифракционной решеткой — основного управляющего элемента антенны. Одновременная синхронная генерация на втором выходе контроллера STEP-200 последовательности импульсов запуска АЦП А-826РГ обеспечивает режим внешнего прерывания рабочей программы БУСИ и циклическое аналого-цифровое преобразование сигналов, присутствующих на шестнадцати выходах приемника. При этом для каждого полукадра изображения в оперативной памяти БУСИ проводится заполнение массивов входных данных — двухмерного массива цифровых отсчетов АЦП, соответствующего просматриваемым на этой фазе сканирования элементам поля наблюдения, а также массивов текущих значений калибровочных сигналов.

Управление ШД привода («прямое» и «обратное» движение) осуществляется только вследствие программно заданного числа шагов. Такой режим обеспечивает высокую точность повторения положений лучей антенны от цикла к циклу, поскольку внешние датчики позиционирования не оказывают влияния на работу привода. В случае нарушения работы привода возникает неравенство числа шагов ШД на «прямой» и «обратной» фазах движения, в результате чего цикл движения диска завершается не в заданной точке. Это приводит к сбиванию одного из датчиков положения, что, в свою очередь, прерывает ход рабочей программы и переводит ее в фазу начальной установки антенны, после чего положение диска антенны восстанавливается, а устройство управления ШД входит в нормальный режим.

Фазы калибровки РМС соответствуют верхнему положению диаграммы направленности антенны (ДНА) в секторе углов сканирования. В моменты калибровки привод останавливается на 50 мс (по 2 положения ДНА в 2 полукадрах), и на интервале калибровочных измерений ДНА остается неподвижной. При этом для каждого из калибровочных положений ДНА в 16 каналах проводится регистрация 4 независимых временных отсчетов с последующим их усреднением, что снижает дисперсию калибровочных значений.

Интенсивность шумового излучения калибровочных нагрузок РМС, выраженная в единицах температурной шкалы, зависит от средних термодинамических температур излучающих поверхностей нагрузок, а также от распределения термодинамических температур по этим поверхностям. Указанные распределения температур циклически измеряются посредством удаленного 8-канального АЦП2, выполняющего функции электронного термометра, и передаются в БУСИ, где фиксируются в его оперативной памяти в виде текущих значений температур (6 датчиков для «горячей» калибровочной нагрузки и 2 — для «холодной»). В результате, в соответствии с выбранным размещением 32 лучей РМС по калибровочным нагрузкам и

получаемым текущим распределением температуры по каждой из этих калибровочных нагрузок, для каждого из 32 каналов методом «взвешивания» значений по группе датчиков рассчитывается своя пара текущих значений эффективной температуры излучения калибраторов. Получаемые 64 калибровочных значения дополнительно усредняются по нескольким циклам сканирования за счет выполнения операций рекурсивной цифровой низкочастотной фильтрации.

На основе полученных калибровочных данных в каждом цикле сканирования в БУСИ производится вычисление коэффициентов зависимостей «антенная температура — выходной уровень напряжения» для каждого из 32 радиометрических каналов и расчет значений радиоярких температур для элементов поля наблюдения. Помимо этого, БУСИ формирует групповые сигналы управления коэффициентом усиления и уровнем постоянной составляющей выходных аналоговых сигналов. Целью операции является настройка динамического диапазона сигналов на выходах радиометрических каналов, обеспечивающая наилучшее использование разрядной сетки АЦП. Проведение подобных оперативных регулировок позволяет уменьшить уровень шумов квантования при аналого-цифровом преобразовании, а также отказаться от термостабилизации элементов приемно-усилительного тракта.

После завершения цикла вычислений БУСИ, соответствующего обработке данных для одного кадра изображения, сформированный первичный двумерный массив значений радиоярких температур излучения для элементов поля наблюдения, а также вспомогательные и телеметрические данные, несущие информацию о параметрах устройств РМС,

«сжимаются» в объеме и направляются в устройство визуализации. Скорость передачи данных составляет 115 кбит/с.

Рабочая программа устройства визуализации разработана в среде программирования "LabView 5,0". Работа УВ предусмотрена в двух режимах — «основном» (последовательное формирование изображений, их отображение на экране дисплея УВ и фоновая архивация на магнитном носителе в виде файлов первичных данных) и «дополнительном» (просмотр записанных файлов изображений). Работа УВ осуществляется в автоматическом режиме и не требует участия оператора, за исключением моментов изменения режима работы РМС. Управление работой УВ и РМС в целом осуществляется посредством изменения состояния функциональных клавиш, переключателей и других органов управления в окнах интерфейса с помощью манипулятора, либо нажатием функциональных клавиш клавиатуры. Основное окно интерфейса содержит три поля выдачи изображений: 1) текущего кадра; 2) усредненного по 2, 4, 6, либо 8 предыдущим кадрам; 3) обработанного специализированным модулем обработки (планируемая функция).

В качестве специализированной обработки планируется подключение подпрограмм повышения пространственного разрешения на основе методов инверсной фильтрации, а также подпрограмм автоматического обнаружения инородных предметов на теле человека.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Hersman M. S., Poe G. A. Sensitivity of total power radiometer with periodical absolute calibration // IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.— 1981.— Vol. 29, N 1,— P. 32—40.

К. ф.-м. н. В. А. КОМЯК, к. т. н. С. А. ШИЛО

Украина, г. Харьков, Институт радиопизики и электроники  
им. А. Я. Усикова  
E-mail: shilo@ire.kharkov.ua

Дата поступления в редакцию  
21.04 2003 г.

Оппонент к. ф.-м. н. Л. И. ШАРАПОВ  
(Радиоастрономический ин-т, г. Харьков)

## РАДИОТЕПЛОВАЯ СКАНИРУЮЩАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ПОЖАРНЫХ СЛУЖБ АВИАЦИОННОЙ ОХРАНЫ ЛЕСОВ

*Рассматриваются возможности построения авиационной сканирующей радиометрической системы СВЧ-диапазона. Приведены достижимые параметры и функциональные особенности системы.*

Занимаемые лесом значительные площади, низкая плотность населения в лесных районах, труднодоступность и труднопроходимость лесных массивов делают авиационную охрану лесов одним из приоритетных направлений.

Авиационная охрана лесов основана на использовании авиационных средств и методов предупреждения, обнаружения и тушения лесных пожаров. На авиационную охрану возложены следующие основные виды работ [1]:

— авиационное патрулирование с целью своевременного обнаружения лесных пожаров, наблюдения за действующими пожарами, а также оповещения органов наземной охраны об их возникновении, распространении и необходимых мерах по борьбе с огнем;

— тушение лесных пожаров силами работников авиационной службы, доставляемых к местам пожаров на самолетах и вертолетах;

— высадка парашютистов или десантников-пожарных для организации борьбы с лесными пожарами силами работников предприятий, проводящих работы в лесу, и местного населения;

— перевозка на самолетах и вертолетах к действующим лесным пожарам противопожарного снаряжения и продуктов питания, а также представителей наземной лесной охраны и привлеченных рабочих;

— оказание помощи командам, работающим на пожаре, путем сбрасывания воды или химикатов на кромку огня и перед ней с борта летательного аппарата.

Кроме того, данные о наличии очага пожара должны сопровождаться информацией о координатах кромки лесного пожара на данный момент времени; ее длине, форме и непрерывности (периметре и наличии разрывов кромки, наличии отдельных очагов при пятнистых пожарах); мгновенной площади очага; эффективности применяемых систем пожаротушения; наличии на прогретой территории остаточных очагов горения, в т. ч. заглубившихся (подземных); координатах находящихся в зоне прогнозируемого распространения пожара техники и строений, т. е. мероприятиями по разведке очага.

Для авиационной охраны лесов (АОЛ) первоочередными методами повышения эффективности является широкое применение инструментальных средств разведки лесных пожаров. Как отмечено в [2], оснащение летательных аппаратов АОЛ тепловыми датчиками инфракрасного и микроволнового диапазонов в качестве инструментальных средств разведки и диагностики пожаров является основным направлением совершенствования охраны лесов. При этом, в отличие от инфракрасного и оптического диапазонов, получение такой информации в радиодиапазоне не зависит от погодных условий (туман, облачность, осадки), времени суток, условий освещенности, ориентации и мощности дымового шлейфа, содержащего значительное количество частиц сажи и вытянутого обычно по направлению ветра.

Радиотеплолокатор способен получать информацию о положении горящей кромки и протяженности активной зоны горения как при верховых, так и при низовых (скрытых пологом леса) и подземных пожарах (пожары на торфяниках). Это особенно актуально, т. к. в лесах больше всего низовых пожаров (97,5%), верховых — 1,5% [2]. Многочисленные исследования интенсивности радиоизлучения очагов лесных пожаров показали, что наибольшей информативностью для решения задач АОЛ обладает миллиметровый диапазон радиоволн.

Эффективность системы АОЛ повышается при увеличении площади лесных массивов, которые могут быть проверены за один полет. Это требование приводит к необходимости расширения полосы обзора бортовых измерительных систем за счет сканирования диаграммой направленности антенны (ДНА). При этом для систем обнаружения очага пожара обязательен режим обзора с примыканием соседних элементов разрешения в строке и строк между собой.

Самолетные сканирующие системы по методу обзора пространства можно разделить на три основные группы:

- системы с коническим сканированием, при котором ДНА движется по образующей конуса вращения, ось которого направлена в надири;
- системы бокового обзора при линейном (строчном) сканировании, в которых ДНА перемещается в плоскости, ортогональной направлению полета (продольной оси самолета);
- системы переднего (заднего) обзора с растровым (кадровым) формированием изображения в секторе углов по азимуту и углу места, обозревающие участки поверхности одновременно вперед и/или назад по курсу летательного аппарата.

Каждый из этих методов обладает своими достоинствами и недостатками с точки зрения авиационной системы разведки очага.

К несомненным достоинствам систем с линейным сканированием следует отнести возможность достижения в полосе обзора, в среднем, лучшего пространственного разрешения, более эффективного использования времени на организацию получения информации в одной строке при достаточно широких полосах обзора. В системах бокового обзора недостатком метода является некоторое «запаздывание» информации в связи с получением изображений для участков, уже оставшихся (в ходе полета) в задней полусфере летательного аппарата.

Применение конического и кадрового обзора пространства позволяет обеспечить получение опережающей (по полету) информации о координатах очага. Наличие у штурмана информации о реальном положении летательного аппарата относительно очага пожара облегчит наведение и повысит точность сброса воды или огнегасящих веществ на очаг. К недостаткам систем с коническим сканированием можно отнести более низкое (в центре полосы) пространственное разрешение и сложность сканирования с точки зрения построения механизма управления ДНА.

Растровый метод обзора представляется наиболее перспективным при решении задач оперативного характера, связанных с анализом информации и маневрированием в условиях пожарной обстановки.

В настоящей работе предлагается система, в которой использован метод сканирования в секторе углов  $\beta \in [\beta_0 - \Delta\beta, \beta_0 + \Delta\beta]$ , ориентированном по полету (см. рисунок, плоскость ABC), многолучевой диаграммой направленности (лучи которой расположены в плоскости CDE), ортогональной направлению полета.

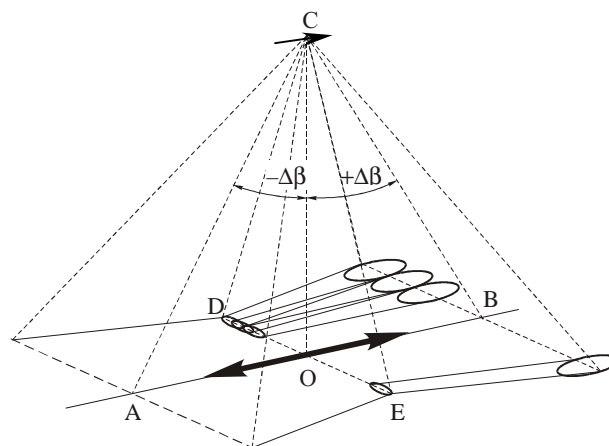


Схема сканирования многолучевой ДНА

Антенная система предлагаемого радиотеплолокатора (РТЛ) построена на эффектах преобразования объемных электромагнитных волн в поверхностные в открытых периодических замедляющих структурах [3]. Однолучевые сканирующие антенны, созданные на этом принципе, прошли успешную многолетнюю апробацию на борту аэрокосмических средств при работе РТЛ в режиме бокового обзора [4].

Плоская периодическая решетка была выполнена в виде подвижного диска, расположенного под планарным диэлектрическим волноводом. Избирательность направления приема в такой электродинамической системе осуществляется за счет строгого выполнения соотношений между частотой принимаемого излучения, параметрами и текущей пространственной ориентацией дифракционной решетки. Изменение ориентации решетки достигается за счет поворота диска вокруг своей оси в некотором угловом секторе.

В предлагаемой системе обзора создание многолучевой ДНА осуществляется за счет использования дисперсионных свойств подобных антенн. Используя методы частотной фильтрации по основной или промежуточной частоте и многоканальную обработку принятого сигнала, можно сформировать многолучевую диаграмму направленности для радиотеплового сигнала в одной плоскости и организовать сканирование ею в ортогональной плоскости за счет возвратно-поступательного качания диска с дифракционной решеткой (обе эти плоскости ортогональны плоскости апертуры антенны). Сама антенна при этом остается неподвижной.

Управление положением диска осуществляется механизмом сканирования, выполненным на базе шагового двигателя, что обеспечивает высокую повторяемость угловых положений направлений приема от кадра к кадру и позволяет осуществлять синхронизацию бортовой системы обработки информации.

Указанный принцип построения многолучевых сканирующих радиометрических систем миллиметрового диапазона реализован и доказал свою эффективность в системе радиовидения «Зір», предназначенной для получения изображений в интересах таможенных служб (разработка ИРЭ НАНУ и НПП «Сагурн» [5]).

В РТЛ, предназначенном для решения задач АОЛ, построение радиотепловых изображений осуществляется в системе обработки информации непосредственно на борту летательного аппарата в режиме реального времени с отображением на экране бортового монитора. Для этого информация с выходов приемных каналов преобразуется к цифровому виду и вводится в память ЭВМ.

Следует отметить, что наличие дисперсионных свойств антенны приводит к ограничениям по ширине полосы приемного канала для каждого из лучей ДНА, что, в свою очередь, приводит к снижению температурной чувствительности РТЛ. Для повышения чувствительности в процессе построения радиотепловых изображений системой бортовой обработки информации предусматривается накопление сигналов, принятых с данного элемента поверхности. В ходе полета последовательно производится обзор частично перекрывающихся участков поверхности (кадров изображения). Поэтому в последовательных циклах формирования изображений может производиться частичное «наложение» участков последовательных изоб-

ражений (кадров) один на другой с учетом (в динамике) текущей навигационной информации (операций маневрирования летательного аппарата).

Такой режим формирования изображений позволит осуществлять дополнительное накопление сигнала для единичных элементов разрешения с учетом коррекции геометрии наблюдения и повысить радиометрическое разрешение РТЛ. Кроме этого, такой алгоритм построения изображений позволит при использовании симметричного сектора сканирования (вперед и назад по полету) оперативно оценивать эффективность применения огнетушащих средств.

Расчеты показывают, что РТЛ, построенный по вышеописанной схеме, может обладать следующими параметрами (для рекомендуемой высоты полета патрульных средств АОЛ 1000 м):

Рабочая длина волны, мм	3
Количество рабочих лучей ДНА	32
Сектор сканирования	$\pm 60^\circ$
Диаметр апертуры антенны, мм	400
Пространственное разрешение в центре кадра, м <sup>2</sup>	8×8
Полоса обзора (в центре кадра), м	~300
Чувствительность каналов РТЛ, К	1÷1,5

Наличие радиотепловых изображений очага и окружающего пространства позволит непосредственно на борту летательного аппарата получать информацию как об очаге пожара, так и о целом ряде сопутствующих параметров (пространственном распределении влажности горючего материала, наличии преград для распространения огня, дорог, просек, заболоченных участков и их проходимости для наземной техники, наличии на угрожающих направлениях техники и строений и т. п.), т. е. производить разведку очага, что позволит повысить адекватность принимаемых решений по тактике борьбы с пожаром и обеспечить дополнительные навигационные возможности для наведения ЛА на кромку очага или выбора места десантирования людей и техники.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Червонный М. Г. *Авиационная охрана лесов.*— М.: Лесная пром-сть, 1979.
2. Воробьев О. Ю., Валендик Э. Н. *Вероятностное множественное моделирование распространения лесных пожаров.*— Новосибирск: Наука, 1978.
3. Шестопалов В. П., Андренко С. Д., Беляев В. Г. та ін. *Перетворення міліметрових хвиль в об'ємні і використання цього явища в фізиці і техніці* // Вісник АН УРСР.— 1977.— № 1.— С. 8—21.
4. Комяк В. А., Левда А. С., Шило С. А. и др. *Сканирующий СВЧ-радиометр РМ-08 ИСЗ "Січ-1"* // *Космическая наука и технология.*— 1998.— Т. 4, № 2/3.— С. 21—26.
5. Shilo S. A., Komyak V. A., Muskin Yu. N., Berezhnoy V. A. *MM-band radiometric system for contraband detection applications* // *The Fourth international symposium «Physics and Engineering of Millimeter and Sub-Millimeter Waves».*— Kharkov, June 4 — 9, 2001.— Vol. 2.— P. 463—465.

К. т. н. В. А. БЕРЕЖНОЙ, В. И. КУЖЕЛЬ, А. Ю. ОСТАПЧУК

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

Дата поступления в редакцию  
21.04 2003 г.

Оппонент к. ф.-м. н. В. Н. РАДЗИХОВСКИЙ  
(ГП "Айсберг", г. Киев)

## МНОГОКАНАЛЬНАЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА ДЛЯ КАЛИБРОВКИ ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ ШУМА

*Рассмотрен принцип построения и приведены результаты разработки и исследований многоканальной измерительной системы миллиметрового диапазона длин волн.*

Высокотемпературные (газоразрядные, твердотельные) генераторы шума (ВГШ) с известным уровнем спектральной плотности мощности шума или эквивалентной температурой шума (ЭТШ) используются для измерения коэффициента шума приемных устройств и флуктуационной чувствительности радиометров [1, 2].

Для калибровки ВГШ применяются методы измерения, в которых измеряемая величина ЭТШ генератора сравнивается с калиброванной величиной ЭТШ, воспроизводимой мерой. В миллиметровом диапазоне волн в качестве мер могут быть использованы высокоточные криогенные тепловые генераторы шума [3], а в качестве приемников СВЧ — высокочувствительные радиометры [4]. С помощью одноканальных радиометров можно выполнять калибровку ВГШ в узком диапазоне частот. Для расширения частотного диапазона калибровки ВГШ необходимо использовать многоканальные радиометры (МКР), у которых частотные полосы каналов не имеют разрывов как внутри канала, так и между смежными каналами.

На базе МКР можно проектировать широкополосные измерительные системы для калибровки ВГШ в мм-диапазоне волн и тем самым исключить применение дорогостоящих высокочувствительных анализаторов или приемников с перестройкой частоты. Структурно многоканальная измерительная система (МКИС) должна включать: меры с калиброванными уровнями ЭТШ, согласованные линии передачи СВЧ, МКР и индикатор. Количество калиброванных уровней ЭТШ должно быть не менее 2. МКР должен иметь широкую полосу частот по входу и как можно больше (16, 32, 64, ...) частотных каналов по выходу. Причем полосы частот каналов должны быть непрерывными и иметь перекрытия между смежными каналами. В качестве индикатора могут использоваться аналоговые вольтметры, осциллографы, самописцы или цифровые приборы как без обработки конечных результатов, так и с обработкой на персональном компьютере (ПК).

Разработанная конструкция многоканальной измерительной системы позволяет выполнять ее сборку в двух вариантах (рис. 1). Варианты схем отличаются местом установки переменного аттенуатора.

Конструктивно МКИС состоит из двухуровневого теплового генератора шума (ТГШ) 1, согласующих ферритовых вентилях 2, 4, 5, 7, двухпозиционного СВЧ-переключателя 3, переменного аттенуатора

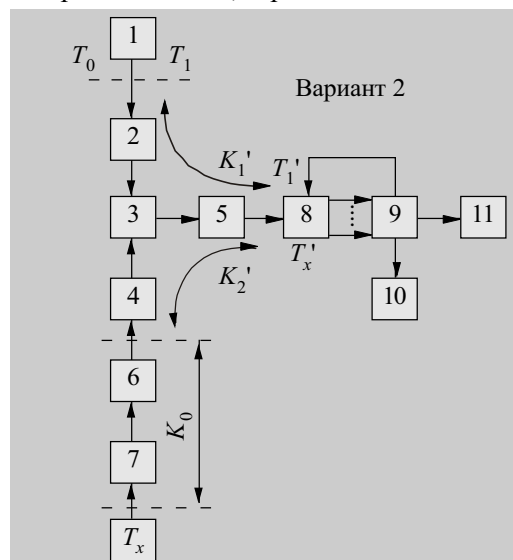
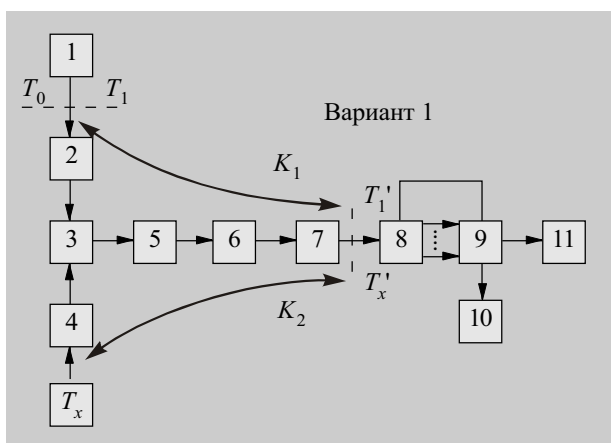


Рис. 1. Структурная схема МКИС

ра 6, МКР 8, низкочастотного коммутатора 9, вольтметра 10 и персонального компьютера 11. Двухуровневый ТГШ имеет два калиброванных уровня ЭТШ:  $T_1=115$  К и  $T_2=T_0=293$  К. Калиброванный переменный аттенуатор имеет предел вносимого ослабления 50 дБ. Высокочувствительный МКР имеет диапазон рабочих частот 86...100 ГГц и 32 измерительных канала с полосой пропускания каждого 800 МГц [5]. Низкочастотный коммутатор управляет работой МКР (переключает первые гетеродины и регулирует коэффициенты передачи каналов) и подключает к ПК или к вольтметру выходные напряжения каналов радиометра. Вольтметр служит для контроля выходных напряжений. Персональный компьютер (Pentium-4) дополнен платой аналого-цифрового преобразователя ADC-1280, предназначенной для преобразования аналоговых сигналов в цифровую форму.

Перед измерениями при нулевом показании аттенуатора ( $N=0$ ) необходимо выровнять начальные коэффициенты передачи  $K_1=K_2$  (вариант 1) и  $K'_1=K'_2$  (вариант 2). Эти условия легко выполняются путем установки волноводных вставок.

В системе реализован метод калибровки, основанный на сравнении приращения напряжений ("ступенек"), получаемых при подаче на вход радиометра трех уровней ЭТШ:  $T_1$ ,  $T_0$  и  $T_x$  [4]. Калиброванная "ступенька" напряжений  $\Delta U_k \sim \alpha(T_0 - T_1)$  получается при поочередной подаче калиброванных ЭТШ  $T_0$  и  $T_1$ . Измеряемая "ступенька"  $\Delta U_x \sim \alpha(T_x - T_0)$  получается при поочередной подаче ЭТШ калибруемого ВГШ  $T_x$  и калиброванной ЭТШ  $T_0$ .

Из условия равенства  $|\Delta U_x| = N|\Delta U_k|$  определяется искомая ЭТШ ВГШ:

для варианта 1

$$T_x = N(T_0 - T_1) + T_0; \quad (1)$$

для варианта 2

$$T_x = K_0 N(T_0 - T_1) + T_0, \quad (2)$$

где  $N$  — ослабление, вносимое переменным аттенуатором;  
 $K_0$  — начальные потери аттенуатора с вентилем (см. рис. 1, вариант 2).

С целью уменьшения случайных погрешностей калибровка и измерения выполняются в каждом частотном канале многократно ( $n \geq 10$ ). Разработанная программа для ПК выполняет следующие действия [4]:

- вычисление и сравнение "ступенек"  $\Delta U_k$  и  $\Delta U_x$ ;
- расчет ЭТШ ВГШ  $T_{xp}$ ,  $i=1, \dots, 10$ ;
- расчет среднего значения  $\bar{T}_x$ ;
- расчет среднеквадратичного отклонения  $\sigma(\bar{T}_x)$ ;
- расчет неисключенного остатка систематической погрешности  $\delta_c$ ;



Рис. 2. Многоканальная измерительная система для калибровки высокотемпературных генераторов шума

— расчет погрешности из-за рассогласования элементов  $\delta_p$ ;

— расчет суммарной погрешности измерения  $\bar{T}_x \delta$ .

Разработанная многоканальная измерительная система для калибровки высокотемпературных генераторов шума (рис. 2) обеспечивает следующие технические характеристики:

диапазон рабочих частот, ГГц	86...100
количество измерительных частотных каналов	32
диапазон измеряемых уровней спектральной плотности мощности шума ВГШ, дБ/кТо	2,1...47,8
погрешность калибровки СПМШ ВГШ, дБ	0,6...1,2

Верхний уровень измеряемых СПМШ ограничен диапазоном ослабления переменного аттенуатора.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Крейнгель Н. С. Шумовые параметры радиоприемных устройств.— Л.: Энергия, 1969.
2. Есепкина Н. А., Корольков Д. В., Парийский Ю. Н. Радиотелескопы и радиометры.— М.: Наука, 1973.
3. Бережной В. А. Криогенный тепловой генератор шума миллиметрового диапазона длин волн // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ.— 1983.— Вып. 8.— С. 49—51.
4. Бережной В. А., Кузьмин С. Е. Радиометрическая установка для калибровки генераторов шума мм диапазона длин волн // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ.— 1984.— Вып. 1.— С. 53—55.
5. Бережной В. А., Кужель В. И., Тузенко А. П. и др. Многоканальный радиометр для систем радиовидения // См. настоящий номер.— С. 14 — 15.



ШИРОКОПОЛОСНЫЕ СМЕСИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

ДИАПАЗОНА МИЛЛИМЕТРОВЫХ ДЛИН ВОЛН

Область применения — высокочувствительные приемные устройства связи, радиометрические и радиоастрономические системы и радиоизмерительная аппаратура диапазона миллиметровых длин волн.



А. С. ГАВРИЛЕНКО, Д. М. БЫЧКОВ

Украина, г. Харьков, Центр радиофизического зондирования Земли  
им. А. И. Калмыкова  
E-mail: shilo@ire.kharkov.ua

Дата поступления в редакцию  
22.04 2003 г.

Оппонент к. ф.-м. н. В. А. СОЛОДОВНИК  
(ИРЭ им. А. Я. Усикова, г. Харьков)

## ОСОБЕННОСТИ ОБРАБОТКИ И ВИЗУАЛИЗАЦИИ ВЫХОДНОЙ ИНФОРМАЦИИ ДОПЛЕРОВСКОГО РАДИОЛОКАТОРА ОБЗОРА ЛЕТНОГО ПОЛЯ

*Данные обрабатываются и отображаются на мониторе в виде радиолокационного изображения местности с метками движущихся целей.*

Современный уровень развития автоматизации и вычислительной техники позволяет полностью автоматизировать процесс обработки, анализа и использования выходной радиолокационной информации. Однако общий контроль радиолокационной обстановки и принятие окончательного решения (диспетчерская функция) по-прежнему принадлежат оператору. Эффективность работы системы "радиолокатор — оператор" во многом зависит от устройства отображения радиолокационной информации.

В данной работе представлены результаты экспериментальной разработки устройства отображения информации для доплеровской радиолокационной станции обзора летного поля (ДРЛС ЛП).

Устройство отображения представляет собой аппаратно-программный комплекс, выполняющий функции приема данных с выхода цифрового блока обработки сигналов с селекцией движущихся целей (БОС), вторичной обработки данных радиолокационного обзора местности, визуализации и архивации выходной информации. Кроме перечисленных функций, в устройстве отображения реализованы интерактивные функции оперативного контроля и управления приемопередающей аппаратурой и аппаратурой первичной цифровой обработки ДРЛС ЛП.

Тип развертки изображения — индикатор кругового обзора [1, с. 197].

Устройство отображения построено на базе персонального компьютера (ПК), имеющего следующую конфигурацию:

— материнская плата типа SOLTEK KT266A 75DRV2 3DDR (ATX) с процессором AMD-K7-1400/266 Athlon ThunderBird и оперативной памятью DDR 128Mb PC266;

— жесткий диск типа 20.4 Gb WD 7200;

— видеоконтроллер типа SVGA 32Mb RADEON VE AGP;

— монитор типа 17"/0.20/SAMSUNG 757 DFX 1600×1200.

Структура радиолокатора предполагает вынос на значительные расстояния (сотни метров) приемопередающей аппаратуры и аппаратуры первичной циф-

ровой обработки сигналов от рабочего места оператора. Поток данных, передаваемых между устройством отображения и БОС, может достигать 32 Мбит/с. Поэтому для обеспечения функции ввода/вывода в конфигурацию ПК устройства отображения включена сетевая карта PCI Fast Ethernet 100 Mbps.

Программное обеспечение системы отображения радиолокационной информации функционирует под операционной системой Windows 95/98 и разработано в среде LabWiev.

### Структура входных данных

На вход устройства отображения данные с выхода БОС поступают в полярной антенной системе координат (ПАСК) с началом координат "дальность—азимут", совпадающим с точкой размещения антенной системы. Данные кругового обзора местности поступают в виде периодической последовательности выборок, имеющей строчно-кадровую структуру.

Каждая строка данных состоит из 800 выборок по дальности. Шаг выборок 7,5 метров. Выборка описывается одним байтом, в котором закодированы скорость цели (три бита) и амплитуда сигнала от этой цели (пять бит). Номер выборки в строке определяет дальность от антенны до цели.

Строки данных объединяются в кадр. Кадр данных соответствует одному полному обороту антенны при круговом обзоре. Номер строки в кадре определяет пеленг антенны. Начало кадра совпадает с условным нулевым азимутом. Шаг дискретизации по азимуту составляет 0,144°.

Каждая строка кадра передается по сети Ethernet двумя сетевыми пакетами по 540 байт. Сетевой пакет включает в себя заголовок и информационный блок. Заголовок пакета содержит данные для синхронизации и данные телеметрии о работе антенны, приемопередатчика и БОС радиолокатора.

В байте информационного блока сетевого пакета содержится информация об амплитуде отраженного сигнала и скорости цели.

### Алгоритм обработки данных

Результатом обработки данных является радиолокационное изображение местности (светоплан) с наложенными на него метками движущихся объектов.

Основные операции обработки данных и их взаимосвязь показаны на **рис. 1**.

Данные от БОС поступают в устройство отображения по сети Ethernet со скоростью 0,25 кадр/с. В

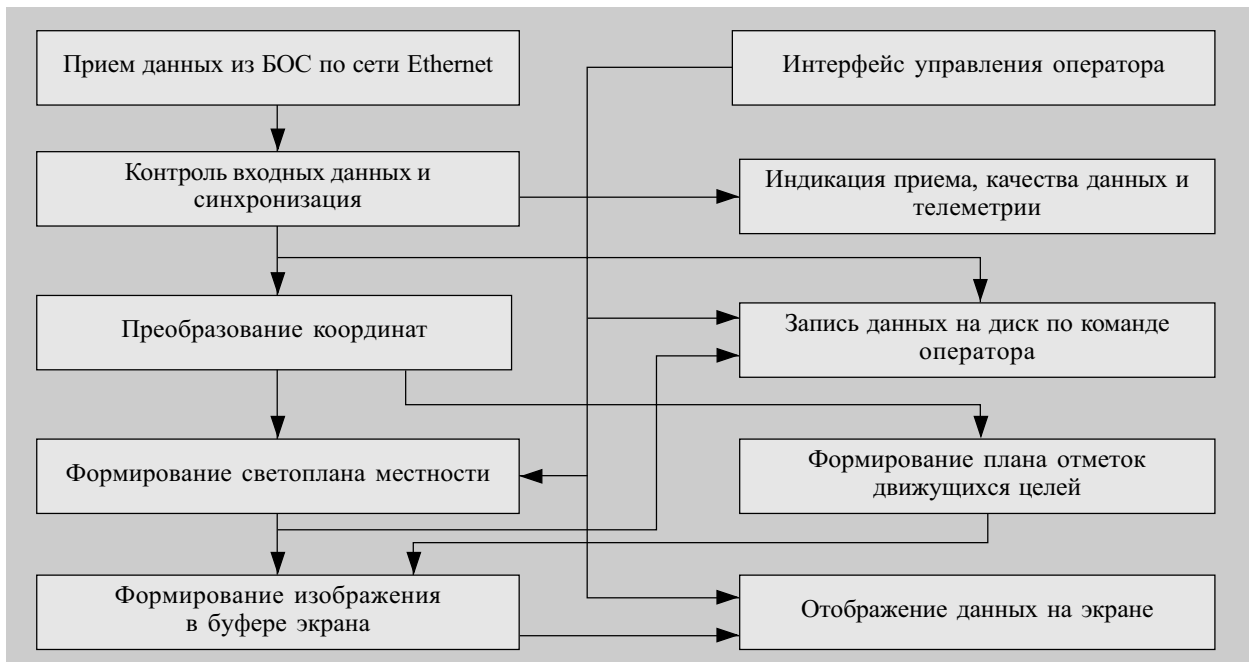


Рис. 1. Алгоритм обработки данных в системе отображения радиолокационной информации

процессе приема данных производится контроль потери сетевых пакетов и корректировка в случае сбоев. Из поступающего потока данных выделяется информационная часть и запоминается в виде массива исходных данных  $CadrIN [N, M]$  ( $N$  — азимут,  $M$  — дальность).

Число строк в кадре может изменяться от кадра к кадру. Величина отклонения числа строк в кадре от среднего значения определяется нестабильностью скорости вращения антенной системы и асинхронностью частоты вращения антенны и частоты запуска передатчика.

Компенсация нестабильности числа строк в кадре может быть осуществлена двумя способами:

- при наличии резерва по производительности процессора устройства отображения — методом пересчета шага дискретизации по азимуту и координат для каждого кадра;

- при отсутствии вычислительного резерва у процессора корректируется число строк в кадре до заданного значения методом округления — лишние строки отбрасываются, а недостающие восстанавливаются размножением строк.

Коррекция методом округления позволяет применять табличные преобразования координат и, тем самым, в значительной степени сокращать время обработки данных.

Кроме этого, в модуле контроля и синхронизации выполняется анализ телеметрической информации. Результат анализа передается в буфер экранной памяти для визуальной индикации работы антенной системы, приемопередатчика и БОС.

Входной массив  $CadrIN [N, M]$  преобразуется в экранный массив  $ScreenOut [X, Y]$ , который содержит радиолокационные данные в экранной прямоугольной системе координат (ЭПСК). Максимальные значения  $X$  и  $Y$  определяются числом точек, которое

содержит радиолокационное изображение, выводимое на экран ( $1600 \times 1600$ ). Экранный массив хранится в буферном ОЗУ экрана и представляет собой результирующее изображение отметок движущихся целей, наложенных на светоплан местности.

Получению результирующего экранного массива  $ScreenOut [X, Y]$  предшествуют следующие подготовительные операции: преобразование координат, формирование светоплана местности, формирование плана меток движущихся целей.

#### Преобразование координат

Трансформация данных из ПАСК в ЭПСК выполняется по известным соотношениям [2, с. 59] и характеризуется тем, что для сохранения равного масштаба изображения по обеим осям исходные данные подвергаются прореживанию или размножению по азимуту в зависимости от дальности. Однако если при формировании изображения светоплана потеря данных из-за прореживания допустима, то при формировании изображения меток движущихся целей допускать потерю данных нельзя. Поэтому преобразования координат при формировании светоплана и преобразования координат при формировании плана меток выполняются по разным методикам.

В результате операции преобразования координат вычисляются две таблицы адресов —  $A [X, Y]$  и  $B [N, M]$ .

Таблица  $A[X, Y]$  содержит относительные адреса ячеек  $(n, m)$  массива  $CadrIN [N, M]$ , из которых выбираются данные для формирования светоплана местности  $LayOut [X, Y]$ . Таблица  $B [N, M]$  содержит относительные адреса ячеек  $(x, y)$  массива  $LayTrg [X, Y]$ , в которые помещаются данные из ячеек  $(n, m)$  для формирования плана меток движущихся целей.

#### Формирование светоплана местности

Операция формирования светоплана местности выполняется по команде оператора и включает в себя

построение на экране радиолокационной карты неподвижных объектов местности. После окончания выполнения операции сформированное изображение светоплана сохраняется на жестком диске в отдельном служебном файле и используется при дальнейшей работе основной программы. При отсутствии радиолокационных контрастов, позволяющих осуществлять визуальную привязку светоплана к местности, возможна замена файла светоплана файлом электронной карты местности.

Формирование светоплана местности выполняется по следующему алгоритму.

1. Из массива  $A [X, Y]$  по адресам  $(x, y)$  выбираются относительные адреса  $(n, m)$ .

2. Из входного массива  $CadrIN [N, M]$  по адресам  $(n, m)$  выбираются и заносятся в массив  $LayOut [X, Y]$  по адресу  $(x, y)$  данные об амплитуде сигнала нулевого доплеровского фильтра (канал неподвижных целей). При наличии в отсчете по адресу  $(n, m)$  признака движущейся цели амплитуда текущего отсчета принимается равной амплитуде соседнего по номеру отсчета дальности, у которого отсутствует признак движущейся цели. Таким образом, в массиве  $LayOut [X, Y]$  размером  $1600 \times 1600$  элементов формируется текущее изображение светоплана местности.

Данные очередных входных кадров обрабатываются аналогично предыдущему и полученные изображения светоплана усредняются. Количество кадров, участвующих в формировании усредненного изображения светоплана, определяется оператором. На усредненное изображение светоплана накладываются изображение окружностей равной дальности и изображение меток азимута.

#### Формирование плана отметок целей

План отметок движущихся целей формируется (обновляется) один раз на один полный оборот антенной системы радиолокатора. При формировании плана отметок обрабатываются амплитуды выходных сигналов семи доплеровских фильтров. Формирование плана отметок целей выполняется по следующему алгоритму.

1. Из текущего массива  $CadrIN [N, M]$  выбираются и сортируются элементы с признаком движущейся цели. Элементы объединяются в семь групп по номерам доплеровских фильтров. В каждой группе элементы сортируются по возрастанию амплитуды.

2. Согласно относительным адресам таблицы  $B [N, M]$  для отсортированных данных в массиве  $LayTrg [X, Y]$  формируется изображение условного знака (отметки) движущейся цели.

При наличии в группах нескольких движущихся целей, имеющих одинаковые относительные адреса  $(x, y)$ , в массиве  $LayTrg [X, Y]$  формируется изображение отметки цели, у которой выше приоритет. Распределение целей по приоритетам следующее: 1 — максимальная скорость, 2 — максимальная амплитуда отраженного сигнала.

При отсутствии признака движущейся цели в элементе массива  $CadrIN [N, M]$  в выходной массив  $LayTrg [X, Y]$  по адресу  $(x, y)$  записывается ноль. Условные знаки идентификации цели выбираются из таблицы шаблонов. Шаблоны отметок движущейся

цели, идентифицирующие скорость и амплитуду, генерируются в начале работы устройства и хранятся в оперативной памяти.

Таким образом, после анализа всех элементов исходного массива  $CadrIN [N, M]$  формируется план отметок движущихся целей, который хранится в массиве  $LayTrg [X, Y]$ .

#### Особенности отображения данных радиолокационного обзора

Основное требование к отображению — обеспечение надежной визуальной идентификации отметки движущейся цели на фоне светоплана и привязка ее к местности. В результате компьютерного моделирования и экспертной оценки при разработке программного обеспечения были определены конфигурационные, цветовые и информационные характеристики отметки, наиболее полно удовлетворяющие этим требованиям.

Для отображения светоплана выбрана черно-белая полутоновая палитра с 32 яркостными градациями серого. Цвет фона меток целей выбран желтый, цифровая информация меток — черного цвета, форма отметки — квадрат. Квадрат отметки комбинируется из двух прямоугольников размером  $13 \times 26$  элементов. На верхнем прямоугольнике отображается числовая информация о скорости цели — номер доплеровского фильтра (число от 1 до 7), на нижнем — относительный уровень сигнала на выходе соответствующего доплеровского фильтра (число от 1 до 32). Разделение отметки на две половины позволило сократить количество генерируемых шаблонов отметок в памяти компьютера с 224 до 32.



Рис. 2. Фрагмент светоплана местности с отметками движущихся целей

Точками в центре квадрата и на серединах его сторон обозначено перекрестье, центр которого совпадает с истинным положением движущейся цели на светоплане местности. Пример радиолокационного изображения местности с отметками движущихся целей на экране монитора показан на рис. 2.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Справочник по радиолокации. Т. 3. Радиолокационные устройства и системы / Под ред. А. С. Виницкого. — М.: Сов. радио, 1978.
2. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. — М.: Наука, 1984.

В. А. ХИТРОВСКИЙ, Д. Н. БЕРКУТА

Украина, г. Киев, НИИ "Орион", ДП "Элисаг"  
E-mail: orion@email.com.ua

Дата поступления в редакцию  
21.04 2003 г.

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

## ЭКОНОМИЧНЫЙ КОГЕРЕНТНЫЙ ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИК Ka-ДИАПАЗОНА ДЛЯ МОБИЛЬНЫХ РЛС БЛИЖНЕГО РАДИУСА ДЕЙСТВИЯ

*Приведены результаты разработки когерентного приемопередатчика с непрерывным фазокодоманипулированным излучением сигнала для патрульных радаров.*

Приемопередатчик разработан для использования в малогабаритной патрульной радиолокационной станции (РЛС) "Барсук" 8-миллиметрового диапазона длин волн, предназначенной для обнаружения движущихся объектов на расстоянии до 2,4 км. В ней используется непрерывный сигнал с фазокодовой манипуляцией, позволяющий определять дальность цели, а также классифицировать цели по виду и скорости передвижения, используя характерную "окраску" спектра отраженного от них сигнала.

Приемопередатчик такой РЛС должен удовлетворять следующим основным требованиям:

- передатчик должен обеспечивать непрерывную выходную мощность в передающей антенне 30...40 мВт на частоте 36 ГГц с возможностью фазовой 0/π-манипуляции; погрешность установки фазы не должна быть более ±3° при уровне паразитной амплитудной модуляции не более 0,5 дБ;

- чувствительность приемника в полосе видеочастот 0...6 МГц должна составлять не менее -125 дБ·Вт, а его динамический диапазон — не менее 60 дБ;

- электропотребление, габариты и масса должны быть минимальными;

- конструкция должна быть технологичной, дешевой и обеспечивать высокую эксплуатационную надежность РЛС.

Известны приемопередатчики для РЛС такого класса, выполненные по гомодинной, гетеродинной и супергетеродинной схемам [1].

Гомодинная схема очень привлекательна благодаря своей простоте и пригодности для массового производства. Гетеродинная и супергетеродинная схемы являются более сложными по своей архитектуре, однако позволяют получить лучшую чувствительность, чем гомодинная, особенно при использовании гетеродинов с низким уровнем фазовых шумов.

Удовлетворить вышеприведенным требованиям в полной мере может супергетеродинная схема. Однако наилучших характеристик РЛС можно достичь, обеспечив истинную когерентность приемопередатчика с использованием современных технологий и новейшей элементной базы. При этом улучшение характеристик РЛС достигается без увеличения энергопотребления, габаритов, массы и даже стоимости приемопередатчика.

Предлагаемый приемопередатчик (блок БС2-1) выполнен по супергетеродинной схеме с истинной

когерентностью с однократным преобразованием частоты. Фазоманипулированный сигнал формируется на частоте 7,2 ГГц, составляющей 1/5 от рабочей частоты РЛС. На этой же частоте выполняется демодуляция (фазовое детектирование) сигнала промежуточной частоты приемника. Разделение сигналов передачи и приема выполняется за счет использования двух независимых антенн.

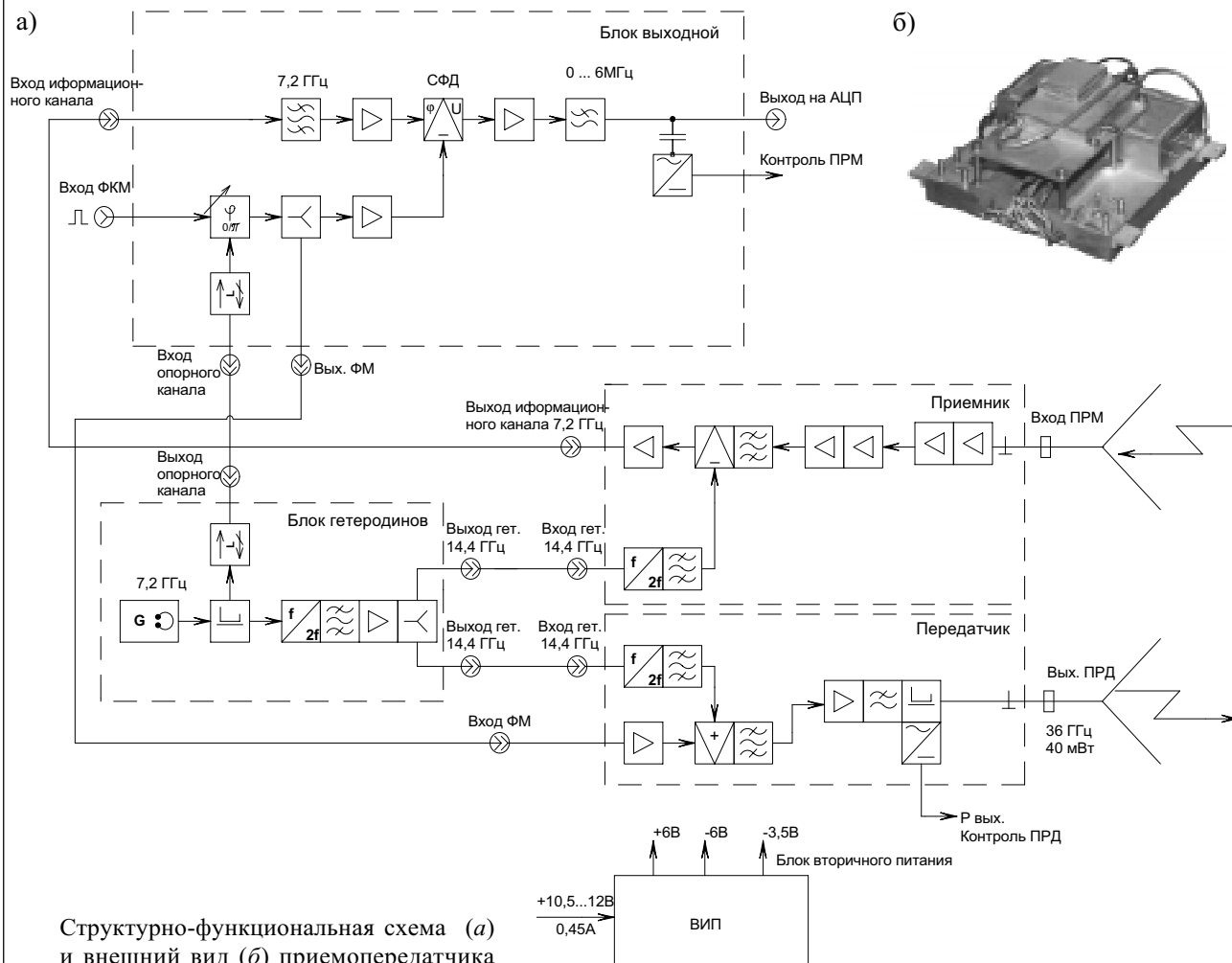
Внешний вид и структурно-функциональная схема приемопередатчика БС2-1 приведены на рисунке. В его состав входят блок гетеродинов, передатчик, приемник, блок выходной, блок вторичного электропитания.

Блок гетеродинов содержит высокостабильный малошумящий генератор опорной частоты 7,2 ГГц, удвоитель частоты и разветвитель сигнала удвоенной частоты (14,4 ГГц) на два канала. Сигнал опорной частоты 7,2 ГГц поступает на вход опорного канала выходного блока, сигналы удвоенной частоты — на гетеродинные входы приемника и передатчика. Там они еще раз удваиваются и используются в качестве сигналов гетеродинов.

В блоке передатчика происходит суммирование частоты гетеродина 28,8 ГГц с фазокодоманипулированным (ФКМ) сигналом промежуточной частоты 7,2 ГГц, поступающим из выходного блока, в котором имеется соответствующий манипулятор. Полученный зондирующий ФКМ-сигнал на несущей частоте 36 ГГц фильтруется микрополосковым фильтром на кварцевой подложке, усиливается до уровня 35...45 мВт монолитным усилителем, фильтруется микрополосковым фильтром гармоник и поступает через направленный ответвитель на герметичный полосково-волноводный переход (сечение волновода 7,2×3,4 мм). Часть сигнала с направленного ответвителя поступает в детекторную секцию контроля выходной мощности ( $P_{\text{вых}}$ ).

Блок приемника содержит четырехкаскадный малошумящий транзисторный усилитель (МШУ), обеспечивающий коэффициент усиления на частоте 36 ГГц более 30 дБ при коэффициенте шума порядка 2 дБ. Вход МШУ подсоединяется к входному волноводу приемного тракта (сечение 7,2×3,4 мм) через герметичный волноводно-полосковый переход. Принятый сигнал с выхода МШУ поступает в микрополосковый фильтр зеркального канала, смеситель, предварительный усилитель промежуточной частоты и направляется на вход информационного канала выходного блока.

## СВЧ-СИСТЕМЫ



Выходной блок предназначен для синхронно-фазового детектирования принятых сигналов, а также для усиления и фильтрации полученного видеосигнала. В блоке находится фазовый манипулятор и делитель мощности ФКМ-сигнала на несущей частоте 7,2 ГГц, а также устройство контроля работоспособности приемного тракта, содержащее детекторную секцию, детектирующую огибающую видеосигнала.

Ключевыми узлами выходного блока являются фазовый манипулятор (ФМ) и синхронный фазовый детектор (СФД). Оба эти узла выполнены на основе балансного диодного смесителя ортомодового типа. Фазовый манипулятор в процессе регулировки должен быть сбалансирован по подавлению несущей до уровня  $-30$  дБм, а фазовый детектор — по подавлению продуктов прямого детектирования опорного фазоманипулированного сигнала на выходе блока при отсутствии входного сигнала в измерительном канале (в идеале — до уровня выходных шумов).

Выходной блок конструктивно выполнен в виде электрогерметичного модуля в гибридно-интегральном исполнении с микрополосковыми выводами. Блок устанавливается внутри герметичного корпуса совместно с передатчиком и приемником.

Блок вторичного электропитания работает от первичного напряжения  $+12$  В, подаваемого с аккумулятора, и обеспечивает напряжение питания  $+6$  В ( $0,55$  А);

$+3,3$  В ( $0,25$  А);  $-6$  В ( $0,03$  А). КПД блока питания не менее 75%, уровень пульсаций не более 1 мВ эфф.

На опытных образцах блоков БС2-1 были достигнуты следующие характеристики:

Рабочая частота	36000±2 МГц
Нестабильность рабочей частоты в интервале температур $-30...+50^{\circ}\text{C}$	2 МГц
Относительная кратковременная нестабильность рабочей частоты за 80 мкс	$2 \cdot 10^{-12}$
Выходная мощность	30...40 мВт
Погрешность установки фазы	±2°
Паразитная амплитудная модуляция	0,05 дБ
Коэффициент шума приемника	3,2 дБ
Чувствительность приемника	-130 дБ·Вт
Динамический диапазон приемника	65 дБ
Ток потребления по цепи $+12$ В	0,45 А
Масса	1 кг

Параметры блока БС2-1 обеспечивают получение расчетных характеристик обнаружения РЛС "Барсук" без выполнения продолжительных стыковочных работ. Испытания РЛС подтвердили ее высокую эксплуатационную надежность.

### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Chang K. W., Wang H., Shreve G. et al. Forward-looking automotive radar using a W-band single-chip transceiver // IEEE Trans. MTT.— 1995.— Vol. 43, N 7.

К. т. н. Э. Н. ГЛУШЕЧЕНКО

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

Дата поступления в редакцию  
21.04 2003 г.

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

## МИКРОПОЛОСКОВЫЙ НАПРАВЛЕННЫЙ ФИЛЬТР БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ

*Продемонстрирована возможность конструктивной реализации СВЧ направленного фильтра бегущей волны в микрополосковом исполнении.*

Направленные фильтры бегущей волны (НФБВ) СВЧ как самостоятельный класс селективно-избирательных устройств известны давно [1]. Эти фильтры характеризуются хорошим согласованием по входу и выходу и не требуют дополнительных развязывающих устройств, т. е. имеют высокую (более 20 дБ) направленность. При этом в одном устройстве реализуются функции как полосно-пропускающего (ППФ), так и полосно-заграждающего (ПЗФ) фильтра. Характерные АЧХ НФБВ и его структурная схема приведены на рис. 1.

Для обеспечения приведенных электрических характеристик НФБВ необходимо обеспечить между замкнутым кольцевым резонатором, вдоль которого распространяется бегущая электромагнитная волна, и первым и/или вторым направленными ответвителями (НО) связь порядка 3 дБ [2]. Только одновременное выполнение двух требований (наличие кольцевого резонатора бегущей волны, образованного вторич-

ными каналами двух НО и имеющего электрическую длину, кратную длине рабочей волны  $\lambda$ , и связи с каналами входа и выхода порядка 3 дБ) позволяет реализовать требуемый фильтр.

Если на вход НФБВ (плечо 1) подана электромагнитная волна с единичной амплитудой ( $E_1=1$ ), то в установившемся режиме амплитуда волны на выходе ППФ (плечо 3) будет равна

$$E_3 = \frac{C_1 C_2 e^{-\sqrt{(\alpha + j\beta)L}}}{1 - \sqrt{1 - C_1^2} \cdot \sqrt{1 - C_2^2} \cdot e^{(\alpha + j\beta)L}},$$

а на выходе ПЗФ (плечо 2) будет равна

$$E_2 = \frac{\sqrt{1 - C_1^2} - \sqrt{1 - C_2^2} \cdot e^{(\alpha + j\beta)L}}{1 - \sqrt{1 - C_1^2} \cdot \sqrt{1 - C_2^2} \cdot e^{(\alpha + j\beta)L}},$$

где  $C_1$  — коэффициент связи по мощности для НО<sub>1</sub>;  
 $C_2$  — коэффициент связи по мощности для НО<sub>2</sub>;  
 $\alpha$  — затухание в петле-резонаторе на единицу длины;  
 $\beta$  — фазовая постоянная петли на единицу длины;  
 $L$  — длина петли-резонатора по ее периметру.

Несмотря на очевидные преимущества, НФБВ в устройствах и системах СВЧ применяются не часто. Это

является следствием больших габаритов НФБВ и трудностей его технологической реализации в волноводном или коаксиальном исполнении, и даже на основе симметричных полосковых линий.

Перспективы минимизации габаритов НФБВ связывались с повсеместным использованием при создании СВЧ-устройств микрополосковых линий передачи (МПЛ). Однако сделать это не удалось, т. к. реализовать микрополосковый НО на двух параллельных связанных МПЛ с переходным ослаблением порядка 3 дБ невозможно из-за техноло-

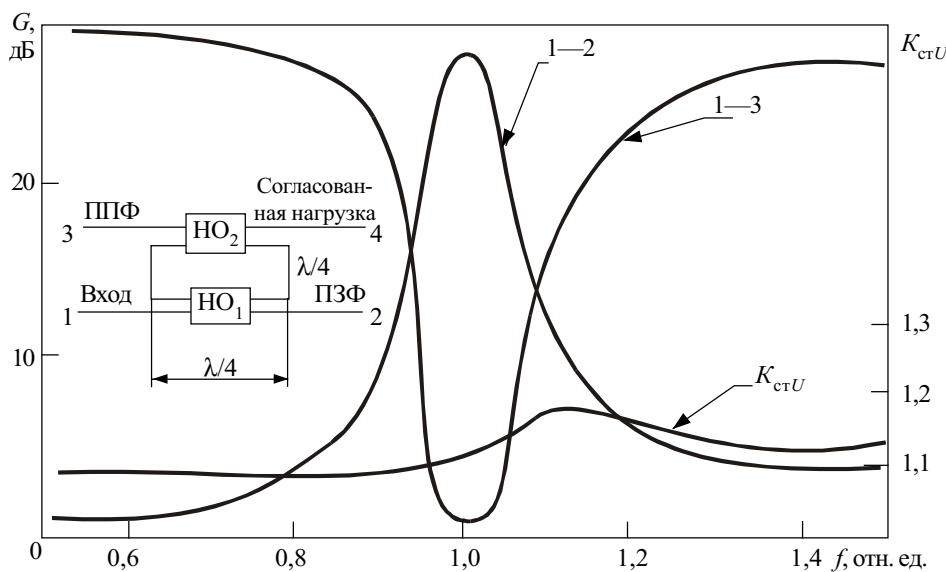


Рис. 1. Типичные параметры направленного фильтра бегущей волны: 1—2 — АЧХ сигнала на выходе ППФ; 1—3 — АЧХ сигнала на выходе ПЗФ;  $G$  — потери (затухание);  $f$  — частота;  $K_{стU}$  — коэффициент стоячей волны по напряжению

гических ограничений. Последнее связано с тем, что для реализации таких электрических параметров НО необходимо обеспечить протяженный, в четверть длины волны ( $\lambda/4$ ), зазор между связанными МПЛ шириной менее 15 мкм, что существующие технологии производства МПЛ не обеспечивают.

Известен и повсеместно применяется НО на связанных линиях со связью в 3 дБ, созданный на основе многопроводной МПЛ [3]. Однако его конструктивное решение не позволяет образовать с помощью вторичных каналов НО замкнутый непрерывный контур — кольцевого резонатора, вдоль которого могла бы распространяться бегущая электромагнитная волна. Особенность такого НО в том, что между полюсами вторичного канала расположены полюса основного канала.

Необходимый для создания микрополоскового НФБВ НО предлагается реализовать, модифицировав известный НО типа "тандем" [4]. Это составной ответвитель со связью порядка 3 дБ, образованный соединением с помощью двух четвертьволновых отрезков двух НО, каждый из которых обладает связью не менее 8 дБ, что не создает технологических проблем при их реализации.

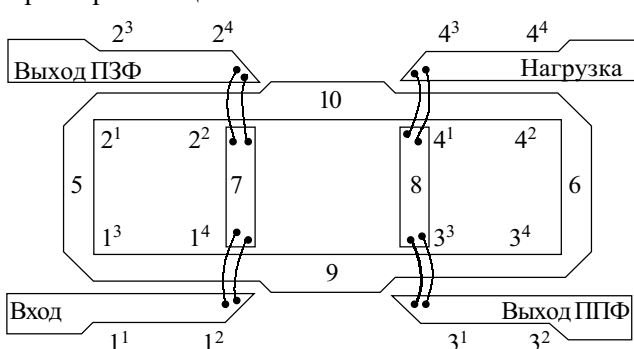


Рис. 2. Вариант топологии микрополоскового НФБВ

Поскольку два НО "тандема" соединены между собой отрезками МПЛ длиной  $\lambda/4$ , а длина каждого НО — тоже  $\lambda/4$ , то электрическая длина кольца (резонатора бегущей волны) в предложенном варианте конструктивной реализации НФБВ будет равна  $2\lambda$ . При этом четвертьволновые отрезки МПЛ, расположенные внутри кольца между двумя НО "тандема", соединены с основными каналами ответвителей гальваническими перемычками. Общий вид топологии микрополоскового НФБВ приведен на рис. 2.

Как видно из рисунка, в предложенной конструкции микрополоскового НФБВ замкнутый кольцевой резонатор образован вторичными четвертьволновыми

каналами НО "тандемов"  $1^3 - 1^4$  и  $2^1 - 2^2, 3^3 - 3^4$  и  $4^1 - 4^2$ , непосредственно соединенными четвертьволновыми отрезками МПЛ 5 и 6, соответственно, и четвертьволновыми отрезками МПЛ 9 и 10, соединяющими оба "тандема" между собой. Общая длина кольцевого резонатора  $L=2\lambda$ , где  $\lambda$  — длина волны на рабочей частоте.

Если сигнал поступает в плечо  $1^1$ , то плечо  $4^4$  является развязанным, в плече  $3^2$  будут реализованы характеристики ППФ, а в плече  $2^3$  — характеристики ПЗФ.

Предложенное техническое решение конструкции микрополоскового НФБВ зарегистрировано как изобретение [5].

Практически были реализованы микрополосковые НФБВ на различных частотах — от 1,5 до 10,3 ГГц. Фильтры выполнены на подложке из поликора толщиной 1 мм методом фотолитографии. Перемычки для обеспечения качества и надежности выполнены из трех золотых проволочек диаметром 15—25 мкм, разваренных и равномерно распределенных по ширине МПЛ.

Микрополосковый НФБВ на частоту  $f=1,5$  ГГц имел такие характеристики: во всех четырех плечах фильтра  $K_{стU} \leq 1,2$ , прямые потери не превышают 0,3 дБ, и уровень подавления сигнала вне полосы пропускания — более 23 дБ. На частоту  $f=9,9$  ГГц фильтр имел  $K_{стU} \leq 1,35$ , прямые потери не превышают 0,6 дБ, и уровень подавления сигнала вне полосы пропускания — не менее 19 дБ. Полоса пропускания НФБВ по уровню 3 дБ не превышала 4% от рабочей частоты.

Приведенные характеристики микрополосковых НФБВ практически подтверждают, что нагруженная добротность кольцевого резонатора фильтра аналогична нагруженной добротности единичного диэлектрического резонатора. Но при этом и сам резонатор, и фильтр, и СВЧ-устройство, в которое они входят, можно реализовать в едином технологическом цикле.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Харвей А. Ф. Техника сверхвысоких частот. Т. 1.— М.: Сов. радио, 1965.
2. Алексеев Л. В., Кузьминых Е. С. Направленные фильтры петлевого типа на полосковых линиях // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетеchnическая.— 1967.— Вып. 11.— С. 116—134.
3. Lange J. Interdigitated stripline quadrature hybrid // IEEE Trans. MTT.— 1969.— Vol. 17, N 12.— P. 1150—1151.
4. Shelton J. P., Wolf J., Van Wagoner R. Tandem couplers and phase shifters // Microwaves.— April 1965.— P. 14—19.
5. А. с. 1406668 СССР. Микрополосковый направленный фильтр бегущей волны / Э. Н. Глушеченко.— Оpubл. в Б. И. — 1988, № 24.

УДВОИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ

МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

Область применения — широкополосный источник сигналов средней мощности в СВЧ-аппаратуре различного назначения.



К. т. н. В. А. БЕРЕЖНОЙ, А. П. ТУЗЕНКО,  
П. Г. КОСМАКОВ

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

Дата поступления в редакцию  
21.04 2003 г.

Оппонент к. ф.-м. н. В. Н. РАДЗИХОВСКИЙ  
(ГП "Айсберг", г. Киев)

## КОМБИНИРОВАННЫЙ МИКРОПОЛОСКОВЫЙ 16-КАНАЛЬНЫЙ ДЕЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ СВЧ

*Представлены результаты разработки микроволосковых 16-канальных делителей мощности СВЧ-диапазона 7...14 ГГц.*

В многоканальных ( $N \geq 16$ ) радиометрах (МКР) для формирования частотных каналов используются  $N$ -канальные делители СВЧ-мощности (ДМ) [1]. Учитывая большое количество подключаемых к ДМ формирующих модулей, конструкция делителя должна обеспечивать удобство их подключения при минимально занимаемом объеме. Наиболее подходящей для этой цели является планарная микроволосковая конструкция на квадратурных ответвителях Ланге или связанных микроволосковых линиях (МПЛЛ) [2, с. 273].

Разработанная ранее конструкция 16-канального ДМ на квадратурных ответвителях (рис. 1) имела 4 выхода (канала) на каждой боковой грани. Однако такая конструкция ДМ не позволяет оптимально (с минимально занимаемым объемом) расположить формирующие модули МКР.

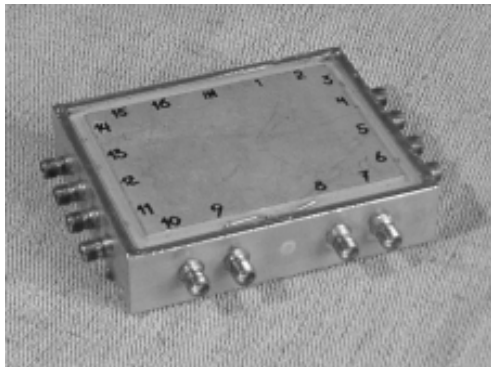


Рис. 1. 16-канальный квадратурный делитель мощности

Чтобы сгруппировать выходы не на четыре, а на две боковые грани (8 каналов на грань), ДМ необходимо выполнить на связанных линиях с последовательным отбором мощности от центральной линии. В такой конструкции для отбора  $1/16$  части мощности в каждый канал необходимо, чтобы коэффициенты передачи каналов увеличивались в соответствии с рядом  $1/N_i$  ( $N_i=16, 15, \dots, 1$ ). Однако начиная с плеч  $N_i \geq 13$  зазоры между связанными линиями становятся

настолько малы, что реализовать их, а значит, и сам ДМ, практически невозможно.

Решение задачи лежит на пути объединения в единой конструкции ДМ части каналов, выполненных на связанных линиях, и части — на квадратурных ответвителях.

В разработанном 16-канальном ДМ для первых 12 каналов был реализован принцип последовательного отбора мощности на связанных МПЛЛ, а для 4 оставшихся каналов — с помощью стандартных 3-дБ квадратурных ответвителей Ланге, как показано на рис. 2, а.

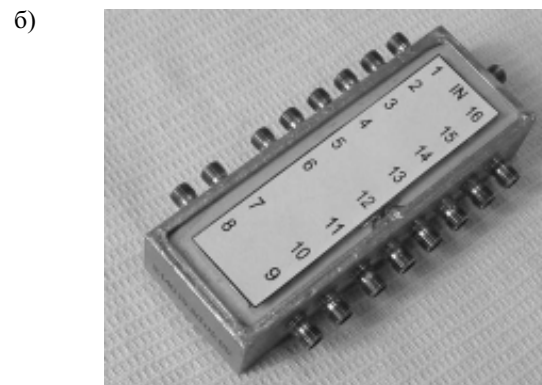
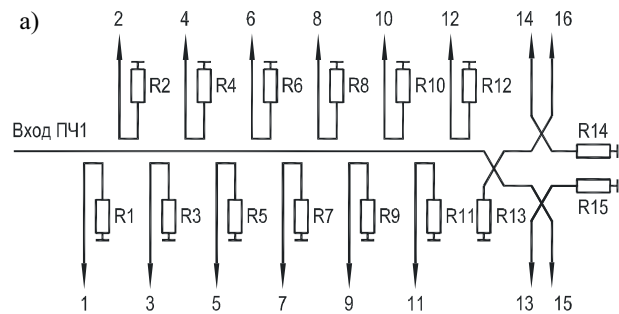


Рис. 2. 16-канальный комбинированный делитель мощности

а — схема; б — общий вид

Конструктивно ДМ выполнен на поликорковой подложке толщиной 0,5 мм и размещен в герметичном корпусе (рис. 2, б). Коаксиальные разъемы (выходы каналов) размещены симметрично на двух боковых гранях делителя по 8 выходов на каждой. Такая конструкция ДМ очень удобна при монтаже формирующих модулей МКР.

Разработанный комбинированный микрополосковый 16-канальный делитель мощности СВЧ использован в многоканальном радиометре системы радиовидения «Зір». Его характеристики отличаются от характеристик 16-канального ДМ на квадратурных ответвителях не более чем на 2—5% и имеют следующие значения:

диапазон рабочих частот, ГГц	7...14
переходное ослабление между входом и любым выходом, дБ	≤14
развязка между любыми выходными каналами, дБ	≥18

КСВ по напряжению входа и выхода любого канала	≤1,6
неравномерность переходного ослабления, дБ:	
в диапазоне рабочих частот	≥2
в диапазоне частот канала 800 МГц	≤0,4

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Бережной В. А., Демьяненко Ю. А., Кужель В. И. и др. Многоканальный радиометр длин волн для систем радиовидения // См. настоящий номер.— С. 14—15.
2. Фуско В. Анализ и автоматизированное проектирование.— М.: Радио и связь, 1990.

Е. Н. АСЕЕВА, В. И. МАЙ, В. И. СУПЕРСОН

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

Дата поступления в редакцию  
04.04 2003 г.

## ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ВЫСОКОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ДЕТЕКТОРНЫЕ УСТРОЙСТВА МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА РАДИОВОЛН

Развитие техники интегральных схем позволяет совершенствовать конструктивные и улучшать электрические и эксплуатационные характеристики широкополосных детекторных устройств (ШДУ) миллиметрового диапазона радиоволн. Электродинамическая структура ГИС ШДУ представляет собой волноводно-щелевую линию и фильтр низкой частоты, реализованные на дюроеиде (толщина диэлектрика 130 мкм), а также конденсатор в цепи смещения, изготовленный с помощью объемной технологии. В разрыв щелевой линии включен диод с барьером Шоттки УЗА101Г-3, который характеризуется следующими параметрами:  $C_j=7...12$  фФ;  $C_{констр} \leq 20$  фФ;  $r_s=6...7$  Ом;  $n=1, 12...1, 15$ ;  $U_{обр}=5,0$  В.

Здесь  $C_j$  и  $C_{констр}$  — емкость барьера и конструктивная емкость, соответственно;  $r_s$  — сопротивление потерь;  $n$  — показатель неидеальности вольт-амперной характеристики;  $U_{обр}$  — обратное напряжение (при токе 10 мкА).



Рис. 1. Широкополосные детекторные устройства

Практически реализованы конструктивные решения ШДУ *V*-диапазона (60—90 ГГц) и *W*-диапазона (75—110 ГГц) (рис. 1). Зависимость вольт-ваттной чувствительности  $\beta_V$  в диапазоне рабочих частот  $f=50...75$  ГГц приведена на рис. 2, в диапазоне 75...110 ГГц — на рис. 3.

ГИС ШДУ включает согласующий волноводно-щелевой переход, диод с барьером Шоттки, коротко-

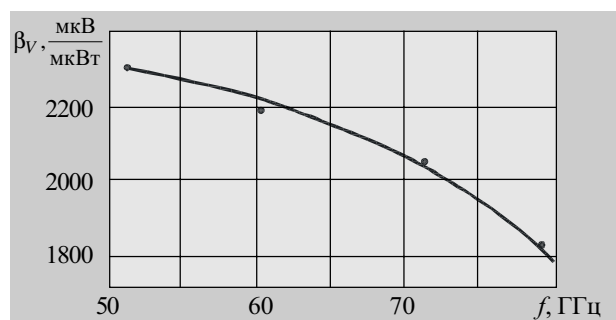


Рис. 2.

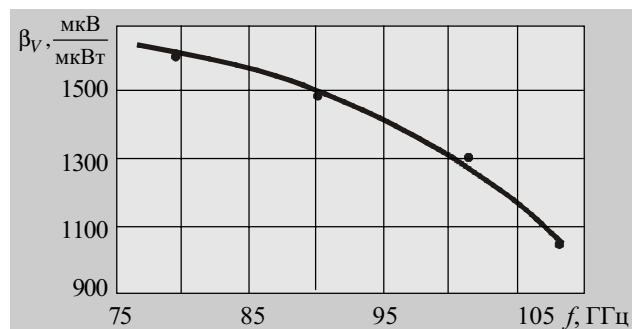


Рис. 3.

замкнутый отрезок щелевой линии и коаксиальный разъем для снятия видеосигнала, который служит также и для подачи напряжения смещения.

Чувствительность по напряжению для ШДУ *V*- и *W*-диапазонов составляет 2000—1000 мкВ/мкВт при токе смещения 50 мкА и сопротивлении нагрузки 3 кОм и соответствует параметрам лучших ШДУ волноводной конструкции.

Достигнутый уровень неравномерности чувствительности по напряжению в диапазонах *V* и *W* не превышает 2,0 дБ, что соответствует требованиям для устройств, применяемых в радиоизмерительной аппаратуре.

Е. Н. АСЕЕВА, В. И. МАЙ, А. В. МАЙ, В. И. СУПЕРСОН,  
В. В. ТКАЧЕНКО

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

Дата поступления в редакцию  
04.04 2003 г.

## МОНОЛИТНЫЙ БАЛАНСНЫЙ СМЕСИТЕЛЬ ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ 80 – 100 ГГц

Широкие перспективы в создании радиоэлектронной аппаратуры миллиметрового диапазона радиоволн открывает переход от технологии гибридно-интегральных (ГИС) к технологии монолитно-интегральных схем (МИС).

Получившие в настоящее время широкое распространение балансные смесители на основе ГИС, наряду с высокими электрическими характеристиками, имеют ряд недостатков — значительные массогабаритные параметры и ограничения по стойкости к воздействию механических и климатических факторов. Кроме этого, балансные смесители на ГИС не обеспечивают достаточной гибкости разработки и простого объединения с другими схемами (гетеродина, смесителя, усилителя промежуточной частоты).

Конструктивно-технологические решения на основе МИС являются наиболее перспективными, в т. ч. в решении проблемы комплексирования сложных приемных устройств.

Разработанный монолитный балансный смеситель предназначен для создания малогабаритного (в квази-монолитном исполнении) приемного модуля на основе арсенидгаллиевой технологии монолитно-интегральных схем для комплектации современных систем связи и радиометрических систем входными устройствами обработки сигналов миллиметрового диапазона длин волн.

Сложность волноводной конструкции волноводно-полоскового балансного смесителя стала стимулом для поиска более простых вариантов. В результате была предложена конструкция монолитного балансного смесителя (МБС) на щелевой и копланарной линиях передачи [1, 2]. МИС разработана по технологии диодов с балочными выводами.

Конструктивно МБС (рис. 1) выполнен в виде утолщенного до 8 мм волноводного фланца, с противоположных сторон которого по волноводу сечением 2,4×1,2 мм подается принимаемый сигнал и излучение гетеродина. МБС герметизирован пеногерметиком.



Рис. 1. Монолитный балансный смеситель

Монолитная схема содержит последовательную диодную пару, согласованную с входом сигнала отрезком волноводно-щелевой линии, отрезками полосковой и копланарной линий, обеспечивающих развязку цепей сигнала и гетеродина, фильтр и цепи промежуточной частоты и цепь смещения. МИС имеет размеры 3,81×1,24 мм и закрепляется в продольном сечении волновода. Постоянное смещение подается по штыревому выводу, а сигнал ПЧ снимается с коаксиального разъема МБС.

Диоды с барьером Шоттки характеризуются следующими параметрами: предельная частота выше 1400 ГГц, паразитная емкость не более 0,02 пФ, сопротивление потерь менее 6 Ом. Показатель неидеальности вольт-амперной характеристики диодов не превышает 1,15.

На рис. 2 и 3 приведены зависимости  $L$  — потерь преобразования (однополосный режим) в диапазонах рабочих частот ( $F_p$ ) 80—100 ГГц и промежуточных частот ( $F_{пч}$ ) 4—10 ГГц.

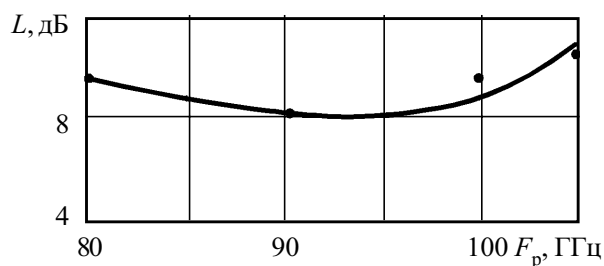


Рис. 2

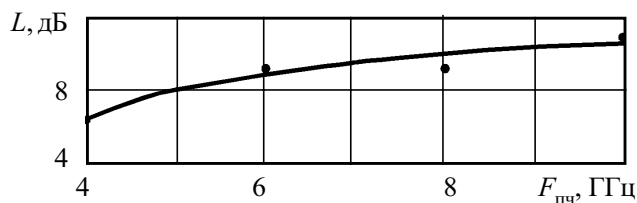


Рис. 3

В разработанном МБС достигнут уровень развязки более 35 дБ между цепями гетеродина и промежуточной частоты, гетеродина и сигнала — в первом случае за счет сопряжения щелевой и копланарной линий и кристалла GaAs, а во втором — за счет реализации трансформирующих цепей непосредственно в корпусе смесителя. Такое высокое значение развязки значительно уменьшает влияние шумов гете-

родина. Требуемый для нормальной работы МБС уровень мощности гетеродина составляет 10—13 дБм. Диапазон его рабочих температур лежит в пределах от -50 до +50°С.

По своим параметрам монолитный БС незначительно ( $\approx 1,0$  дБ) уступает лучшим гибридно-интегральным аналогам и удовлетворяет требованиям, соответствующим условиям эксплуатации в аппаратуре аэрокосмического применения.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Божков В. Г., Геннеберг В. А., Куркан К. И. и др. Монолитные смесители и детекторы коротковолновой части миллиметрового диапазона длин волн // Электронная промышленность.— 1993.— № 9.— С. 88—94.
2. Божков В. Г., Геннеберг В. А., Куркан К. И., Перфильев В. И. Монолитные и квазимонолитные миллиметровые модули и устройства / Междунар. симпозиум по микроволновой технике.— Харьков.— 2001.— С. 126—130.

В. И. МАЙ, В. И. СУПЕРСОН, М. И. УГРИН

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

Дата поступления в редакцию  
04.04 2003 г.

## УМНОЖИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ 35—40 ГГц

Развитие систем связи, радиолокации, радиоизмерительной аппаратуры требует высокоэффективных источников электромагнитных колебаний с электрической перестройкой частоты. Для обеспечения высокого уровня функционирования таких источников в миллиметровом диапазоне радиоволн (ММДВ) обычно в выходных каскадах используются умножители (удвоители, учетверители) частоты на варакторных диодах с балочными выводами [1].

Разработан и экспериментально исследован удвоитель частоты диапазона частот 35—40 ГГц на гибридно-интегральной схеме (рис. 1). В удвоителе частоты применены диоды с балочными выводами, которые характеризуются следующими параметрами:

- емкость нелинейного элемента при обратном напряжении 6 В — 30...50 фФ;
- сопротивление потерь — 4,0...5,0 Ом;
- показатель неидеальности вольт-амперной характеристики диодов — 1,08...1,1;
- предельная частота —  $\geq 1200$  ГГц;
- обратное напряжение при обратном токе 10 мкА — 15 В.

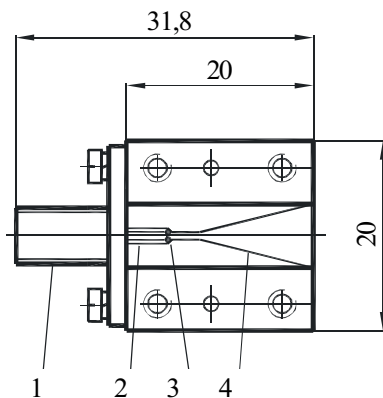


Рис. 1

Диоды разработаны в ДП «Сатурн-Микро». Использование ГИС позволяет разработать конструкцию удвоителя частоты с небольшими затратами на изготовление корпуса. Все необходимые электрические функции обеспечиваются планарной структурой ГИС, выполненной на дюроеиде с толщиной диэлектрика 0,25 мм.

В ГИС удвоителя частоты применено гибридное соединение, образованное участками копланарной 1 и щелевой 4 линий передачи. Диоды 3 электрически включены параллельно по отношению к копланарной линии и последовательно — к щелевой линии. Последняя за счет согласующего трансформатора ( $l \approx 1,5\lambda_0$ ) согласовывает выходное сопротивление диодов с волновым сопротивлением волновода, что позволяет получить согласование по входу и выходу в требуемой полосе рабочих частот. Входной сигнал подается на разъем SMA 1, штырь 2 которого эффективно возбуждает участок копланарной линии. Выходной сигнал распространяется по волноводу WR-28.

На рис. 2 приведены зависимости выходной мощности  $P_{\text{вых}}$  при  $P_{\text{вх}} = 50$  мВт (кривая 1) и КСВ по напряжению (кривая 2) в полосе рабочих частот  $F_{\text{раб}}$ . КСВН входа умножителя не превышает 1,3. Уровень подавления третьей гармоники в полосе рабочих частот составляет 23...25 дБ.

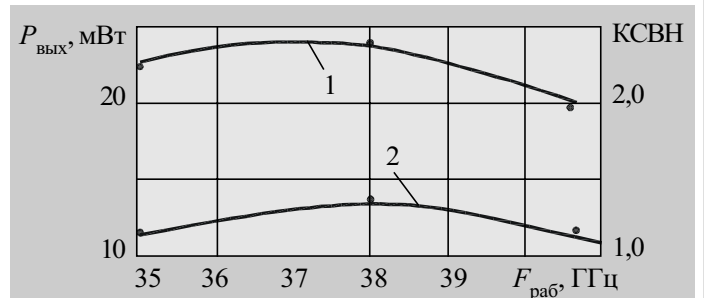


Рис. 2

Достигнутые результаты (кпд=40% и КСВН  $\leq 1,3$ ) позволяют сделать вывод о перспективности применения умножителей частоты в выходных каскадах источников электромагнитных колебаний ММДВ с электрической перестройкой частоты.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Берлин А. С. Расчет параметров варакторного диода с балочными выводами // Электронная техника. Сер. Полупроводниковые приборы.— 1990.— Вып. 1.— С. 35—42.

В. П. РУБАН, П. В. ХОЛОД

Украина, г. Харьков, Институт радиофизики и электроники  
им. А. Я. Усикова  
E-mail: ruban@ire.kharkov.ua, kholod@ire.kharkov.ua

Дата поступления в редакцию  
22.04 2003 г.

Оппонент к. ф.-м. н. В. Б. ЕФИМОВ  
(ЦРЗЗ им. А. И. Калмыкова, г. Харьков)

## МАЛОГАБАРИТНЫЙ СТРОБОСКОПИЧЕСКИЙ БЛОК С ПОНИЖЕННЫМ ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЕМ

*Рассматриваются схемотехнические и конструктивные пути уменьшения напряжения питания, понижения энергопотребления, уменьшения габаритов стробоскопического блока.*

Граничная частота современных импульсных георадаров выходит далеко за пределы 1 ГГц, а рефлектометры и осциллографы работают в полосе до 50 ГГц [1]. Высокая стабильность параметров приборов и чувствительность аппаратуры в такой широкой полосе частот обеспечивается использованием измерительных систем со стробоскопическим преобразованием сигнала. К числу их достоинств относятся также высокая точность передачи формы импульсов и простота сопряжения с цифровыми устройствами.

Но построение стробоскопических измерительных блоков, даже обладающих сравнительно небольшой полосой пропускания (порядка 1 ГГц), требует решения таких специфических задач как соблюдение жестких требований к параметрам синхронизирующих сигналов, а также подбор элементной базы высокочастотной части блока. В связи с этим основная часть блока — стробоскопический преобразователь «обрастает» большим количеством вспомогательных цепей стабилизации, синхронизации и т. д. В результате увеличиваются габариты блока, растет потребляемая мощность и стоимость.

Для портативной аппаратуры очень важны как размеры блоков, так и потребляемый ток. Целью данной работы было создать малогабаритный, низковольтный стробоскопический измерительный блок с высокой чувствительностью и широкой рабочей полосой частот.

### Понижение напряжения питания стробоскопического блока

Принципы стробоскопического преобразования изложены в [2], пример разработки стробоскопического преобразователя для портативных устройств можно найти в [3]. Конструктивно стробоскопический блок состоит из стробоскопического преобразователя и схемы автосдвига (рис. 1). Здесь генератор БПН — генератор быстрого пилообразного напряжения, МПН — сигнал от генератора медленного пилообразного напряжения. Обостритель и формирователь строб-импульсов входят в схему генератора строб-импульсов.

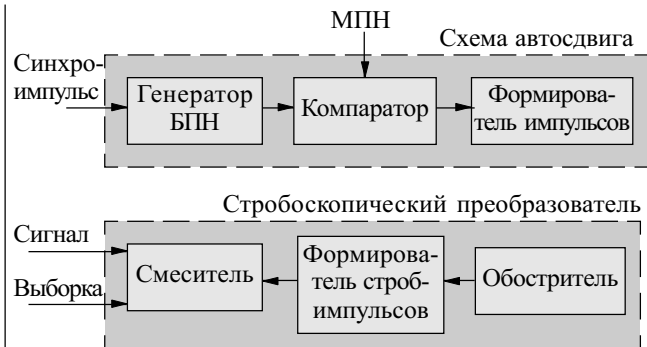


Рис. 1. Схема стробоскопического блока

Проанализируем возможность понижения напряжения питания стробоскопического блока. Основной помехой этому становится БПН. Рис. 2 поясняет принцип формирования временного окна (развертки) стробоскопического блока. По моменту времени, когда сравниваются уровни БПН и МПН, производится вы-

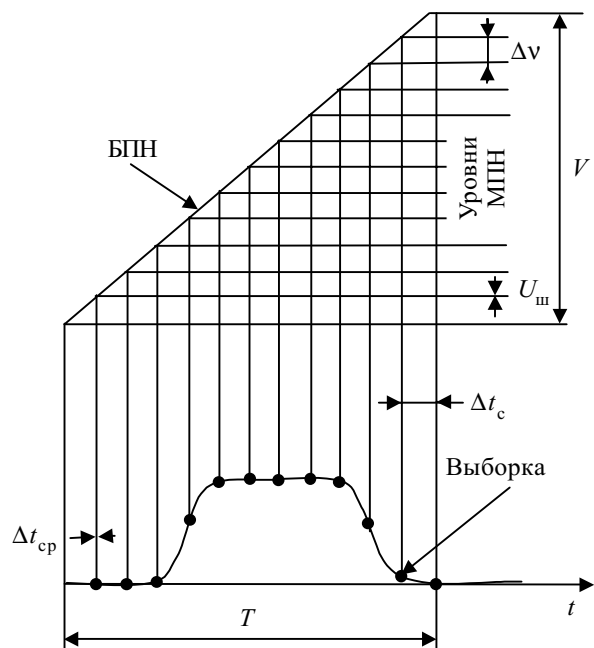


Рис. 2. К определению амплитуды БПН:  $\Delta t_{ср}$  — нестабильность времени сравнения;  $\Delta t_с$  — шаг считывания

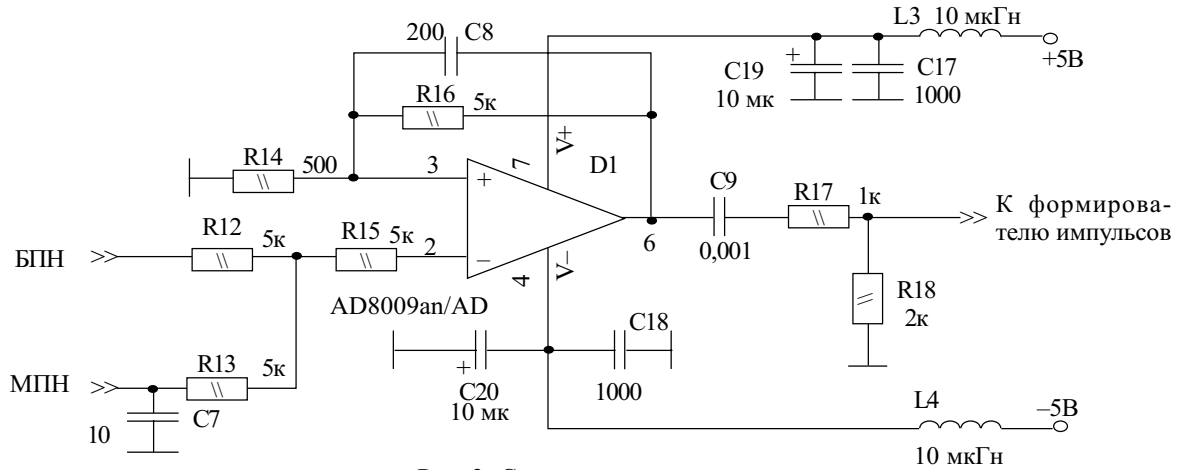


Рис. 3. Схема компаратора

борка из сигнала. Граничные моменты выборок определяют временное окно  $T$  (длительность развертки) [2, с. 110]:

$$T = V/S, \quad (1)$$

где  $V$  — амплитуда МПН;

$S = V_{\text{БПН}}/T_{\text{БПН}}$  — крутизна БПН;

$V_{\text{БПН}}$  — амплитуда БПН;

$T_{\text{БПН}}$  — время нарастания БПН.

В конечном счете

$$T = VT_{\text{БПН}}/V_{\text{БПН}}. \quad (2)$$

Формула (2) показывает, что малые длительности развертки можно получить либо уменьшая  $V$ ,  $T_{\text{БПН}}$ , либо увеличивая  $V_{\text{БПН}}$ . Уменьшение  $V$  приводит к увеличению нестабильности момента сравнения, т. к.  $\Delta V$  — уровень МПН — становится сравнимым с шумовым напряжением сравнения  $U_{\text{ш}}$ . Уменьшение  $T_{\text{БПН}}$  ограничивает пределы просмотра временных задержек. Единственное, что представляется возможным, — это увеличить амплитуду БПН.

В современных стробоскопических осциллографax  $V_{\text{БПН}}$  достигает 30 В. В стробоскопических блоках георадаров  $V_{\text{БПН}} \approx 20$  В. Традиционная схема стробоскопического блока не дает возможности понизить напряжение питания до 5 В. Но если использовать двухполярное напряжение питания ( $\pm 5$  В) и при этом уменьшить нестабильность момента сравнения в компараторе, то можно сохранить пропор-

$$\text{цию } \frac{T}{T_{\text{БПН}}} = \frac{V_1}{V_{\text{БПН}1}} = \frac{V_2}{V_{\text{БПН}2}}.$$

Компаратор (рис. 3), использованный в схеме сравнения, собран на основе операционного усилителя AD8009. Преимущество этого компаратора в том, что AD8009 имеет низкоомный инвертирующий вход. Следовательно, в этой схеме шумовое напряжение  $U_{\text{ш}}$ , которое определяется только тепловыми шумами сопротивлений R12 — R16, может быть доведено до  $U_{\text{ш}} = 11$  мкВ. Благодаря этому данная схема компаратора позволяет получить нестабильность времени сравнения не более 3,6 пс при крутизне БПН  $S = 9$  В/мкс.

#### Уменьшение потребляемого тока

Обычно большая часть энергии расходуется на усиление импульса запуска генератора строб-импульсов.

Пиковая мощность в импульсе достигает 10 Вт. Поэтому схема формирователя, в которую входит импульсный усилитель, является основным потребителем тока (на усиление тратится до 0,1 А). Для уменьшения потребляемого тока предлагается уменьшить длительность импульсов. При этом большая мощность локализуется в коротком интервале времени, а средняя мощность уменьшается.

В разработанном стробоскопическом блоке схема формирователя на основе микросхемы 74НС123 формирует короткие симметричные импульсы длительностью 100 нс, амплитудой  $\pm 5$  В, что позволяет перейти в более экономичный режим и сократить потребление тока в импульсном режиме до 4,5 мА.

Для снижения энергопотребления в стробоскопическом преобразователе использована симметричная мостовая схема смесителя. Поскольку смеситель работает в режиме пикового детектора, 80% от потребляемого смесителем тока приходится на буферный выходной каскад на полевом транзисторе. К числу достоинств этой схемы относятся малые искажения сигнала в процессе преобразования, высокая чувствительность и стабильность.

В итоге потребляемый ток стробоскопического блока составил 62,3 мА. В таблице показано распределение потребляемого тока по составным частям блока.

Потребление тока	БПН	Компаратор	Формирователь	Обостритель	Смеситель
Потребляемый ток в ждущем режиме, мА	10	14	0,8	10	5
Добавка в импульсном режиме (частота 200 кГц), мА	2	4	4,5	10	2
Суммарное потребление	62,3 мА				

#### Линия формирователя строб-импульсов

Выборка из сигнала осуществляется по приходу на смеситель строб-импульса длительностью порядка 250 пс на уровне 0,5. Этот импульс формируется на короткозамкнутой щелевой линии (рис. 4) длиной 60 мм с размером щели 0,25 мм (волновое сопротивление 40 Ом) [4, 5]. Положение точки вывода строб-

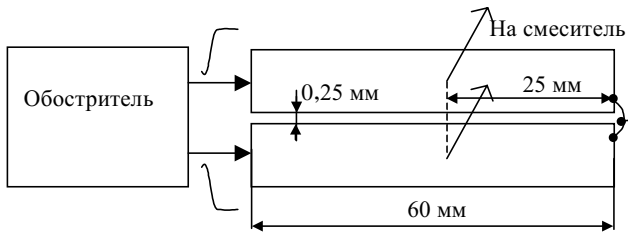


Рис. 4. Формирователь строб-импульсов на щелевой линии

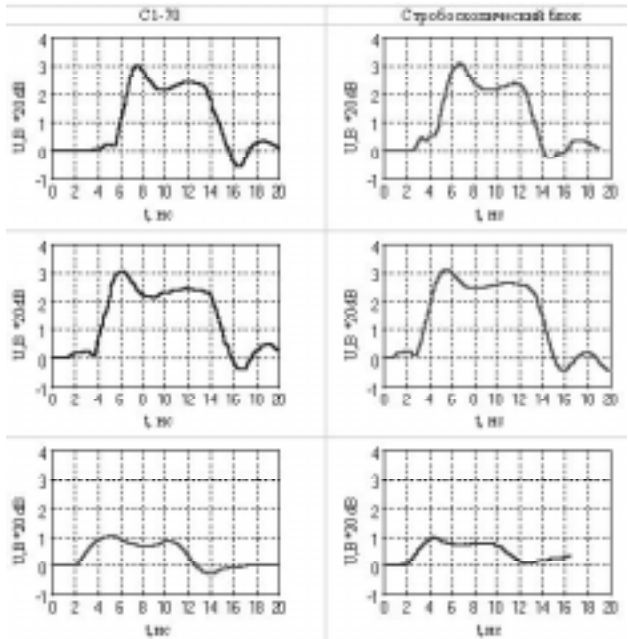


Рис. 5. Сравнение результатов преобразования сигнала осциллографом С1-70 и стробоскопическим блоком

звенем. Строб-преобразователь с таким формирователем можно выполнить полностью планарным способом и отказаться от применения навесных элементов — коаксиальных линий, отрезков волноводов.

Применение описанных выше подходов позволило создать стробоскопический блок со следующими характеристиками: напряжение питания  $\pm 5$  В, по-

требляемый ток 62,3 мА, чувствительность стробоскопического преобразователя при работе в режиме пикового детектора — не хуже 1 мВ, максимальная амплитуда принимаемого сигнала — не более 1 В, рабочая полоса частот — от 0 до 1 ГГц, размеры блока —  $30 \times 120 \times 10$  мм.

Сравнение преобразованных сигналов разработанного стробоскопического блока и стробоскопического осциллографа С1-70 с блоками Я40-1700, Я40-27000 показало подобие форм регистрируемых сигналов (рис. 5).

**Заключение**

Решить задачу понижения напряжения питания стробоскопического блока и при этом сохранить пределы просмотра временных задержек и не ухудшить нестабильность сравнения МПН и БПН можно путем перехода на двухполярное питание  $\pm 5$  В и построения компаратора на основе операционного усилителя с низкоомным инвертирующим входом.

Основным путем уменьшения потребляемого тока является переход к использованию коротких импульсов для запуска генератора строб-импульсов. При формировании импульсов с амплитудой  $\pm 5$  В, длительностью 100 нс и частотой следования 200 кГц потребляемый ток формирователя составил 4,5 мА. Кроме того, благодаря применению симметричной мостовой схемы смесителя потребляемый ток смесителя вместе с пиковым детектором удалось довести до 7 мА, а потребляемый ток всего стробоскопического измерительного блока уменьшить до 62,3 мА.

Конструктивное выполнение формирователя строб-импульсов на щелевой линии позволило использовать планарный монтаж и разместить все элементы схемы на плате размерами  $30 \times 120$  мм.

**ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ**

1. Digital Sampling Oscilloscope.— Tektronix. Measurement Product Catalog.— 1997/1998.
2. Рябинин Ю. А. Стробоскопическое осциллографирование.— М.: Сов. радио, 1972.
3. Kholod P. V., Ruban V. P. The sampler of the videopulse georadar // Radio Physics and Radio Astronomy.— 2002.— Vol. 7, N 4.— P. 424—430.
4. Рябинин Ю. А., Горячев В. И. Схемы и конструкции входных устройств современных осциллографов // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Радиоизмерительная техника.— 1974.— № 3.— С. 81—85.
5. Markelo J., Hall R. D. Broad-band thin-film signal sampler // IEEE Journal.— 1972.— Vol. SC-7, N 1.— P. 50—54.

**МАЛОШУМЯЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ**

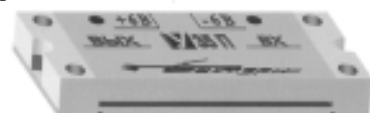
**МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН**



✓ Корпусной



✓ Микрополосковый



К. т. н. Э. Н. ГЛУШЕЧЕНКО

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

Дата поступления в редакцию  
03.04 2003 г.

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

## УПРОЩЕННЫЙ МЕТОД АНАЛИЗА ЦЕПОЧЕЧНОГО СОЕДИНЕНИЯ СВЧ-ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ

*Метод позволяет аналитически, без применения громоздкого аппарата теории матриц, проводить анализ и синтез цепочечного соединения СВЧ-четырёхполюсников.*

Известно [1], что каскадно-цепочечное соединение СВЧ-четырёхполюсников является единственным однородным соединением, параметры которого могут быть определены простым перемножением матриц передачи [A] исходных четырёхполюсников. Однако если число элементов в цепочке  $n \geq 3$ , то перемножение комплексных матриц становится громоздким и трудоёмким процессом. Кроме того, это делает метод трудно формализуемым, что затрудняет процесс нахождения результирующей матрицы цепи, т. е. проведение анализа и синтеза СВЧ-устройства.

Предлагается упрощенный метод определения параметров цепочечного соединения СВЧ-четырёхполюсников по известным [Y]- или [Z]-матрицам исходных четырёхполюсников, основанный на методе анализа электронных схем [2]. Предлагаемый метод является модернизацией разработанных в теории цепей обобщенных методов узловых напряжений и контурных токов.

Для реализации метода необходимо знать приведенные к канонической системе координат и нормированные параметры исходных четырёхполюсников: [Y] — для метода узловых напряжений и [Z] — для метода контурных токов.

Результирующая матрица (например, [Y]<sup>Σ</sup>) цепочечного соединения имеет размерность  $m \times m$ , где  $m = n + 1$  — число узлов схемы, а  $n$  — число соединяемых четырёхполюсников. Способ формирования

результирующей матрицы цепи подробно рассмотрен в работе [3], а вид такой матрицы приведен на **рис. 1**.

В полученной ленточной матрице элементы главной диагонали, за исключением  $Y_{11}^{\Sigma}$  и  $Y_{mm}^{\Sigma}$ , имеют вид суммы  $|Y_{22}^{i-1} + Y_{11}^i|$  элементов исходных матриц, где  $i = 2, 3, \dots, n$  — порядковый номер элемента главной диагонали. Элемент  $Y_{11}^{\Sigma} = |Y_{11}^n|$ , а  $Y_{mm}^{\Sigma} = |Y_{22}^n|$ . На верхней и нижней диагоналях расположены элементы  $|Y_{12}^i|$  и  $|Y_{21}^i|$ , соответственно. Причем  $Y_{11}^i, Y_{12}^i, Y_{21}^i$  и  $Y_{22}^i$  — элементы нормированных матриц.

Полученная ленточная матрица позволяет, согласно [3], определить параметры передачи [A] цепочечного соединения СВЧ-четырёхполюсников непосредственно через определитель ленточной матрицы  $\Delta$  и ее алгебраические дополнения  $\Delta_{ij}$ .

Известно, что параметры четырёхполюсника можно определить, согласно [4, с. 153—161], следующим образом:

$$Z_{\text{вх}} = (A_{11}Z_{\text{н}} + A_{12}) / (A_{21}Z_{\text{н}} + A_{22}); K_U = Z_{\text{н}} / (A_{11}Z_{\text{н}} + A_{12}); K_I = 1 / (A_{21}Z_{\text{н}} + A_{22}), \quad (1)$$

где  $Z_{\text{вх}}$  — входное сопротивление;

$K_U$  — коэффициент передачи по напряжению;

$K_I$  — коэффициент передачи по току.

Тогда для случая холостого хода ( $Z_{\text{н}} = \infty$ ) и короткого замыкания ( $Z_{\text{н}} = 0$ ) параметры четырёхполюсника через элементы его матрицы передачи [A] примут следующий вид:

$$Z_{\text{вх}}^{\text{хх}} = A_{11} / A_{21}; K_U^{\text{хх}} = 1 / A_{11}; Z_{\text{вх}}^{\text{кз}} = A_{12} / A_{22}; K_I^{\text{кз}} = 1 / A_{22}. \quad (2)$$

А согласно [2, с. 83], параметры цепочечного соединения через определитель  $\Delta$  и алгебраические

	1	2	3	...	n	n+1
1	$Y_{11}^{\Sigma} =  Y_{11}^1 $	$Y_{12}^{\Sigma} = - Y_{12}^1 $				
2	$Y_{21}^{\Sigma} = - Y_{21}^1 $	$Y_{22}^{\Sigma} =  Y_{22}^1 + Y_{11}^2 $	$Y_{23}^{\Sigma} = - Y_{12}^2 $			
3		$Y_{32}^{\Sigma} = - Y_{21}^2 $	$Y_{33}^{\Sigma} =  Y_{22}^2 + Y_{11}^3 $			
4			$Y_{43}^{\Sigma} = - Y_{21}^3 $		$Y_{n-1,n}^{\Sigma} = - Y_{12}^{n-1} $	
n					$Y_{n,n}^{\Sigma} =  Y_{22}^{n-1} + Y_{11}^n $	$Y_{n,n+1}^{\Sigma} = - Y_{12}^n $
n+1					$Y_{n+1,n}^{\Sigma} = - Y_{21}^n $	$Y_{n+1,n+1}^{\Sigma} =  Y_{22}^n $

Рис. 1. Результирующая матрица цепочечного соединения Y-четырёхполюсников:  
 $n$  — число элементов цепи;  $m = n + 1$  — число узлов цепи

дополнения  $\Delta_j$  результирующей матрицы имеют следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} Z_{\text{вх}} &= (\Delta_{11} Z_{\text{н}} + \Delta_{11, \text{mm}}) / (\Delta Z_{\text{н}} + \Delta_{\text{mm}}); \\ K_U &= \Delta_{1m} Z_{\text{н}} / (\Delta_{11} Z_{\text{н}} + \Delta_{11, \text{mm}}); K_I = \Delta_{1m} / (\Delta Z_{\text{н}} + \Delta_{\text{mm}}), \end{aligned} \right\} (3)$$

где  $\Delta_{11, \text{mm}} = (\Delta_{11} \Delta_{\text{mm}} - \Delta_{1m} \Delta_{m1}) / \Delta$ .

Тогда для рассматриваемого случая цепочечного соединения проводимостей получаем, что

$$\left. \begin{aligned} Z_{\text{вх}}^{\text{xx}} &= \Delta_{11} / \Delta; K_U^{\text{xx}} = \Delta_{1m} / \Delta_{11}; Z_{\text{вх}}^{\text{k3}} = \Delta_{11, \text{mm}} / \Delta_{\text{mm}}; \\ K_I^{\text{k3}} &= \Delta_{1m} / \Delta_{\text{mm}}. \end{aligned} \right\} (4)$$

Сопоставляя правые части приведенных выше выражений (2) и (4), получим параметры передачи [A] результирующего четырехполосника через определитель  $\Delta$  и дополнения  $\Delta_j$ . Аналогично можно получить систему [A]-параметров для цепочечного соединения сопротивлений, а все полученные результаты — свести в таблицу.

Параметры результирующего четырехполосника

Параметр	Система	
	Цепочка матриц в Y-параметрах	Цепочка матриц в Z-параметрах
A <sub>11</sub>	$\Delta_{11} / \Delta_{1m}$	$\Delta_{\text{mm}} / \Delta_{1m}$
A <sub>12</sub>	$\Delta_{11, \text{mm}} / \Delta_{1m}$	$\Delta / \Delta_{1m}$
A <sub>21</sub>	$\Delta / \Delta_{1m}$	$\Delta_{11, \text{mm}} / \Delta_{1m}$
A <sub>22</sub>	$\Delta_{\text{mm}} / \Delta_{1m}$	$\Delta_{11} / \Delta_{1m}$

Очевидно, что результирующая матрица (рис. 1) содержит ненулевые элементы только на трехдиагональной ленте. Несложно убедиться, что  $\Delta_{1m}$  и  $\Delta_{m1}$  представляют собой верхнюю и нижнюю треугольные матрицы, определитель которых находится перемножением элементов главной диагонали. Следовательно, алгебраические дополнения определяются как

$$\Delta_{1m} = \prod_{i=1}^{m-1} Y_{i+1, i}^{\Sigma}; \Delta_{m1} = \prod_{i=1}^{m-1} Y_{i, i+1}^{\Sigma}, (5)$$

а для вычисления определителя автором получено рекуррентное соотношение

$$\Delta^k = Y_{\text{kk}}^{\Sigma} \Delta^{k-1} - 2Y_{k-1, k}^{\Sigma} Y_{\text{k, k-1}}^{\Sigma} \Delta^{k-2}, (6)$$

где k — порядок определителя;

$$\Delta^1 = Y_{11}^{\Sigma}; \Delta^2 = Y_{11}^{\Sigma} Y_{22}^{\Sigma} - Y_{12}^{\Sigma} Y_{21}^{\Sigma}. (7)$$

А поскольку  $\Delta_{11}$  и  $\Delta_{\text{mm}}$  также являются ленточными трехдиагональными матрицами порядка  $m-1$ , то и их можно вычислить с помощью этих соотношений.

Результирующая матрица соединения (рис. 1) — ленточная трехдиагональная, т. е. имеет много нулевых элементов, которые не участвуют в процессе анализа цепи. Поэтому имеет смысл изменить размерность и порядок этого массива, оставив в нем только ненулевые элементы.

Если элементы главной диагонали результирующей матрицы записать во вторую строку нового массива [G], элементы верхней диагонали — в первую, а элементы нижней диагонали — в третью, то новый массив уже имеет размерность  $3 \times m$  вместо прежней —  $m \times m$ . При этом  $G_{1i} = Y_{i+1, i}^{\Sigma}$  и  $G_{3i} = Y_{i, i+1}^{\Sigma}$ , а т. к. на

верхней и нижней диагоналях число элементов  $n = m - 1$ , то  $G_{1m} = 0$  и  $G_{3m} = 0$ .

	1	2	3	...	m-1	m
1	$Y_{12}^1$	$Y_{12}^2$	$Y_{12}^3$		$Y_{12}^1$	0
[G]= 2	$Y_{11}^1$	$Y_{22}^1 + Y_{11}^2$	$Y_{22}^2 + Y_{11}^3$		$Y_{22}^{m-2} + Y_{11}^{m-1}$	$Y_{22}^{m-1}$
3	$Y_{21}^1$	$Y_{21}^2$	$Y_{21}^3$		$Y_{21}^1$	0

Рис. 2. Компактная результирующая матрица цепочечного соединения в параметрах исходных четырехполосников

Если элементы  $Y^{\Sigma}$  представить в параметрах исходных четырехполосников, то результирующая матрица примет вид, приведенный на рис. 2. При этом, аналогично (5) — (7), определитель и алгебраические дополнения матрицы [G] можно вычислить согласно следующим соотношениям:

$$\Delta_{1m} = \prod_{i=1}^{m-1} G_{3i}; \Delta_{m1} = \prod_{i=1}^{m-1} G_{1i}, (8)$$

а  $\Delta$ ,  $\Delta_{11}$  и  $\Delta_{\text{mm}}$  — по рекуррентным соотношениям

$$\Delta^k = G_{2k} \Delta^{k-1} - 2G_{1k} G_{3k} \Delta^{k-2}, (9)$$

где

$$\Delta^1 = G_{21}; \Delta^2 = G_{21} G_{22} - G_{11} G_{31}, (10)$$

а  $k=2, 3, \dots, m$  — порядок определителя.

Непосредственно в параметрах исходных четырехполосников эти выражения примут такой вид:

$$\Delta_{1k} = \prod_{i=1}^{k-1} Y_{21}^i; \Delta_{k1} = \prod_{i=1}^{k-1} Y_{12}^i; (11)$$

$$\Delta^k = (Y_{22}^{k-1} + Y_{11}^k) \Delta^{k-1} - 2Y_{12}^k Y_{21}^k \Delta^{k-2}; (12)$$

$$\Delta^1 = Y_{11}^1; \Delta^2 = Y_{11}^1 (Y_{22}^1 + Y_{11}^2) - Y_{12}^1 Y_{21}^1, (13)$$

где  $k=2, 3, \dots, m$  — номер узла цепочечного соединения.

Аналогичным образом подобные выражения получаем и для каскадно-цепочечного соединения [Z]-четырёхполосников. А воспользовавшись данными таблицы, можно определить как параметры передачи [A] цепочечного соединения СВЧ-четырёхполосников, так и, с помощью соотношений работы [1], любые параметры соединения — [Y], [Z], [T] или [S].

\*\*\*

Предложенная методика определения произвольных рабочих параметров каскадно-цепочечного соединения СВЧ-четырёхполосников позволяет провести его анализ без использования громоздкого традиционного аппарата теории матриц, существенно упростить анализ и расчет цепей такого вида, а также легко формализовать все указанные операции.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ. — М.: Связь, 1971.
2. Сигорский В. П. Анализ электронных схем. — К.: Гостехиздат УССР, 1963.
3. Курилин Б. И., Орехов Е. Ф. К определению параметров каскадного соединения четырехполосников // Радиотехника. — 1971. — Т. 26, № 9. — С. 42 – 45.
4. Атабеков Г. И. Теория линейных электрических цепей. — М.: Сов. радио, 1960.

Н. М. ЧИЖМА

Украина, г. Киев, ДП «Сонар»  
E-mail: sonar@gu.kiev.uaДата поступления в редакцию  
22.04 2003 г.Оппонент М. А. КОНДРАЩЕНКО  
(НПП "Сатурн", г. Киев)

## УНИФИЦИРОВАННЫЕ СТАБИЛИЗИРОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ ДЛЯ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ СТАНЦИЙ

*Разработан ряд унифицированных стабилизированных источников питания для цифровых и телевизионных радиорелейных станций. Приведены их технические характеристики.*

Источники питания предназначены для преобразования входного напряжения ( $U_{вх}$ ) 36—72 В (как положительной, так и отрицательной полярности) в напряжения, необходимые для обеспечения питанием приемников и передатчиков цифровых радиорелейных станций, блоков СВЧ и др. устройств.

Источники питания выполнены на базе микросхем TOP 414 (фирма Power Integrations) [1, с. 483] и обеспечивают:

- стабилизацию выходных напряжений ( $U_{вых}$ ) на всех выходах;
- низкий уровень пульсаций выходного напряжения;
- гальваническую развязку выходного напряжения от входного (структурная схема источника питания на 2 выходных напряжения с гальванической развязкой показана на **рис. 1**);
- плавное включение выходного напряжения;
- защиту от короткого замыкания, перегрузки по току ( $I_{вых}$ ), перегрева;
- стабильность выходных параметров в диапазоне температур корпуса  $-40... +75^{\circ}\text{C}$ .

Конструктивно источники питания выполнены в алюминиевых герметичных корпусах с отверстиями для крепления их к корпусу. Входные и выходные напряжения подаются на плату питания, расположенную внутри корпуса, через помехоподавляющие высокочастотные фильтры, которые впаяются в боковые стенки корпуса. Сверху корпус герметично закрывается крышкой.

Основные технические характеристики источников питания, предназначенных для цифровой радиорелейной станции (РРС) «Сатурн-Е», приведены в **табл. 1**.

Источники питания могут изготавливаться и с другими выходными напряжениями и токами нагрузки суммарной выходной мощностью не более 14 Вт.

Для обеспечения питающими напряжениями модемов телевизионных радиорелейных станций разработан блок питания, работающий от сетевого напряжения  $\sim 220\text{В} \pm 10\%$ . На его выходе 7 выходных напряжений. Структурная схема источника питания приведена на **рис. 2**.

Первичные стабилизаторы блока питания +24 В, +16 В; -16 В выполнены на микросхемах К142ЕН3(4) [2, с. 20, 153; 3, с. 190], предназначенных для построения линейных стабилизаторов, обеспечивающих как стабилизацию выходного напряжения, так и ограничение выходного тока в зависимости от значения установленного токоограничивающего резистора.

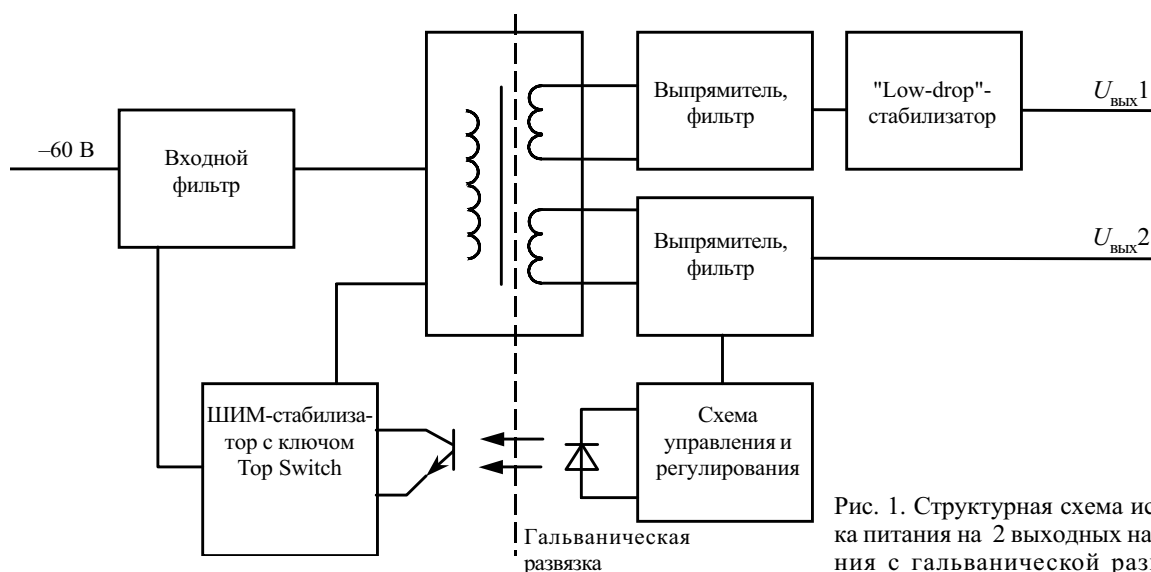


Рис. 1. Структурная схема источника питания на 2 выходных напряжения с гальванической развязкой

**СВЧ-УЗЛЫ, БЛОКИ И ПРИБОРЫ**

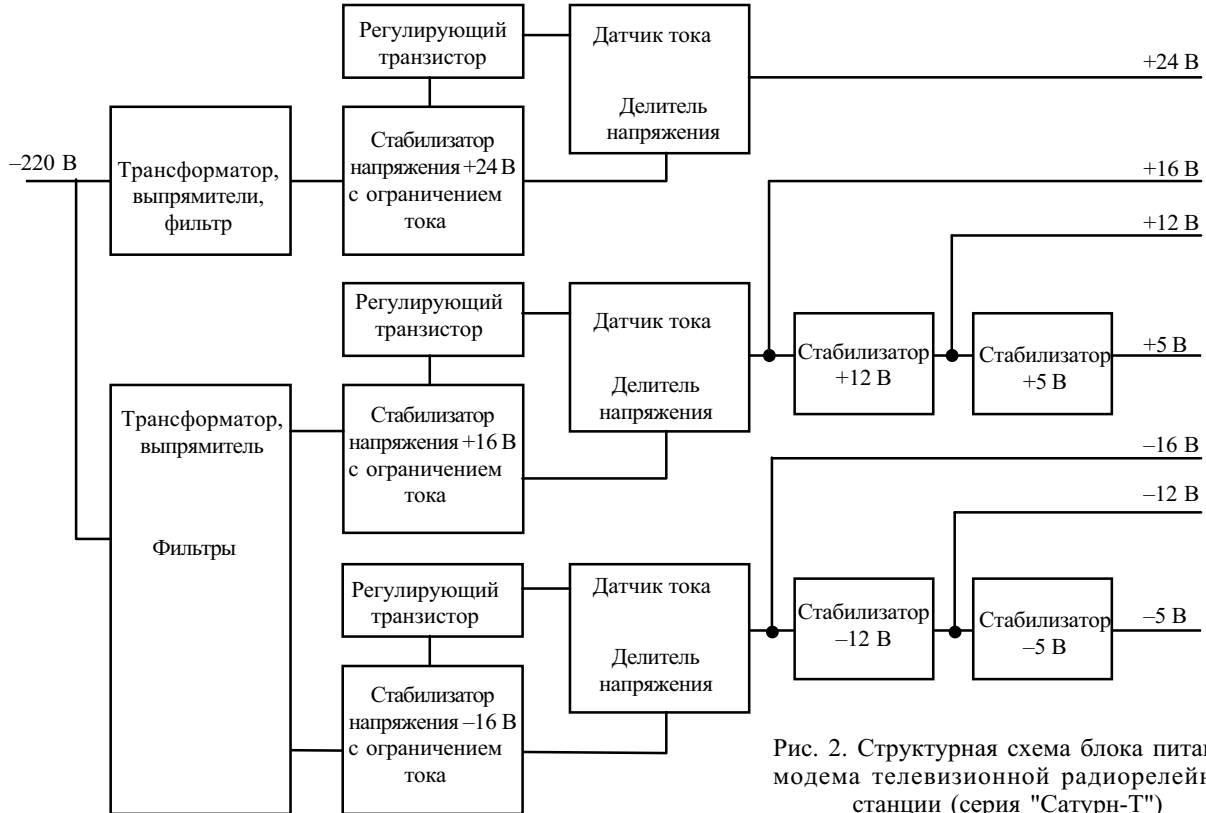


Рис. 2. Структурная схема блока питания модема телевизионной радиорелейной станции (серия "Сатурн-Т")

Таблица 1

*Характеристики источников питания для цифровой РРС*

Параметры	Источники питания									
	ИП1		ИП2		ИП3			ИП4		
$U_{вх}, В$	36—72									
$U_{вых}, В$	8	+12	+5	+12	+5	-2,5	+12	+5	-12	-5
$I_{вых}, А$	1,5	0,2	0,2	0,2	0,8	0,01	0,4	1,2	0,1	0,2
Нестабильность выходного напряжения при номинальном токе нагрузки при изменении входного напряжения от 36 до 72 В, не более, %	0,05	0,04	0,05	0,05	0,03	0,02	0,05	0,03	0,05	0,05
Нестабильность выходного напряжения при напряжении питания 60 В при изменении тока нагрузки от 0,1 до $1 I_{max}$ , не более, %	0,06	0,06	0,04	0,06	0,04	0,04	0,06	0,03	0,05	0,05
Коэффициент полезного действия при напряжении питания 60 В и номинальной нагрузке, %	84		82		81			79		
Габаритные размеры, мм	90×40×20		115×40×20		115×40×20			150×50×20		

Таблица 2

*Характеристики блока питания модема телевизионной РРС*

Параметры	Выходы блока питания						
	1	2	3	4	5	6	7
$U_{вых}, В$	+24	+16	+12	+5	-16	-12	-5
$I_{вых}, А$	0,8	0,25	0,2	0,08	0,12	0,1	0,02
Нестабильность выходного напряжения при номинальном токе нагрузки при изменении напряжения сети на $\pm 10\%$ , не более, %	$\pm 0,04$	$\pm 0,03$	$\pm 0,03$	$\pm 0,02$	$\pm 0,03$	$\pm 0,02$	$\pm 0,02$
Пульсации выходного напряжения при максимальном токе, не более, мВ	5	3	2	1	2	1	1

## СВЧ-УЗЛЫ, БЛОКИ И ПРИБОРЫ

Стабилизаторы +12, +5, -12, -5 В выполнены на стабилизаторах серии КР142ЕН8Б, КР142ЕН5А, КР1162ЕН12А и КР1162ЕН5А, соответственно.

Конструктивно все элементы блока питания (разъемы, предохранители, переключатели, два понижающих трансформатора типа ТПП, плата питания с расположенными на ней выпрямителями, фильтрами, элементами стабилизаторов) расположены на задней стенке внутри блока модема.

Основные технические характеристики блока питания для модема телевизионной станции «Сатурн-Т» приведены в табл. 2.

Ограничение выходного тока первичными стабилизаторами позволило при аварийных режимах защитить от перегрузок по току как трансформаторы, выпрямители, фильтры, так и сами устройства модема.

\*\*\*

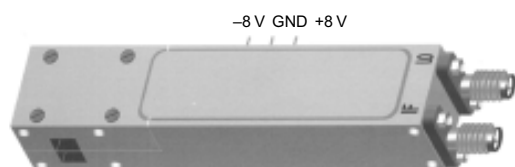
Разработка позволила унифицировать блоки питания и оптимизировать в одном блоке необходимое

количество выходных напряжений с требуемыми параметрами, в отличие от дорогостоящих импортных источников питания, которых для получения нескольких выходных напряжений с различными значениями напряжения и различными токами нагрузки нужно два, а иногда и три, обычно разнотипных. Кроме того, импортные источники питания на выходе имеют большой уровень пульсаций, что требует подключения к их выходу дросселей, конденсаторов, а иногда и стабилизаторов (для получения других напряжений), что увеличивает габаритные размеры источника питания и его стоимость.

### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

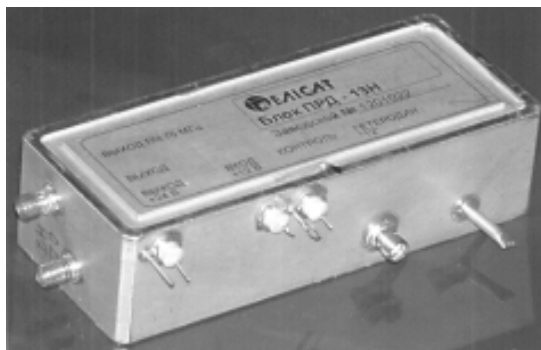
1. Интегральные микросхемы: Микросхемы для импульсных источников питания и их применение.— М.: Додэка, 2000.
2. Интегральные микросхемы: Микросхемы для линейных источников питания и их применение.— М.: Додэка, 1998.
3. Источники электропитания РЭА. Справочник / Под ред. Г. С. Найвельта.— М.: Радио и связь, 1985.

### ПРИЕМНИК LNRFE-3515542050 С ОГРАНИЧИТЕЛЕМ ПО ВХОДУ



Приемник предназначен для усиления слабых сигналов с преобразованием их на промежуточную частоту в составе герметичной аппаратуры. Преобразование реализовано балансным смесителем на гармониках (вторая). Вход приемника защищен по входу ограничителем мощности, управляемым сигналом ТТЛ (0 — прямые потери, 1 — закрыто).

### ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ ВВЕРХ (ПЧВ)



ПЧВ предназначен для преобразования частоты 70 МГц в диапазон СВЧ в передающем тракте радиорелейной станции. ПЧВ выпускается в двух исполнениях:

- «Н» —  $f$  гетеродина  $< f$  сигнала;
- «В» —  $f$  гетеродина  $> f$  сигнала.

### МАЛОШУМЯЩИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ВНИЗ РРС (МПЧВ)

МПЧВ предназначен для преобразования сигнала СВЧ на частоту 70 МГц в приемном тракте радиорелейной станции.

МПЧВ выпускается в двух исполнениях:

- «Н» —  $f$  гетеродина  $< f$  сигнала;
- «В» —  $f$  гетеродина  $> f$  сигнала.



С. В. БОБЖЕНКО, В. И. МАЙ, В. А. НОВИЦКИЙ,  
В. В. ТКАЧЕНКО, А. В. ТКАЧЕНКО, к. ф.-м. н. М. И. УГРИН

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

Дата поступления в редакцию  
06.05 2003 г.

Оппонент к. ф.-м. н. В. Н. РАДЗИХОВСКИЙ  
(ГП "Айсберг", г. Киев)

## СМЕСИТЕЛЬНО-ДЕТЕКТОРНЫЕ И УМНОЖИТЕЛЬНЫЕ ДИОДЫ ДЛЯ СМЕСИТЕЛЕЙ ПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ СВЧ

*Предложены конструкции арсенидгаллиевых диодов с барьером Шоттки для преобразователей частоты сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн.*

Успехи при использовании сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн в значительной степени определяются достижениями в разработке и выпуске ряда полупроводниковых приборов, работающих на частотах до 100 ГГц и выше. Освоение суб-мм-диапазона связано с развитием монокристаллической технологии изготовления активных и пассивных элементов приемно-передающих модулей, что позволяет значительно уменьшить их габариты, массу, стоимость, улучшить надежность, а также расширить рабочий диапазон частот до 300 ГГц и выше.

Одной из составных частей приемных устройств СВЧ являются малошумящие смесители, где используются арсенидгаллиевые диоды с барьером Шоттки. В НПП "Сатурн" разработаны три типа конструкций смесительно-детекторных и умножительных диодов с барьером Шоттки для использования в см- и мм-диапазонах длин волн: диоды в малогабаритных корпусах (на кристаллодержателях); бескорпусные диоды с балочными выводами; диоды-чипы с сотовой структурой. Каждая из этих конструкций имеет свои преимущества и недостатки, которые определяют оптимальный диапазон частот их применения.

Диоды в малогабаритных корпусах используют в волноводных устройствах, гибридно-интегральных схемах, где паразитные характеристики корпусов и их размеры незначительно влияют на СВЧ-параметры устройства. Разработанный в последние годы ряд смесительно-детекторных и умножительных диодов такого типа с рабочей частотой до 80 ГГц показан в табл. 1. Диоды типа 631.005-К могут быть использованы в качестве СВЧ-варакторов для умножения, подстройки частоты сантиметрового диапазона.

Монтаж диодов осуществляется методом пайки, приклейки или прижима со сторон торцов диода (рис. 1).

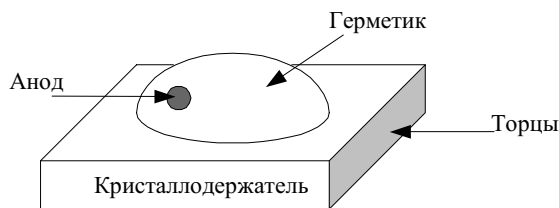


Рис. 1. Конструкция диода на кристаллодержателе

Диоды, параметры которых представлены в табл. 1, обладают максимальной рабочей частотой 80 ГГц (631.001-К), и для расширения рабочего диапазона в сторону увеличения частоты необходимо отказаться от корпуса диода, что существенно уменьшит паразитные индуктивность и емкость. С этой целью были

Таблица 1  
Параметры смесительно-детекторных, умножительных диодов на кристаллодержателе

Параметры	Смесительно-детекторные диоды			Умножительные диоды 631.005-К
	УАА104-6	УАА105-6	631.001-К	
Общая емкость диода без смещения, фФ	95—260	135—310	60—80	350—450
Показатель идеальности вольт-амперной характеристики (ВАХ)	1,1—1,16	1,1—1,16	1,14—1,18	1,14—1,18
Последовательное сопротивление потерь, Ом	3,5—8	3—8	≤ 8	≤ 4
Пробивное напряжение при токе 10 мкА, В	≥ 5	≥ 5	≥ 5	15—18
Коэффициент перекрытия барьерной емкости от 0 В до -6 В	—	—	—	2,5—3,5
Емкость кристаллодержателя, фФ	80	120	50	80
Потери преобразования, дБ	≤ 6	≤ 7	5,5	—
Чувствительность по току, А/Вт	≥ 5	≥ 5	—	—
Чувствительность по напряжению, В/Вт	—	—	1500	—
Габаритные размеры, мм	2×1×1	3,5×1,6×1,6	1×1×0,5	2×1×1
Рабочая частота, ГГц	0,5—24	0,5—10	1—80	0,5—10

разработаны бескорпусные диоды с балочными выводами, диоды сотовой конструкции с низкими значениями паразитных параметров и с предельной частотой

$$f_c = \frac{1}{2\pi r_s C_j(0)} = 3500 \text{ ГГц},$$

где  $r_s$  — последовательное сопротивление потерь,  $C_j(0)$  — емкость перехода без смещения.

Характеристики диодов с балочными выводами приведены в табл. 2. Конструкция их показана на рис. 2.

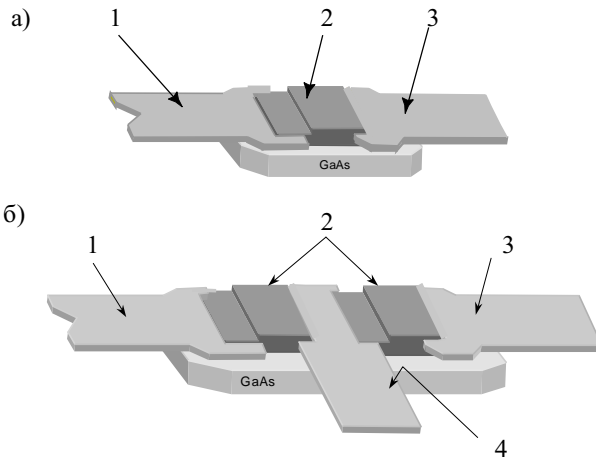


Рис. 2. Конструкция диодов с балочными выводами: а — УАА101-3; б — УЗА103-3  
1 — катодный балочный вывод; 2 — герметик; 3 — анодный балочный вывод; 4 — общий вывод

Такие диоды успешно работают в приемных радиотехнических устройствах. Например, на базе диодов с емкостью  $C_{tot} = 75$  фФ,  $r_s = 3$  Ом,  $n = 1,15$  разработаны двухдиодные смесители с потерями преобразования 6,0—6,5 дБ, при этом частота сигнала 14,3 ГГц, промежуточная — 1,5 ГГц. Смесители частоты, созданные на диодах с емкостью менее 40 фФ, последовательным сопротивлением менее 7 Ом, показателем идеальности менее 1,2 на частотах 36—150 ГГц имеют

потери преобразования 5,5—9 дБ. Детекторные устройства с диодами малой емкости (24—28 фФ) в диапазоне частот 50—110 ГГц имели вольт-ваттную чувствительность 1000—2000 мкВ/мкВт с неравномерностью не более 2 дБ.

Умножительные диоды 631.005 в соответствующих гибридно-интегральных устройствах имели коэффициент полезного действия 40% при выходной мощности сигнала 20—25 мВт и коэффициенте стоящей волны  $\leq 1,3$ .

Для уникальных устройств с высокими СВЧ-характеристиками, например, для систем радиоастрономических и радиоспектроскопических исследований, созданы диоды сотовой конструкции. Такой диод представляет собой чип  $400 \times 400 \times 300$  мкм, на поверхности которого в "окнах" диэлектрика расположены контакты "металл—полупроводник". Улучшение характеристик таких диодов осуществляется, главным образом, путем уменьшения диаметра окон в диэлектрике и толщины эпитаксиального слоя структуры полупроводника (GaAs).

Созданные умножительные арсенидгаллиевые диоды сотовой конструкции с диаметром окон 12 мкм обладали емкостью барьерного перехода 70—80 фФ, последовательным сопротивлением потерь 6—8 Ом, показателем идеальности ВАХ 1,10—1,15, напряжением пробоя при 10 мкА 20—30 В.

Предложенные нами арсенидгаллиевые диоды с барьером Шоттки успешно используются для создания смесителей и детекторов частоты. Однако значительная высота барьера (0,8 В) диодов не позволяет решать такие проблемы как понижение мощности гетеродина (работа диодов в смесительном режиме) и работа без подачи смещения на диод (детекторный режим). В этих направлениях необходимо проводить исследования с целью создания диодов со стабильным низким барьером (0,4—0,5 В) [1].

Высокие характеристики разработанных диодов обеспечиваются не только конструкцией приборов, но и качеством пластин арсенида галлия (GaAs) и уровнем развития арсенидгаллиевой технологии на предприятии. Так, на одном кристалле GaAs разме-

Таблица 2

Параметры диодов с балочными выводами

Параметры	Смесительно-детекторные диоды УАА101-3	Диодная пара* УЗА103-3	Умножительные диоды 631.005
Общая емкость диода без смещения, $C_{tot}$ , фФ	25—100	28—100	60—75
Конструктивная емкость диода, $C_{кон}$ , фФ	$\leq 18$	$\leq 20$	$\leq 20$
Показатель идеальности (ВАХ), $n$	1,14—1,18	1,14—1,18	1,12—1,18
Последовательное сопротивление потерь, $r_s$ , Ом	3—8	4—8	$\leq 5$
Пробивное напряжение при токе 10 мкА, $I_p$ , В	$\geq 5$	$\geq 5$	15—20
Предельная частота диода, $f_c$ , ГГц	800—3000	800—2500	—
Емкость диода при смещении -6 В, $C_{tot}(-6)$ , фФ	—	—	30—36
Предельная частота диода при смещении -6 В, $f_c(-6)$ , ГГц	—	—	1000—1500
Коэффициент перекрытия барьерной емкости при смещении от 0 В до -6 В, $\beta$	—	—	$\geq 3$
Габаритные размеры, мм	0,45×0,14×0,06	0,6×0,3×0,06	0,45×0,14×0,06

\* Параметры диодов в паре. Неидентичность параметров диодов в паре 7%.

рами  $3,8 \times 1,5 \times 0,05$  мм создан монолитный балансный диодный смеситель диапазона частот 80—150 ГГц (в режиме однополосного измерения на частоте 80—110 ГГц потери преобразования 8—9 дБ, на частоте 140—150 ГГц — не более 10 дБ).

Монолитный диодный смеситель состоит из двух активных элементов (диодов с барьером Шоттки), фильтров частот входной, выходной и гетеродина, элементов подачи смещения на диоды, микрополосковых линий передачи. Все эти элементы создаются в едином технологическом цикле на арсенидгаллиевых  $i-n^+-n$ -структурах с использованием технологии изготовления диодов с балочными выводами с высокой предельной частотой.

Очевидно, что, опираясь на те же конструктивные и технологические принципы, используя современ-

ный уровень развития арсенидгаллиевой технологии, можно создавать и другие монолитные модули — детекторы, переключатели, усилители, смесители мм- и суб-мм-диапазонов длин волн, проблема создания которых стоит особенно остро [2, 3].

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Божков В. Г., Вилисова В. В., Куркан К. И. и др. Смесительные и детекторные диоды миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн // Электронная промышленность. — 1993. — Вып. 9. — С. 82—87.
2. Bozhkov V. G., Ghennenberg V. A., Rourkan K. I., Perfiliev V. I. Monolithic and quasimonolithic mm-wave modules and devices / MSMW'2001 Symposium Proceedings. — Kharkov, Ukraine, June 4—9, 2001. — P. 126—131.
3. Монолитные СВЧ ИС: главная роль в военной РЭА // Экспресс-информация. — 1990. — Вып. 96/97.

К. ф.-м. н. К. В. КОЛЕЖУК, д. ф.-м. н. В. Н. КОМАЩЕНКО,  
Г. И. ШЕРЕМЕТОВА, Ф. И. КОРЖИНСКИЙ, к. т. н. В. М. ЧМИЛЬ

Украина, г. Киев, Институт физики полупроводников им. В. Е. Лашкарёва,  
Научно-производственное предприятие «Сатурн»  
E-mail: komas@isp.kiev.ua

Дата поступления в редакцию  
21.03 2003 г.

Оппоненты к. ф.-м. н. В. А. БОРЩАК  
(ОНУ им. И. И. Мечникова, г. Одесса),  
д. ф.-м. н. Г. А. СУКАЧ  
(ИФП им. В. Е. Лашкарёва, г. Киев)

## НОВОЕ ПОКОЛЕНИЕ ФОТОПРИЕМНИКОВ УЛЬТРАФИОЛЕТОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

*Разработаны новые типы фотоприемников ультрафиолетового излучения на основе слоистых гетероструктур в системе широкозонных полупроводников  $A^2B^6$ .*

В последние годы возрастает интерес к фотоприемникам ультрафиолетового (УФ) излучения. При этом одной из актуальных и нерешенных задач УФ-техники является детектирование радиации УФ-А (320—400 нм), УФ-В (280—320 нм) и УФ-С (200—280 нм) диапазонов полупроводниковыми сенсорами, работающими без применения дополнительных оптических фильтров [1, 2]. Такие сенсоры излучения нужны для медицины, биологии, мониторинга окружающей среды (экология, контроль озонового слоя атмосферы, пожарные охраняющие устройства) и т. д.

К перспективным полупроводниковым материалам для их изготовления относятся широкозонные полупроводники типа  $A^2B^6$ . Ранее [4] нами было показано, что использование слоистых гетероструктур (ГС) открывает дополнительные возможности для разработки фотоэлектрических приборов на основе широкозонных полупроводников, выращенных на буферной подложке более узкозонного материала. Целью настоящей работы является конструирование новых типов селективных и широкополосных УФ-фотоприемников.

Методика изготовления образцов для исследования описана в [3]. В качестве фоточувствительного

широкозонного компонента ГС применялись сульфид цинка и гомогенные твердые растворы (ТР)  $n$ - $ZnS_{0,7}Se_{0,3}$  или  $n$ - $Zn_{0,8}Cd_{0,2}S$  с шириной запрещенной зоны  $E_g = 3,3$  эВ, что соответствует длинноволновой границе УФ-А-диапазона.

На рис. 1 приведена энергетическая зонная диаграмма слоистой ГС  $p$ - $Cu_{1,8}S/i$ - $ZnS_{0,7}Se_{0,3}/n$ - $CdSe$ . Она содержит высокоомный  $i$ -слой, который ограничен низкоомной, более узкозонной подложкой. Основная часть носителей заряда генерируется светом непосредственно в области потенциального барьера, где действует сильное электрическое поле. На межфазной поверхности гетероперехода  $ZnS_{0,7}Se_{0,3}/CdSe$  из-за разных значений энергии электронного сродства и ширины запрещенной зоны контактирующих материалов образуется дополнительный потенциальный барьер  $\Delta E_v$ . Его наличие существенно уменьшает (около двух порядков величины) вклад узкозонного компонента ГС в общий фототок.

Типичные спектральные характеристики фоточувствительности селективных и широкополосных сенсоров представлены на рис. 2. Сенсоры СУФ-3 (УФ-А+В+С), СУФ-4 (УФ-А+В) и СУФ-5 (УФ-А) изготовлены на основе ГС  $p$ - $Cu_{1,8}S/i$ - $ZnS_{0,7}Se_{0,3}/n$ - $CdSe$ . Сенсоры СУФ-1 (УФ-В+С) и СУФ-2 (УФ-В) — на основе ГС  $p$ - $Cu_{1,8}S/i$ - $ZnS/n$ - $CdSe$ . Подчеркнем, что указанные сенсоры изготовлены без применения интерференционных или окрашенных стеклянных фильтров.

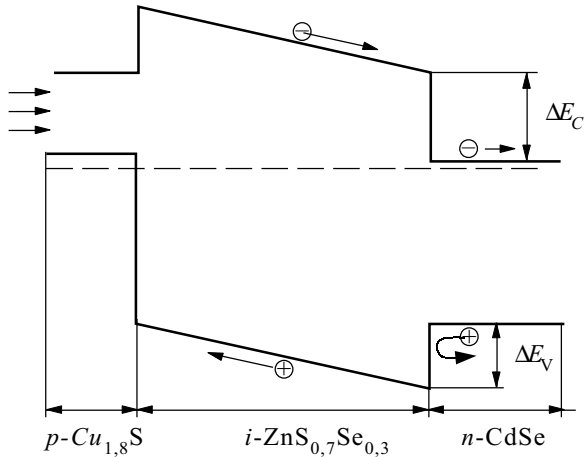


Рис. 1. Энергетическая зонная диаграмма слоистой гетероструктуры  $p\text{-Cu}_{1,8}\text{S}/i\text{-ZnS}_{0,7}\text{Se}_{0,3}/n\text{-CdSe}$  (промежуточные решеточно-согласующие прослойки не показаны)

Характерные параметры разработанных сенсоров приведены в **таблице**.

Технические параметры разработанных УФ-сенсоров

Тип	Диапазон	Активная площадь, мм <sup>2</sup>	Область спектральной чувствительности, $\lambda$ , нм	Максимум чувствительности, $\lambda_p$ , нм	Фоточувствительность, мА/Вт	
					$\lambda_p$	Hg-линия (254 нм)
СУФ-1	УФ-В+С	4,5	200 — 350	310	65	40
СУФ-2	УФ-В	4,5	260 — 350	320	60	2
СУФ-3	УФ-А+В+С	4,5	200 — 400	350	90	45
СУФ-4	УФ-А+В	4,5	260 — 400	340	80	2
СУФ-5	УФ-А	4,5	310 — 400	350	60	—

Таким образом, путем использования физических особенностей, присущих гетеропереходам, создано новое поколение фотоприемников ультрафиолетового излучения на основе слоистых гетероструктур в системе широкозонных полупроводников  $A^2B^6$  и их твердых растворов.

Разработанные сенсоры:

- не чувствительны к видимому свету (в отличие от известных полупроводниковых фотоприемников);
- не имеют специальных оптических фильтров для корректирования УФ-чувствительности;
- имеют большую активную поверхность;

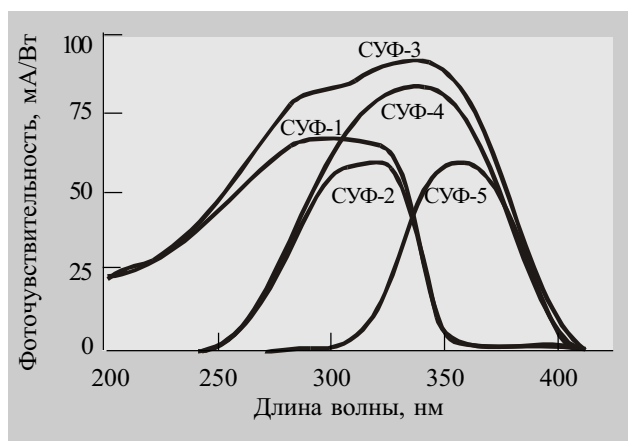


Рис. 2. Абсолютная спектральная чувствительность разработанных УФ-сенсоров ( $T=300$  К, эффективная активная поверхность сенсоров  $4,5 \text{ мм}^2$ )

— совмещают высокие параметры и умеренную цену;

— не имеют промышленных аналогов в мире.

Эти сенсоры могут найти применение при контроле окружающей среды (озоновый мониторинг и анализ загрязнений), измерениях солнечной УФ-радиации (например, персональная УФ-В-дозиметрия для обнаружения потенциально опасных уровней УФ-экспозиции), в биологии и медицине, космических исследованиях и при наблюдении объектов на фоне голубого неба, в промышленности (например, в детекторах пламени газовых горелок, в системах пожарного извещения), а также в других областях, где необходим мониторинг УФ-излучения.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Yang W., Vispute R. D., Choopun S. et al. Ultraviolet photoconductive detector based on epitaxial  $\text{Mg}_{0,34}\text{Zn}_{0,66}\text{O}$  thin films // Appl. Phys. Lett.— 2001.— Vol. 78, N 18.— P. 2787—2789.
2. Ando K., Ishikura H., Fukunaga Y. et al. Highly efficient blue-ultraviolet photodetectors based on II-VI wide-bandgap compound semiconductors // Phys. Stat. Sol. (b).— 2002.— Vol. 229, N 2.— P. 1065—1071.
3. Колежук К. В., Комащенко А. В., Горбик П. П. и др. Высокоэффективные фотопреобразователи на основе поликристаллических гетероструктур  $A^IVB^VI$  // Письма в ЖТФ.—2000.— Т. 26, вып. 5.— С. 1—6.
4. Колежук К. В., Венгер Е. Ф., Комащенко В. Н. и др. Селективные и широкополосные ультрафиолетовые сенсоры // Письма в ЖТФ.— 2002.— Т. 28, вып. 19.— С. 32—36.



#### МАЛОШУМЯЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ СВЧ ЕТП038300

Усилитель ЕТП038300 предназначен для модернизации радиорелейной станции «Курс-4». Устанавливается взамен ферритового развязывающего прибора. Улучшает чувствительность станции на 6 дБ за счет малошумящего усиления информационных сигналов в приемном тракте радиорелейной станции.

К. т. н. В. И. БОСЫЙ, А. В. ИВАЩУК, В. Н. КОВАЛЬЧУК,  
к. ф.-м. н. Е. М. СЕМАШКО

Дата поступления в редакцию  
04. 04 2003 г.

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

Оппонент к. ф.-м. н. М. И. УГРИН  
("Сатурн-Микро", г. Киев)

## МОЩНЫЕ СВЧ-ТРАНЗИСТОРЫ НА ОСНОВЕ ШИРОКОЗОННЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

*Представлен обзор опубликованных в последние годы результатов по созданию мощных СВЧ-транзисторов на основе гетероструктур AlGaIn/GaN.*

Разработка и промышленный выпуск активных приборов с выходной мощностью в единицы ватт обеспечивают реальную возможность создания многоэлементных активных фазированных антенных решеток (АФАР) с использованием электронных методов сканирования для гибкого управления диаграммой направленности в пространстве. Весьма актуальным является вопрос повышения частотного диапазона, т. к. при фиксированных размерах антенны и времени обработки сигнала повышение разрешающей способности по угловым координатам и по скорости движения объекта возможно только с уменьшением длины волны.

В настоящее время широкое распространение получили устройства на основе полупроводниковых микросхем СВЧ — автогенератор, усилитель мощности, фазовращатель, смеситель и т. д., т. е. приемопередающие модули, подключаемые к каждому излучателю (или их группе) АФАР.

Одним из основных активных элементов современных АФАР являются мощные транзисторы. Такие транзисторы должны удовлетворять следующим требованиям:

- высокая удельная мощность и эффективность работы транзистора в заданном частотном диапазоне;
- расширенный температурный диапазон;
- высокая надежность;
- идентичность параметров.

В диапазоне частот свыше 10 ГГц наиболее широкое распространение получили полевые транзисторы на основе GaAs. Развитие технологии полевых транзисторов сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн идет по пути использования гетероэпитаксиальных многокомпонентных соединений  $A_3B_5$  сложного состава. На таких структурах достигнуты рекордные параметры приборов с наименьшим коэффициентом шума ( $K_{ш}$ ), наибольшим коэффициентом усиления по мощности ( $K_{vP}$ ), а также с наибольшей рабочей частотой ( $f_p$ ) [1].

Однако необходимо отметить, что параметры как арсенидгаллиевых, так и гетероструктурных транзисторов в настоящее время близки к теоретически возможным величинам, и для дальнейшего развития дан-

ного направления необходим поиск новых полупроводниковых материалов.

В последние годы во многих научно-исследовательских центрах мира ведутся интенсивные исследования возможности использования некоторых широкозонных полупроводников (в частности, SiC и GaN) для создания СВЧ-транзисторов высокой мощности. Наиболее перспективными приборами этой группы представляются транзисторы с повышенной подвижностью электронов (HEMT — High Electron Mobility Transistor) на основе AlGaIn/GaN. В качестве иллюстрации на рис. 1 представлены данные, показывающие, как изменились значения удельной (а) и полной выходной (б) мощности СВЧ-транзисторов на основе AlGaIn/GaN за последние 6 лет [2].

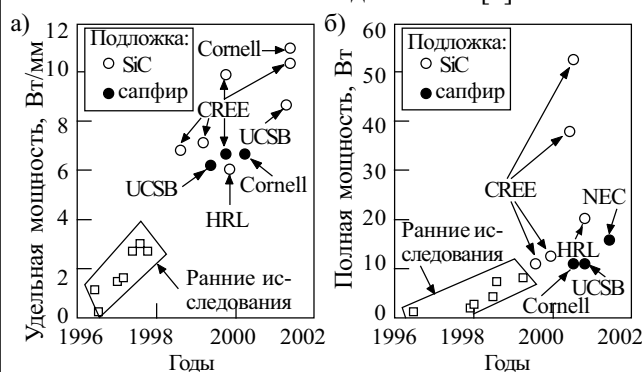


Рис. 1. Изменения параметров AlGaIn/GaN HEMT с 1996 по 2002 гг.:

а — удельная мощность; б — полная мощность

В данном обзоре, составленном на основе опубликованных в последние годы работ, рассмотрены некоторые основные свойства широкозонных полупроводников, вопросы конструирования и изготовления, а также результаты измерения параметров мощных HEMT на основе GaN, изготовленных на различных подложках (сапфире, SiC, нитриде галлия).

### Свойства некоторых широкозонных полупроводников

Наиболее важными свойствами материалов, предназначенных для изготовления мощных СВЧ-транзисторов, являются ширина запрещенной зоны и связанная с ней критическая напряженность электрического поля, теплопроводность полупроводника, подвижность носителей заряда, скорость электронов в сильных электрических полях. Влияние скорости

Основные физические параметры полупроводниковых материалов

Полупроводник	Ширина запрещенной зоны, эВ	Теплопроводность, Вт/(см·К)	Подвижность электронов, см <sup>2</sup> /(В·с)	Подвижность дырок, см <sup>2</sup> /(В·с)	Диэлектрическая проницаемость	Критическая напряженность поля, МВ/см
Si	1,12	1,3	1350	480	11,7	0,3
GaAs	1,41	0,55	8500	400	12,9	0,4
SiC	3,0	4,9	400	<90	9,66	3—5
GaN	3,39	1,3	1000	<200	8,9	5

насыщения электронов особенно важно при увеличении рабочей частоты, когда с уменьшением размеров активной области возрастает роль баллистических эффектов [3, 4]. В таблице приведены некоторые основные физические параметры GaAs, SiC, GaN и Si. На рис. 2 представлены зависимости скорости электронов от напряженности электрического поля для этих же материалов [5]. Приведенные данные показывают, что GaN, обладающий наиболее широкой запрещенной зоной, высокой критической напряженностью электрического поля и относительно высокой теплопроводностью, а также максимальной скоростью электронов, представляется одним из наиболее перспективных материалов для создания мощных транзисторов.

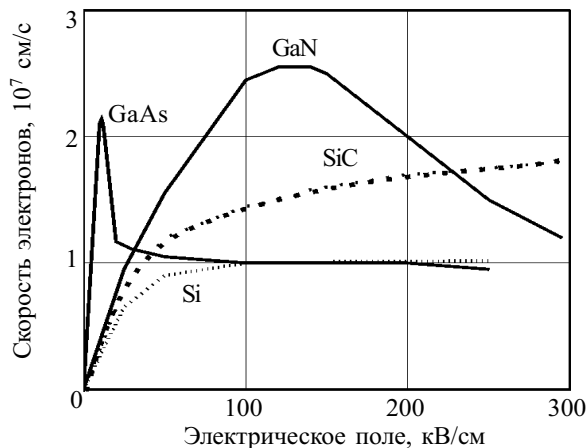


Рис. 2. Влияние напряженности электрического поля на скорость электронов в полупроводниковых материалах

Наиболее высокие удельные мощности в диапазоне частот 10 ГГц и выше получены при исследовании НЕМТ на основе AlGaN/GaN [6—8]. Это обусловлено такими свойствами материала как широкая запрещенная зона (3,4 эВ для GaN и 6,2 эВ для AlN, что позволяет получать высокие критические напряженности электрического поля — (1...3)·10<sup>6</sup> В/см), высокая скорость насыщения электронов (2,2·10<sup>7</sup> см/с). Поверхностная концентрация носителей в области двумерного газа для таких структур составляет ≥1·10<sup>13</sup> см<sup>-2</sup>, что на порядок выше, чем для структур типа AlGaAs/GaAs.

Основные работы в этом направлении ведутся в области разработки технологии выращивания и исследования параметров гетероструктур, влияния свойств подложки, изучения процессов переноса в таких системах, влияния различных физико-химических процессов на захват носителей и т. д.

Конструкция и технология изготовления транзисторов на основе гетероструктур AlGaN/GaN

На рис. 3 показана наиболее простая структура НЕМТ AlGaN/GaN [2]. В качестве подложки используют сапфир, SiC, Si, это может быть также AlN, или сложные окислы. Эпитаксиальные слои могут быть выращены методами молекулярно-лучевой эпитаксии, химического осаждения металлоорганических соединений из паровой фазы или газовой эпитаксии. Одним из наиболее важных моментов в создании гетероструктур является выращивание буферного слоя. При использовании в качестве подложки сапфира буферный слой (GaN или AlN) выращивается при относительно низкой (обычно ~600°C) температуре, затем подложка нагревается до температуры, необходимой для выращивания основного слоя [9]. Слои GaN и AlGaN обычно выращивают при температуре 1000°C со скоростью ~1 мкм/ч. В качестве буферного слоя на подложках карбида кремния обычно используют слой AlN, выращенный при температуре 900°C [10].

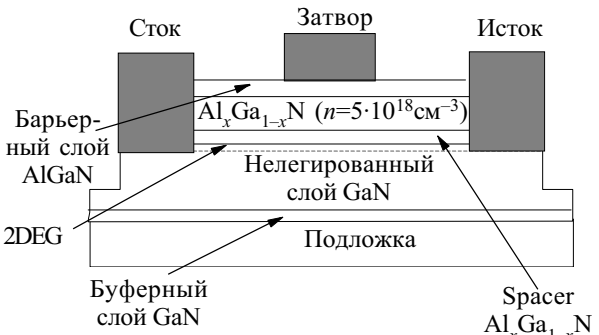


Рис. 3. Схематическое изображение НЕМТ AlGaN/GaN

Эпитаксиальная структура содержит буферный слой GaN толщиной ~100 нм, нелегированный слой GaN толщиной ~2 мкм, нелегированный разделительный слой (спейсер) Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>N толщиной ~5 нм, легированный кремнием слой Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>N с концентрацией носителей заряда ~5·10<sup>18</sup> см<sup>-3</sup> толщиной ~10 нм и нелегированный барьерный слой Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>N толщиной ~10 нм [11]. Мольная доля Al в тройном соединении может быть в пределах 0,25—0,3. Подвижность носителей заряда в таких структурах, измеренная холловским методом при комнатной температуре, составляет 1100—1300 см<sup>2</sup>/(В·с), поверхностная концентрация электронов — (1...2)·10<sup>13</sup> см<sup>-2</sup>.

Изготовление НЕМТ AlGaN/GaN начинается с формирования активной области прибора. Для этого может быть использовано либо мезатравление в плазме Cl<sub>2</sub>/Ar [11, 12], либо ионная имплантация [13].

Параметры и надежность приборов на основе GaN, особенно работающих в широком температурном диапазоне, во многом определяются качеством контактов. Формирование омических контактов включает частичное про травливание слоя AlGaN в областях истока и стока, осаждение металла и отжиг структуры. Для создания омических контактов используют композицию Ti/Al/Ni/Au (200/2000/500/400 Å) с последующим отжигом при температуре 850—900°C в

течение 30 с [14]. Такая технология позволяет получить омические контакты с удельным сопротивлением  $7,3 \cdot 10^{-7}$  Ом·см<sup>2</sup> и результирующее сопротивление контакта 0,2—0,3 Ом·мм для транзистора AlGaIn/GaN, что сравнимо со значениями сопротивлений для транзисторов на GaAs. Омические контакты с низким удельным сопротивлением ( $8,9 \cdot 10^{-8}$  Ом·см<sup>2</sup>) были сформированы напылением Ti/Al с последующим быстрым термическим отжигом [4]. Омические контакты с хорошей морфологией могут быть также получены на основе Ta [15].

В качестве металлизации затвора может быть использована система Ni/Au [11]. Были получены барьеры Шоттки Pt–n-GaN с коэффициентом идеальности <1,05. Однако более типичные значения коэффициента идеальности при исследовании барьерных контактов на n-GaN составляют 1,3 и выше при высоте потенциального барьера от 1,1 до 0,25 эВ [4].

Важное значение при изготовлении приборов имеет пассивация поверхности полупроводника. В качестве пассивирующего покрытия используют слой SiN толщиной ~1500 Å.

**Параметры СВЧ-транзисторов на основе AlGaIn/GaN**

Статические параметры НЕМТ AlGaIn/GaN рассмотрены в работе [16] для транзисторов с длиной затвора 0,18 мкм, шириной 100 мкм и расстоянием "сток — исток" ~3 мкм, изготовленных на сапфировой подложке. На рис. 4 показаны измеренные на пластине типичные ВАХ этих приборов. Напряжение на затворе изменяли от 1 до -5 В. Максимальный ток стока  $I_c=920$  мА/мм был получен при смещении на затворе 1 В и напряжении смещения на стоке 5 В. Транзистор полностью перекрывается при напряжении затвор-сток  $U_{зс}=-5$  В (ток стока менее 1 мА/мм при напряжении сток-исток  $U_{си}=10$  В).

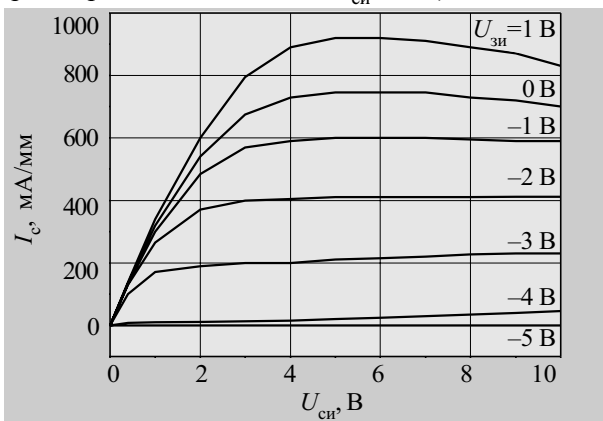


Рис 4. Вольт-амперные характеристики НЕМТ AlGaIn/GaN с длиной затвора 0,18 мкм и шириной 100 мкм

На рис. 5, а показаны передаточные характеристики для этого же транзистора. Напряжение сток-исток  $U_{си}=5$  В. Максимальная крутизна  $g_m=212$  мСм/мм была получена при  $U_{зс}=-2,84$  В и  $U_{си}=5$  В. Рис. 5, б иллюстрирует предпороговую зависимость тока стока от напряжения на затворе и свидетельствует о том, что затвор достаточно эффективно управляет потоком носителей в канале. Пороговое напряжение транзистора составляет -4,4 В.

На рис. 6 приведена вольт-амперная характеристика барьерного перехода при короткозамкнутом стоке и истоке для транзистора с шириной затвора 50 мкм. Для рассматриваемых приборов характерно отсутствие мягкого прогиба при обратном смещении вплоть до напряжения ~40 В, где ток утечки был не более 2,6 мкА. Напряжение отпираания барьерного перехода в прямом направлении составляет 2,76 В.

Существенное влияние как на статические, так и на динамические параметры транзисторов оказывает подложка. Как видно из рис. 4, при напряжении на затворе в диапазоне от 1 до 0 В происходит падение тока стока, начинающееся при напряжении сток-исток ~5 В, что авторы объясняют саморазогревом транзистора из-за относительно низкой теплопроводности сапфира. На рис. 7 сравниваются характеристики AlGaIn/GaN НЕМТ, изготовленных по идентичной технологии на подложках SiC, объемном GaN и сапфире [4]. Необходимо отметить, что крутизна транзисторов, изготовленных на SiC, обладающем наиболее высокой теплопроводностью, оказывается выше, чем на гомоэпитаксиальных структурах на основе GaN.

Исследования СВЧ-параметров НЕМТ AlGaIn/GaN подтверждают высокие возможности этих приборов, предсказанные теорией [17—19]. На рис. 8 показаны результаты измерений на пластине  $P_{вых}$ ,  $K_{vP}$ ,  $\eta$  и тока стока  $I_c$  транзистора с шириной затвора 300 мкм [2]. Была получена удельная мощность 10,3 Вт/мм при кпд 42%.

На рис. 9 представлены результаты измерений выходной мощности и кпд транзисторов в диапазоне смещений от 10 до 40 В; кпд составляет 56—62% в широком диапазоне напряжений. При напряжении смещения 40 В получена удельная мощность 8,3 Вт/мм и кпд 57%. Частота отсечки транзистора  $f_T=100$  ГГц, а  $f_{max}=140$  ГГц [2]. Увеличение пробивного напряжения до 570 В было достигнуто при увеличении расстояния "сток—исток" до 13 мкм [14].

Авторами работы [20] на транзисторах с длиной затвора 0,12 мкм, изготовленных на подложке SiC, получены значения плотности тока 1,23 А/мм, максимальной крутизны — 314 мСм/мм, пробивного напряжения затвор-сток — более 60 В, частоты отсечки — 121 ГГц и максимальной частоты — 162 ГГц.

Высокая мощность на единицу ширины затвора позволяет уменьшать размеры приборов, что не только упрощает технологию изготовления, но и увеличивает импеданс (на порядок по сравнению с GaAs-приборами) и в результате улучшает согласование цепей. Кроме того, улучшаются условия теплоотвода.

Таким образом, НЕМТ на основе AlGaIn/GaN обладают существенными преимуществами перед аналогичными приборами на основе GaAs. Это, прежде всего, увеличение в 5—10 раз удельной мощности ( $\geq 10$  Вт/мм), увеличение кпд (до ~60%), увеличение рабочей температуры перехода и повышение надежности приборов. Все это в целом снижает стоимость устройств.

Однако следует отметить, что высокие значения мощности часто достигаются при высокой компрессии усиления (5—9 дБ), что свидетельствует о высокой нелинейности. Кроме того, особенностью

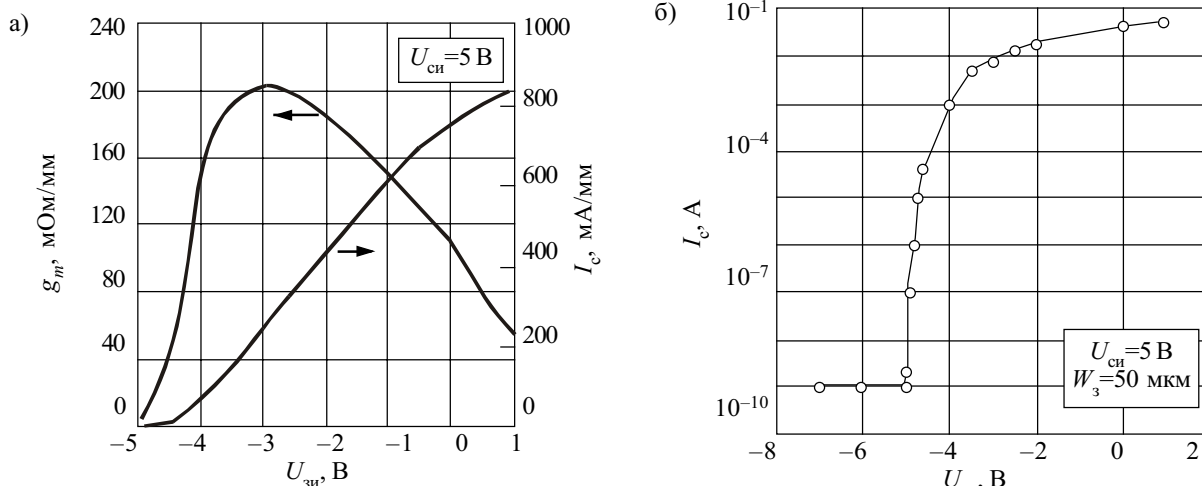


Рис. 5. Зависимости крутизны  $g_m$  и тока стока  $I_c$  от напряжения на затворе  $U_{зи}$  (а) и предпороговая зависимость тока стока от напряжения на затворе ( $b$ ) для НЕМТ AlGaIn/GaN с длиной затвора 0,18 мкм [16]

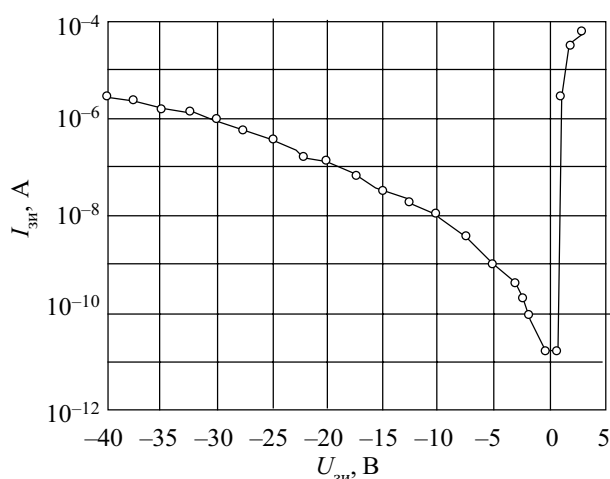


Рис. 6. Вольт-амперная характеристика барьерного контакта НЕМТ AlGaIn/GaN с длиной затвора 0,12 мкм и шириной 50 мкм

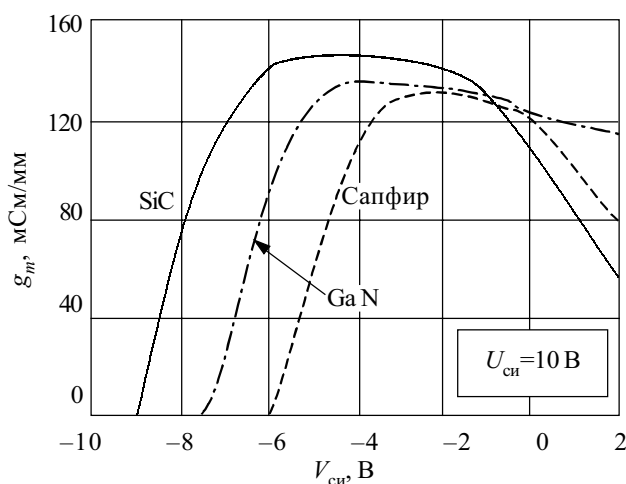


Рис. 7. Характеристики НЕМТ на основе GaN, изготовленных в идентичных условиях на подложках SiC, объемном GaN и сапфире

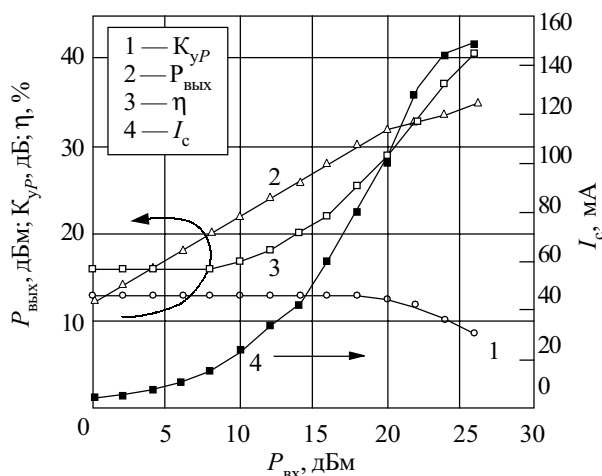


Рис. 8. Зависимость выходной мощности  $P_{вых}$ , коэффициента усиления по мощности  $K_{уп}$ , КПД  $\eta$  и тока стока  $I_c$  от входной мощности  $P_{вх}$  для транзистора AlGaIn/GaN с длиной затвора 0,6 мкм и шириной 300 мкм

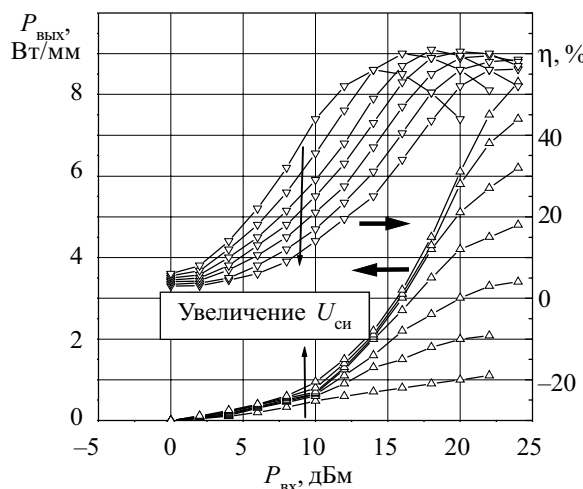


Рис. 9. Зависимости выходной мощности и КПД от входной мощности транзистора с длиной затвора 0,6 мкм и шириной 300 мкм при напряжениях сток-исток 10, 15, 20, 25, 30, 35 и 40 В, измеренные на частоте 8 ГГц

НЕМТ на основе гетероструктур AlGaIn/GaN является дисперсия вольт-амперных характеристик в режиме большого сигнала [2, 21]. В качестве примера на **рис. 10** показаны вольт-амперные характеристики транзистора до и после приложения большого напряжения к стоку [22]. При этом величина тока стока может быть восстановлена освещением прибора светом с длиной волны ~600 нм, соответствующей ширине запрещенной зоны GaN.

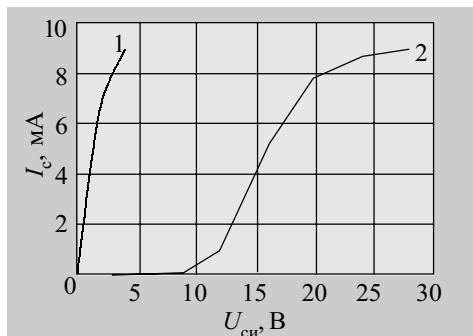


Рис. 10. Зависимость тока стока от напряжения сток-сток до (1) и после (2) приложения к стоку напряжения смещения 20 В для транзистора на основе AlGaIn/GaN

Эти эффекты могут быть связаны со структурными особенностями полупроводниковых слоев, особенностями распределения заряда и процессов переноса носителей заряда в таких системах, электрически активными дефектами в полупроводниковых слоях и на границах раздела и т. п. В связи с этим значительное внимание уделяется исследованиям природы дефектов в слоях AlGaIn/GaN и совершенствованию технологии выращивания эпитаксиальных структур.

**Физические эффекты в гетероструктурах AlGaIn/GaN и их влияние на параметры транзисторов**

Одно из ограничений в гетероструктурах AlGaIn/GaN связано со снижением концентрации носителей, обусловленным свойствами симметричной потенциальной ямы на границе раздела, из которой носители могут свободно переходить в буферный GaN- или барьерный AlGaIn-слой. Это явление может приводить к увеличению низкочастотного шума, а также к снижению крутизны [4]. Кроме того, такие носители

могут быть захвачены ловушками, что приводит к замедлению переходных процессов и деградации токовых характеристик.

Влияние глубоких уровней на параметры полевых транзисторов на основе GaN описано в [23]. Показано, что на характеристики транзисторов оказывают влияние глубокие уровни в запрещенной зоне GaN. Следует отметить, что аналогичные эффекты наблюдались в структурах AlGaAs/GaAs. Формирование таких уровней связано с условиями роста эпитаксиального слоя. Для улучшения параметров эпитаксиальных слоев GaN и AlGaIn в процессе роста в растущую пленку вводят индий. При этом улучшается морфология поверхности, повышается на 10—20% подвижность носителей заряда [20].

Одним из основных физических эффектов, определяющих поведение приборов и оказывающих влияние на плотность дефектов в полупроводниковой структуре, являются сильные пьезоэлектрические свойства и полярная природа поверхностей GaN и AlGaIn [4]. Роль, которую играют в образовании дислокаций механические деформации, обусловленные различием в постоянных решеток слоев, иллюстрирует **рис. 11** [2]. Механические напряжения, вызванные ростом  $Al_xGa_{1-x}N$  на GaN, приводят к пьезоэлектрической поляризации, которая складывается со спонтанной поляризацией, обусловленной кристаллической структурой слоев. В результате на границе раздела слоев  $Al_xGa_{1-x}N$  и GaN накапливается заряд, оказывающий влияние на процессы переноса в такой структуре.

В работе [4] описан новый мощный AlGaIn/InGaIn/GaN двойной гетеропереходный полевой транзистор (DHFET). В такой структуре между буферным слоем GaN и барьерным слоем  $Al_{0,25}Ga_{0,75}N$  располагается тонкий (50 Å) слой  $In_{0,1}Ga_{0,9}N$ , который в результате изменений в зонной структуре и формирования поляризационных зарядов на гетерогранице обеспечивает высокую концентрацию двумерных электронов в потенциальной яме.

В отличие от обычных приборов этого типа, электрическое поле в InGaIn квантовой яме остается практически постоянным в широком диапазоне напряжений на затворе, т. к. определяющее влияние на свой-

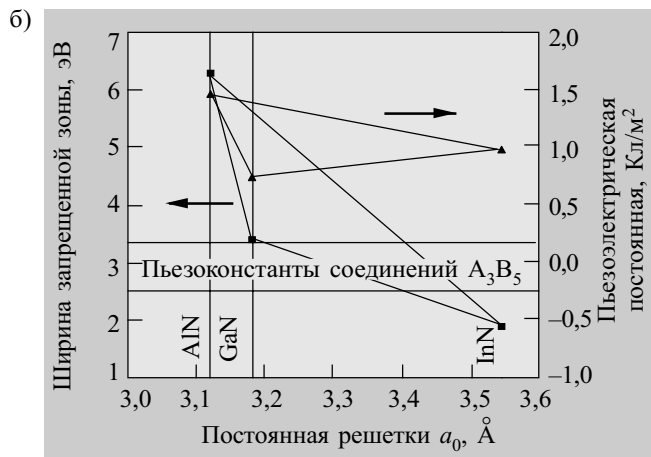
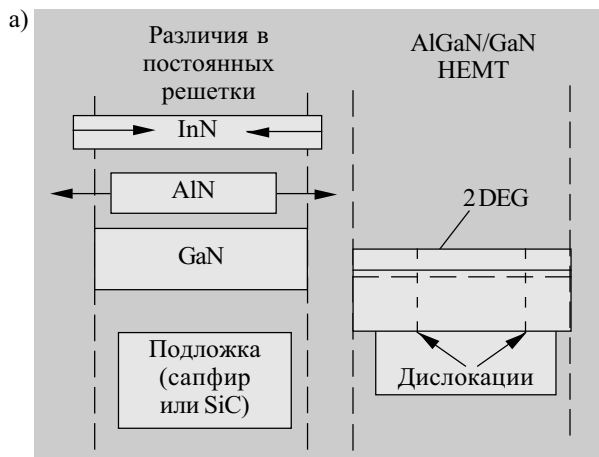


Рис. 11. Зонная диаграмма (а) и пьезоэлектрическая поляризация (б) в зависимости от постоянной решетки для (Al, Ga, In, N)-системы

ства гетерограницы оказывают поляризационные заряды. В DHFET в результате уменьшения рассогласования решеток механические напряжения в бислоистой AlGaIn/InGaIn-структуре на GaN-буфере близки к нулю при любых значениях напряжения на затворе. Следовательно, отсутствуют значительные изменения заряда, обусловленные деформациями, вызванными модуляцией напряжения на затворе. При этом, соответственно, уменьшается и дисперсия тока. Эти приборы показали выходную мощность 4,3 Вт/мм в непрерывном режиме и 6,3 Вт/мм в импульсном при компрессии усиления 4 дБ. При этом на характеристиках не наблюдался эффект деградации тока ни в импульсном, ни в непрерывном режиме.

Поскольку в приборах на основе GaN механические напряжения, пьезоэлектрические и пирозлектрические эффекты играют преобладающую роль, для достижения высоких параметров необходимо научиться управлять этими эффектами. Такое управление может быть достигнуто при использовании четверных соединений типа  $Al_x In_y Ga_{1-x-y} N$  [4]. При соответствующем подборе параметров слоев можно частично или полностью компенсировать рассогласование решеток, что улучшает структурные, оптические и электрофизические свойства таких гетероструктур. Для улучшения качества гетероструктур возможно также использование сверхрешеток GaN/AlN/InN.

Таким образом, подбором расположения, толщины и состава слоев можно управлять электрофизическими параметрами эпитаксиальных структур и транзисторов. Несмотря на то, что данные работы носят пока только исследовательский характер, можно ожидать, что в ближайшее время появятся приборы с параметрами, предсказанными теоретически.

### Выводы

Анализ опубликованных за последние годы результатов исследований показывает несомненную перспективность применения широкозонных полупроводниковых материалов для создания транзисторов высокой мощности. Основным типом таких приборов является НЕМТ на основе гетероструктур AlGaIn/GaN.

Несмотря на то, что технология изготовления эпитаксиальных структур для этих транзисторов еще находится в стадии лабораторных исследований, достигнутый уровень параметров транзисторов (удельной мощности  $\geq 10$  Вт/мм, КПД  $\sim 50$ — $60\%$ ) в диапазоне частот до 10 ГГц и выше подтверждает перспективность их использования в современных системах АФАР.

### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Yamashita Y., Endoh A., Higashiwaki M. et al. High  $f_T$  50-nm-gate InAlAs/InGaAs high electron mobility transistors lattice-matched to InP substrates // *Jpn. J. Appl. Phys.*— 2000.— Vol. 39.— P. L838—L840.
2. Mishra U. K., Parikh P., Wu Y.-F. AlGaIn/GaN HEMTs—an overview of device operation and applications // *Proc. IEEE.*— 2002.— Vol. 90, N 6.— P. 1022—1031.
3. Eastman L. F., Mishra U. K. The toughest transistor yet // *IEEE Spectrum.*— 2002.— N. 5.— P. 28—33.
4. Shur M. S., Gaska R., Khan A., Simin G. Wide band gap electronic devices / Fourth IEEE International Caracas Conference on Devices,

Circuits and Systems.— Aruba.— 2002, April 17—19.— P. D051-1—D051-8.

5. Shur M. S., Khan M. A. Wide band gap semiconductors. Good results and great expectations // *Proc. of 23d Internat. Sympos. on GaAs and Related Compounds.*— St. Petersburg, Russia, Sept. 22—28, 1996.— Institute Phys. Conference Series.— N 155, Chapter 2.— P. 25—32.

6. Wu Y. F., Kapolnek D., Ibbetson J. P. et al. Very-high power density AlGaIn/GaN HEMTs // *IEEE Trans. Electron Dev.*— 2001.— Vol. 48, N 3.— P. 586—590.

7. Sheppard S. T., Doverspike K., Pribble W. L. et al. High power microwave GaN/AlGaIn HEMTs on silicon carbide // *IEEE Electron Dev. Letters.*— 1999.— Vol. 20, N 4.— P. 161—163.

8. Nguyen N. X., Micovic M., Wong W. S. et al. High performance microwave power GaN/AlGaIn MODFETs grown by RF-assisted MBE // *Electron Lett.*— 2000.— Vol. 36, Mar.— P. 468—469.

9. Amano H., Sawaki N., Akasaki I., Toyoda Y. Metalorganic vapor phase epitaxial growth of high quality GaN film using an AlN buffer layer // *Appl. Phys. Lett.*— 1986.— Vol. 48, N 5.— P. 353—355.

10. Weeks T. W., Bremser M. D., Ailey K. S. et al. GaN thin films deposited via organometallic vapor phase epitaxy on alpha (6H)-SiC(0001) using high-temperature monocrySTALLINE AlN buffer layers // *Appl. Phys. Lett.*— 1995.— Vol. 67, N 7.— P. 401—403.

11. Kumar V., Lu W., Kiliev A. et al. AlGaIn/GaN HEMTs on SiC with  $f_T$  of over 120 GHz // *IEEE Electron Dev. Letters.*— 2002.— Vol. 23, N 8.— P. 455—547.

12. Pearton S. J., Zolper J. C., Shul R. J., Ren F. GaN: processing, defects and devices // *J. Appl. Phys.*—1999.— Vol. 86, N 1.— P. 1—78.

13. Binari S. C., Dietrich H. B., Kelner G. et al. H, He, and N implant isolation of n-type GaN // *J. Appl. Phys.*— 1995.— Vol. 78, N 5.— P. 3008—3011.

14. Zhang N.-Q., Keller S., Parish G. et al. High breakdown GaN HEMT with overlapping gate structures // *IEEE Electron Dev. Letters.*— 2000.— Vol. 21, N 9.— P. 373—375.

15. Qiao D., Jia L., Yu L. S. et al. Ta-based interface ohmic contacts to AlGaIn/GaN heterostructures // *J. Appl. Phys.*— 2001.— Vol. 89, N 10.— P. 5543—5546.

16. Lu W., Kumar V., Schwindt R. et al. DC, RF and microwave noise performances of AlGaIn/GaN HEMTs on sapphire substrates // *IEEE Trans. Microwave Theory and Techn.*— 2002.— Vol. 50, N 11.— P. 2499—2504.

17. Keller S., Wu Y.-F., Parish G. et al. Gallium nitride based high power heterojunction field effect transistor: process development and present status at UCSB // *IEEE Trans. Electron Devices.*— 2001.— Vol. 48, N 3.— P. 552—559.

18. Sheppard S. T., Doverspike K., Pribble W. L. et al. High power microwave GaN/AlGaIn HEMTs on silicon carbide // *IEEE Electron Device Lett.*— 1999.— Vol. 20, N 4.— P. 161—163.

19. Wu Y.-F., Kapolnek D., Ibbetson J. P. et al. Very-high power density AlGaIn/GaN HEMTs // *IEEE Trans. Electron Devices.*— 2001.— Vol. 48, N 3.— P. 586—590.

20. Kumar V., Lu W., Schwindt R. et al. AlGaIn/GaN HEMTs on SiC with  $f_T$  of over 120 GHz // *IEEE Electron Dev. Letters.*— 2002.— Vol. 23, N 8.— P. 455—457.

21. Binari S. C., Klein P. V., Kazior T. E. Trapping effects in GaN and SiC microwave FETs // *Proc. IEEE.*— 2002.— Vol. 90, N 6.— P. 1048—1058.

22. Khan M. A., Shur M. S., Chen Q. C., Kuznia J. N. Current/voltage characteristic collapse in AlGaIn/GaN heterostructure insulated gate field effect transistors at high drain bias // *Electron. Lett.*— 1994.— Vol. 30, N 25.— P. 2175—2176.

23. Binari S. C., Kruppa W., Dietrich H. B. et al. Fabrication and characterization of GaN FETs // *Solid-State Electron.*—1997.— Vol. 41, N 10.— P. 1549—1554.

К. ф.-м. н. Ю. М. ШВАРЦ, к. ф.-м. н. М. М. ШВАРЦ,  
А. Н. ИВАЩЕНКО, к. т. н. В. И. БОСЫЙ,  
А. Г. МАКСИМЕНКО, С. В. САПОН

Украина, г. Киев, Институт физики полупроводников им. В. Е. Лашкарёва,  
ДП "Сатурн-Микро", ДП "КВАЗАР-ИС"  
E-mail: shwartz@isp.kiev.ua

Дата поступления в редакцию  
04.04 2003 г.

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

## НОВОЕ ПОКОЛЕНИЕ МИКРОЭЛЕКТРОННЫХ КРЕМНИЕВЫХ ТЕРМОДАТЧИКОВ

*Разработанные температурные сенсоры характеризуются высокой точностью измерения, высокой взаимозаменяемостью, низким энергопотреблением, малой массой и др.*

Современный уровень развития промышленности, космической техники, авиации, медицины, научных исследований, бытовой техники, технологии требует опережающего развития контрольно-измерительных систем, основой которых являются датчики. Именно поэтому в рамках ЕЭС в 1989 году был образован Европейский комитет по датчикам (European Sensor Committee — ESC), и в докладе, подготовленном одной из фирм США, последнее десятилетие 20-го века названо десятилетием датчиков [1].

В структуре датчиков, производимых сегодня на Западе, датчики температуры занимают второе место. Основными потребителями датчиков на мировом рынке являются США, Япония и Германия. Исследования, разработка и производство датчиков температуры являются динамичной областью приборостроения, и современный этап характеризуется углублением и расширением поисковых и прикладных исследований в этой области.

Современная электронная промышленность предъявляет повышенные требования к средствам измерения температуры. Среди них — расширение диапазона рабочих температур как в область низких (до 4,2 К), так и высоких температур (до 500 К), повышение точности (до 0,1 К), снижение энергопотребления, миниатюризация датчиков, повышение технологичности и взаимозаменяемости, обеспечение работоспособности в условиях влияния экстремальных внешних воздействий (включая резкие перепады температуры), влияния механических ударов и вибраций, радиации, вакуума, климатических воздействий и др.

Совокупности перечисленных требований удовлетворяют кремниевые датчики температуры, в которых чувствительным элементом является  $p-n$ -переход. Причем кремниевые диодные сенсоры температуры, благодаря высокой технологичности, стабильности, взаимозаменяемости, занимают ведущее место среди термодиодных сенсоров других типов [2]. Разработка конкурентоспособных диодных сенсоров является исключительно наукоемкой областью, син-

тезирующей достижения физики полупроводниковых приборов, теплофизики, технологии, метрологии и т. д.

Первые работы, в которых была показана возможность использования для измерения температуры  $p-n$ -переходов, появились во второй половине 1950-х — начале 1960-х годов. В СССР и за рубежом первые типы термодиодных датчиков, по сути, являлись промышленными германиевыми, кремниевыми и арсенидгаллиевыми диодами общего назначения. Следующим этапом в развитии диодной термометрии явилась разработка и создание в США серийного температурного датчика с воспроизводимыми и стабильными параметрами [3].

В диодной термометрии используется температурная зависимость падения напряжения на  $p-n$ -переходе  $U(T)$  при постоянной величине прямого тока  $I$ . Широко представленная на мировом рынке полупроводниковых датчиков корпорация Lake Shore Cryotronics, Inc. (США) в качестве рабочего тока широкодиапазонных кремниевых диодных датчиков применяет ток 10 мкА [4, 5]. Однако ток такой величины в ряде практических случаев является неприемлемым. Так, например, в криогенной области температур за счет эффекта саморазогрева датчика рабочим током снижается точность измерения температуры.

С другой стороны, для диапазона температур выше 70 К и при работе на длинных сигнальных линиях удобно использовать ток 100 мкА. Кроме того, указанные датчики непригодны для использования их в условиях радиационных нагрузок.

Для разработки конкурентоспособного диодного сенсора температуры на базе отечественных сырьевых ресурсов нами был выбран комплексный технический подход, который объединил результаты фундаментальных, научно-технологических и метрологических исследований [6—12], а также достижения

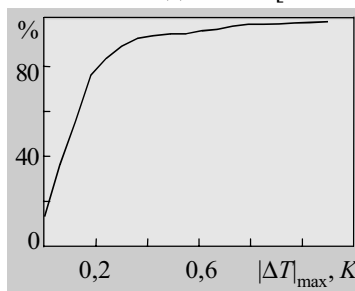


Рис. 1

промышленных технологий изготовления кремниевых  $p-n$ -переходов.

В ходе отработки конструкции и технологии для опытной партии из 350 термодатчиков было исследовано распределение падения прямого

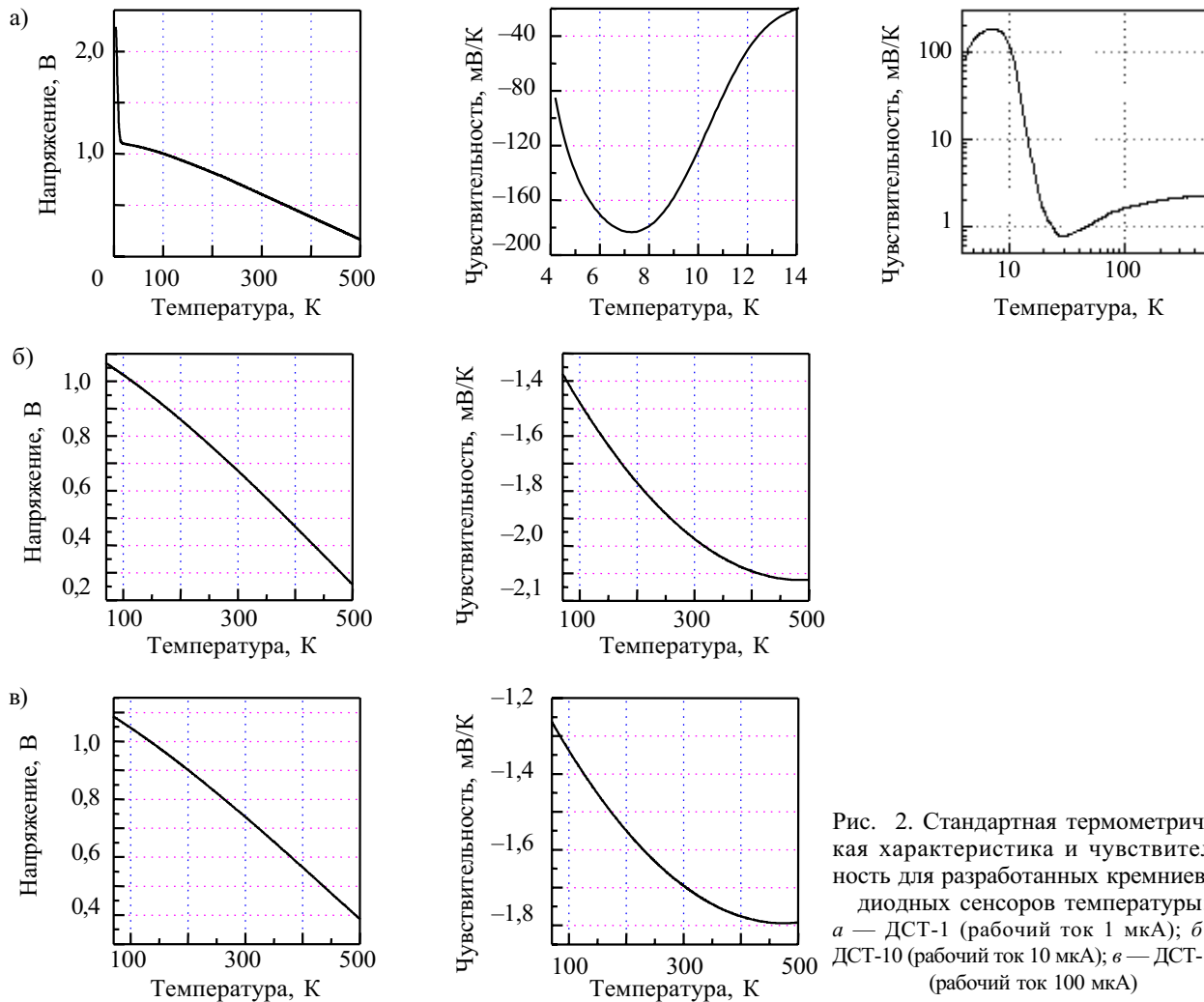


Рис. 2. Стандартная термометрическая характеристика и чувствительность для разработанных кремниевых диодных сенсоров температуры: а — ДСТ-1 (рабочий ток 1 мкА); б — ДСТ-10 (рабочий ток 10 мкА); в — ДСТ-100 (рабочий ток 100 мкА)

напряжения при температуре 20°C до и после 10 термоциклов.

На рис. 1 показана зависимость процентного выхода диодных сенсоров температуры от максимального значения допустимой погрешности измерения температуры —  $|\Delta T|_{\max}$  (рабочий ток датчика равен 100 мкА).

Как видно из рис. 1, более 80% датчиков из партии являются взаимозаменяемыми с погрешностью не более  $\pm 0,2$  К. Полученный результат свидетельствует о высоком уровне однородности характеристик и технологичности разработанных датчиков.

Основные рабочие характеристики разработанных нами кремниевых диодных сенсоров температуры разных типов представлены на рис. 2. Термодатчики имеют следующие преимущества по сравнению с аналогичными сенсорами температуры.

Датчики ДСТ-1 предназначены для проведения прецизионных измерений в широком диапазоне температур, включая область температур вблизи жидкого гелия. Датчики такого типа в области криогенных температур характеризуются минимизированным влиянием саморазогрева на точность измерения и повышенной чувствительностью (до 180 мВ/К). Дат-

чики ДСТ-10 и ДСТ-100 легко совмещаются с электронным оборудованием при работе на длинных сигнальных линиях при сохранении точности измерения температуры.

Разработанные сенсоры в составе многоканальной системы измерений температуры с линией связи длиной 300 м обеспечили надежный температурный мониторинг объекта «Укрытие» (Чернобыльская АЭС) в условиях влияния радиации, а также были успешно применены для точного контроля криогенных температурных режимов ракеты «Зенит-3SL» в рамках международной программы «Морской старт».

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Стучебников В. М. Микроэлектронные датчики за рубежом // Приборы и средства автоматизации.— 1993.— № 1.— С. 18—21.
2. Rubin L. G. Cryogenic thermometry: a review of progress since 1982 // Cryogenics.— 1997.— Vol. 37.— P. 341—356.
3. Пат. 4643589 США. Thermometry employing gallium aluminium arsenide diode sensor / J. K. Krause, B. C. Dodrill.— 1987.
4. Dodrill B. C., Krause J. K., Swenhardt P. R., Wang V. Performance characteristics of silicon diode cryogenic temperature sensors // Applications of Cryogenic Technology.— 1991.— Vol. 10.— P. 86—107.

5. Temperature measurement and control / Product Catalog and Reference Guide. Part 1.— Westerville, Ohio (USA): Published by Lake Shore Cryotronics, Inc.— 1999.

6. Shwarts Yu. M., Borblik V. L., Kulish N. R. et al. Silicon diode temperature sensor without a kink of the response curve in cryogenic temperature region // Sensors and Actuators.— 1999.— Vol. A76 (1—3).— P. 107—111.

7. Shwarts Yu. M., Sokolov V. N., Shwarts M. M. et al. Silicon diode temperature sensor for cryogenic application / The MTEC Conf. on Sensors and Transducers NEC.— Birmingham (UK).— 2000.— P. 1—10.

8. Shwarts Yu. M., Kondrachuk A. V., Shwarts M. M., Spinar L. I. Non-ohmic Mott conductivity and thermometric characteristics of heavily doped silicon structures // Semiconductor Physics, Quantum Electronics & Optoelectronics.— 2000.— Vol. 3, N 3.— P. 400—405.

9. Shwarts Yu. M., Borblik V. L., Kulish N. R. et al. Limiting characteristics of diode temperature sensor // Sensors and Actuators.— 2000.— Vol. A86.— P. 197—205.

10. Shwarts Yu. M., Kondrachuk A. V., Shwarts M. M., Spinar L. I. Model of the low-temperature current transfer in the diode temperature sensors / 4th European Workshop on Low Temperature Electronics.— 2000.— Noordwijk (The Netherlands).— P. 65—69.

11. Shwarts Yu. M., Sokolov V. N., Shwarts M. M., Venger E. F. Temperature sensors with high irradiation resistance for atomic application (technology, design, experiment, theory, application) / 11th International Conf. on Solid-State Sensors and Actuators.— 2001.— Munich (Germany).— P. 1500—1503.

12. Shwarts Yu. M., Sokolov V. N., Shwarts M. M., Venger E. F. Radiation resistant silicon diode temperature sensors // Sensors and Actuators.— 2002.— Vol. A88.— P. 271—279.

К. т. н. В. А. МОСКАЛЮК, к. т. н. В. И. ТИМОФЕЕВ, А. В. ИВАЦУК

Дата поступления в редакцию  
04.04 2003 г.

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

Оппонент д. ф.-м. н. В. Е. ЧАЙКА  
(НТУУ "КПИ", г. Киев)

## РАСЧЕТ РЕЛАКСАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ GaAs В СИЛЬНЫХ ПОЛЯХ

*Предложен способ аналитического расчета времен релаксации концентрации, импульса и энергии для GaAs для моделирования динамических процессов.*

Анализ динамических свойств электронов в сильных электрических полях удобно проводить на основе так называемых релаксационных уравнений сохранения числа частиц  $n_p$ , их импульса  $P=mV$  и энергии  $E$  для  $i$ -долины:

$$dn_i/dt = -n_i/\tau_{nij} + n_j/\tau_{nji}; \quad (1, a)$$

$$d(n_i p_i)/dt - en_i \mathbf{E} = -n_i p_i / \tau_{pi}; \quad (1, б)$$

$$d(n_i E_i)/dt - en_i v_i \mathbf{E} = -n_i (E_i - E_0) / \tau_{Ei}. \quad (1, в)$$

Вместо последнего уравнения для полной энергии  $E$  удобнее пользоваться уравнением только для тепловой энергии хаотического движения:

$$d(n_i E_{Ti})/dt = -n_i [(E_{Ti} - E_0) / \tau_{Ei} + E_{di} / \tau_{Ei} - 2E_{di} / \tau_{pi}], \quad (1, г)$$

которое определяет электронную температуру. Входящие сюда времена релаксации концентрации  $\tau_n$ , импульса  $\tau_p$  и энергии  $\tau_E$  определяют скорости протекания переходных процессов в электронном коллективе и обычно находятся из результатов моделирования методом Монте-Карло (что весьма трудоемко), либо из различного рода эмпирических соотношений, что неточно.

В данной работе предлагается простой способ аналитического их определения. Так как они по своей сути являются характеристиками, усредненными по всей совокупности параметров носителей, то *среднее время релаксации импульса* находится усреднением известных [1] скоростей рассеяния  $\lambda$  для различных механизмов по функции распределения электронов. Функцию распределения  $N(E)=g(E)f(E)$  выбираем максвелловской ( $f(E)=\exp[(E_\phi - E)/(k_B T_e)]$ ),

в которой для учета неравновесности вместо температуры решетки  $T$  используется электронная температура  $T_e$ . На основе соотношения  $N(k)dV_k=N(E)dE$  при квадратичном законе дисперсии производится переход от интегрирования по пространству импульсов к интегрированию по энергии. Опуская формальные процедуры интегрирования, приведем лишь окончательные результаты.

*Примесное рассеяние* является практически упругим и эффективно хаотизирует движение, внося существенный вклад в релаксацию импульса. Для времени релаксации импульса можно использовать модель Брукса—Херринга, учитывающую экранирование примесного центра носителями:

$$\frac{1}{\tau_{пр}} = \sqrt{\frac{8\pi}{m^*}} \left( \frac{e^2}{4\pi\epsilon\epsilon_0} \right)^2 \left[ \ln(1+\eta) - \frac{\eta}{1+\eta} \right] N_{пр} (k_B T_e)^{-3/2}, \quad (2)$$

где  $\eta=(2kr_3)^2=12\epsilon\epsilon_0 m^* (k_B T_e)^2 / \hbar^2 e^2 N_{пр}$ .

Для *акустического рассеяния* характерна линейная зависимость скорости рассеяния от температуры кристаллической решетки  $T$ , что связано с уменьшением длины свободного пробега при увеличении количества фононов, и от скорости носителей, пропорциональной  $E^{1/2}$ . При усреднении по максвелловской функции распределения время релаксации импульса будет совпадать со скоростью акустического рассеяния при замене  $E = 3k_B T_e / 2$ :

$$\frac{1}{\tau_{рак}} = \frac{\sqrt{3} m^{*3/2} D_a^2}{\pi \hbar^4 \rho v_{3B}^2} k_B T \sqrt{k_B T_e}. \quad (3)$$

*Оптическое рассеяние* является неупругим, при каждом взаимодействии такого рода энергия электрона изменяется на величину  $\pm \hbar \omega_0$ . Так как эта величина оптического фонона может быть соизмерима с энергией носителей, то скорости рассеяния с погло-

щением фонона и с его возбуждением могут заметно различаться. Усреднение скоростей рассеяния на *оптическом деформационном потенциале* дает для времен релаксации импульса выражение

$$\frac{1}{\tau_{po}^{\pm}} = \left(\frac{m^*}{2\pi}\right)^{3/2} \frac{D_o^2}{\rho \hbar^2 (k_B T_e)^{1/2}} \frac{e^{\mp(t-t_e)}}{\text{sh}t} K_1(t_e). \quad (4)$$

Здесь  $t_e = \hbar\omega_o / 2k_B T_e$ ,  $t = \hbar\omega_o / 2k_B T$ , а  $K_1$  — модифицированная функция Бесселя второго рода первого порядка.

Общее время релаксации импульса находится через сумму обратных времен для поглощения и возбуждения:

$$\frac{1}{\tau_{po}} = 2 \left(\frac{m^*}{2\pi}\right)^{3/2} \frac{D_o^2}{\rho \hbar^2 (k_B T_e)^{1/2}} \frac{\text{ch}(t-t_e)}{\text{sh}t} K_1(t_e). \quad (5)$$

Для *полярного оптического рассеяния* усреднение скорости рассеяния дает подобные результаты, отличающиеся коэффициентом и на единицу меньшим порядком функции Бесселя:

для обратных времен при поглощении и излучении

$$\frac{1}{\tau_{по}^{\pm}} = \frac{\alpha \omega_o t_e^{1/2}}{\sqrt{2\pi} \text{sh}t} \exp[\mp(t-t_e)] \cdot K_0(t_e) \quad (6)$$

и для суммарного времени

$$\frac{1}{\tau_{по}} = \alpha \omega_o \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{\text{ch}(t-t_e)}{\text{sh}t} t_e^{1/2} K_0(t_e), \quad (7)$$

где введена так называемая *полярная константа*

$$\alpha = \frac{e^2 \sqrt{m^*}}{4\sqrt{2\pi} \epsilon_0 \hbar (\hbar\omega_o)^{1/2}} \left( \frac{1}{\epsilon_{\infty}} - \frac{1}{\epsilon_{ст}} \right). \quad (8)$$

*Междолинное рассеяние* также является неупругим, поскольку в каждом акте рассеяния поглощается или излучается *междолинный фонон* с энергией  $\hbar\omega_{ij}$ , близкой к энергии оптических фононов. При рассмотрении междолинного рассеяния, в отличие от других механизмов, усреднение кинетического уравнения производится не по всей зоне Бриллюэна, а по характерным состояниям, соответствующим отдельным долинам. Поэтому даже при сохранении общего количества частиц во всей зоне их концентрация может перераспределяться между отдельными долинами. Соответственно инерционность этого процесса определяется концентрационным временем релаксации  $\tau_n$ , которое находится, как и время релаксации импульса  $\tau_p$ , усреднением скорости междолинного рассеяния. Используя для этого, как и в предыдущих случаях, максвелловскую функцию с электронной температурой  $T_e$ , получим для времен релаксации  $\tau_{ij}^{\pm}$  с поглощением (верхний знак) и испусканием (нижний знак) междолинного фонона  $\hbar\omega_{ij}$  при переходе электрона из  $i$ -долины в  $j$ -долину:

$$\frac{1}{\tau_{p ij}^{\pm}} = \left(\frac{m_j^*}{2\pi}\right)^2 \frac{Z_j D_{ij}^2}{\rho \hbar^3 \omega_{ij}} \frac{e^{-\delta_{ij}/2}}{\text{sh}t} |\delta_{ij}| \sqrt{k_B T_e} e^{\mp(t-t_e)} K_1\left(|\delta_{ij}|/2\right) \quad (9)$$

Здесь  $\delta_{ij} = \Delta_{ij} / k_B T_e = (E_{cj} - E_{ci}) / k_B T_e$  — нормированное расстояние от дна  $j$ -долины до дна  $i$ -долины, т. е. при переходе электрона из нижней долины в верхнюю  $\delta_{ij} > 0$ , а величины  $t$  и  $t_e$  определяются как и при оптическом рассеянии, но в них нужно подставлять энергию *междолинного* фонона.

Суммирование обратных времен релаксации с излучением и поглощением фононов дает

$$\frac{1}{\tau_{p ij}} = \left(\frac{m_j^*}{2\pi}\right)^2 \frac{2Z_j D_{ij}^2}{\rho \hbar^3 \omega_{ij}} \frac{|\delta_{ij}| e^{-\delta_{ij}/2}}{\text{sh}t} \text{ch}(t-t_e) \sqrt{k_B T_e} K_1\left(|\delta_{ij}|/2\right) \quad (10)$$

При использовании последних соотношений нужно обратить внимание на следующие обстоятельства. Во-первых, в эти соотношения входит эффективная масса плотности состояний, которая обычно учитывает количество долин, и в таком случае величину  $Z_j$  нужно исключить. Во-вторых, выражения (9) и (10) получены в предположении, что энергия междолинного фонона намного меньше междолинного расстояния ( $\hbar\omega_{ij} \ll \Delta_{ij}$ ). Это вполне оправдано для большинства практически важных случаев, когда междолинное расстояние заметно превышает величину  $k_B T$ . Для анализа рассеяния между эквивалентными долинами ( $\Delta_{ij} = 0$ ) можно использовать соотношения (4) и (5) для времен релаксации при неполярном оптическом рассеянии с соответствующей заменой обозначений.

Взаимодействие электрона с примесными атомами является практически полностью упругим и не вызывает релаксации энергии. Поэтому считают, что для *примесного рассеяния*  $1/\tau_{Eпр} = 0$ .

При определении времен релаксации энергии для *фононных видов* рассеяния удобнее пользоваться не временем  $\tau_E$ , а отношением

$$\frac{\tau_p}{\tau_E} = \frac{\hbar\omega_{\phi}}{E - E_0} \frac{1/\tau_{p\phi}^+ - 1/\tau_{p\phi}^-}{1/\tau_{p\phi}^+ + 1/\tau_{p\phi}^-}, \quad (11)$$

которое характеризует среднюю часть энергии, теряемой электроном за время  $\tau_p$ , т. е. степень упругости соударений. При подстановке выражений для оптических видов рассеяния отношение примет вид

$$\frac{\tau_p}{\tau_E} = \frac{4}{3} \frac{t t_e}{t - t_e} \text{th}(t - t_e). \quad (12)$$

При междолинном рассеянии, когда энергия электрона изменяется не только на величину энергии фонона, но и на величину междолинного расстояния  $\pm\Delta_{ij}$ , аргументом функции Бесселя является параметр  $|\delta_{ij}/2 \pm t_e|$ , и соответствующее выражение будет более сложным. Однако для наиболее типичных случаев, когда  $\hbar\omega_{ij} \ll \Delta_{ij}$ , отношение  $\tau_p/\tau_E$  также можно определять по (12).

Важным свойством отношения времен релаксации импульса и энергии является практически линейная зависимость от обратной электронной температуры, что предопределяет специфику протекания физических процессов в сильных электрических полях. Однако это характерно только для *оптических и меж-*

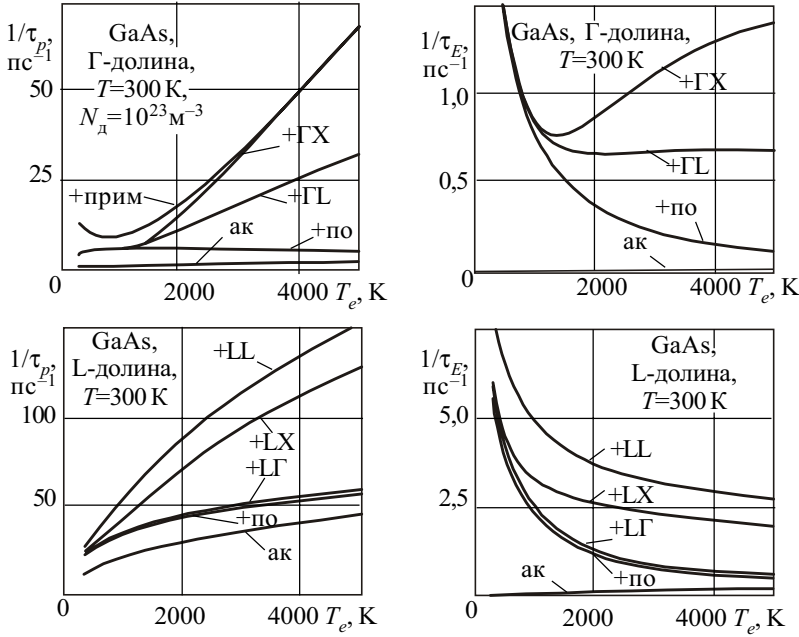


Рис. 1

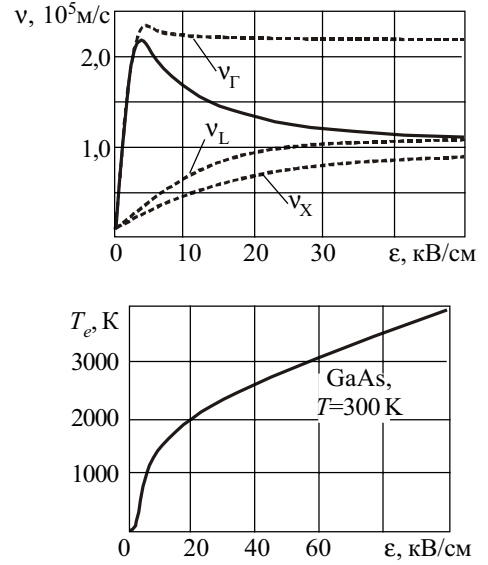


Рис. 2

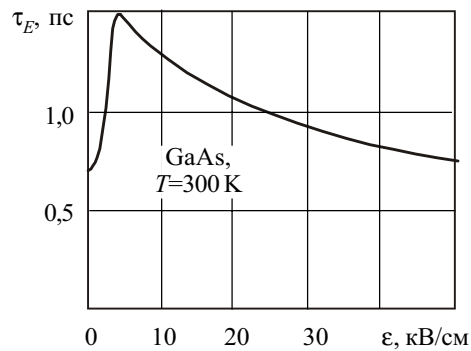
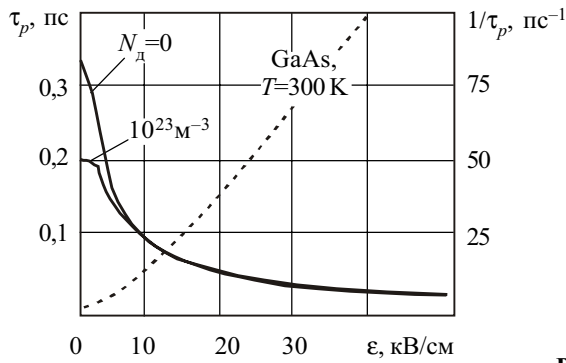


Рис. 3

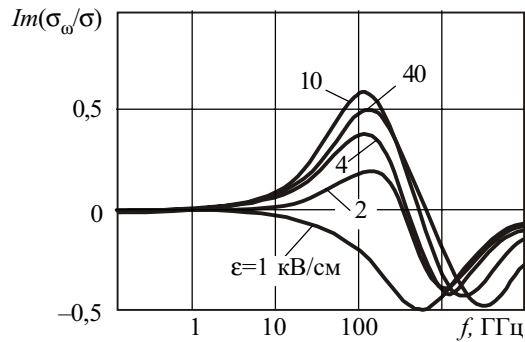
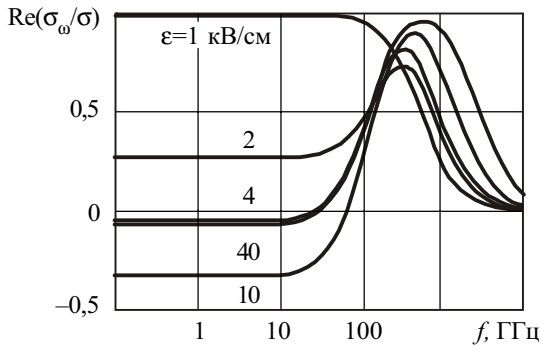


Рис. 4

долонных фононов, энергия которых из-за узости спектра принимается постоянной.

При участии в рассеянии акустических фононов наблюдается несколько иная ситуация. Во-первых, из-за их малой энергии и, соответственно, высокой упругости этого рассеяния иногда пренебрегают акустическим механизмом релаксации энергии. Но при отсутствии оптического рассеяния именно акустический механизм вызывает передачу энергии от элект-

ронов кристаллической решетке. Во-вторых, упругость акустического рассеяния практически не зависит от электронной температуры, т. к. с ростом  $T_e$  возрастает и энергия фононов, участвующих в рассеянии. Эта особенность связана с тем, что спектр акустических колебаний достаточно широкий и в рассеянии принимают участие лишь низкочастотные фононы. При квадратичном законе дисперсии электронов и линейном для фононов [2] отношение (11) принимает вид

$$\frac{\tau_p}{\tau_E} = \frac{4m^* v_{3B}^2}{k_B T} \quad (13)$$

На рис. 1 представлены результаты расчета обратных времен релаксации импульса и энергии для различных видов рассеяния для L- и X-долин в зависимости от электронной температуры. Используя их значения, на основе уравнений (1) суммированием вкладов электронов каждой долины [3] могут быть найдены стационарные поле-скоростная  $v(\mathbf{e})$  и поле-температурная  $T_e(\mathbf{e})$  характеристики (рис. 2), а также относительные заселенности долин  $n_i/n$ .

Графики этих функций хорошо соответствуют широко известным данным эксперимента для GaAs и из них могут быть вычислены средние по долинам времена релаксации, которые представлены на рис. 3 и которые могут использоваться для анализа релаксационных процессов на основе уравнений, подобных (1), но без разделения по долинам.

Полученные релаксационные параметры хорошо описывают и высокочастотные свойства GaAs. Величина высокочастотной электропроводности, нормированная на ее статическое значение, может быть рассчитана в малосигнальном приближении из соотношения [4]

$$\frac{\sigma_\omega}{\sigma} = \frac{\tau_{p\omega}}{\tau_{p0}} - \frac{v_{0\Gamma} \tau_{E\omega}}{v_{H\Gamma} \tau_{E0}} \left\{ \frac{\tau_{p\omega}}{\tau_{p0}} + \frac{b_{i0} b_{j0}}{1 + i\omega\tau_m} \frac{\Delta_{ji}}{k_B T_e} \right\} \quad (14)$$

где  $\tau_m = (1/\tau_{ij} + 1/\tau_{ji})^{-1}$  — суммарное для всех долин время междолинной релаксации.

На рис. 4 представлены частотные зависимости действительной и мнимой частей электропроводности, нормированной на ее статическое значение  $\sigma = e^2 n \tau_{p0} / m^*$ . Частотная зависимость  $\sigma_\omega$  определяется множителями  $\tau_\omega / \tau_0 (1 + i\omega\tau)^{-1}$ , содержащими три временные константы —  $\tau_p$ ,  $\tau_E$  и  $\tau_m$ . Первое слагаемое зависит от частоты столкновений, т. е. от времени релаксации импульса, и объясняется инерционностью процессов рассеяния. Второе слагаемое связано с переходом дрейфовой скорости к режиму насыщения, что требует участия оптических фононов и возможно только при повышении температуры электронов. Инерционность процессов разогрева определяется временем релаксации энергии, поэтому второе слагаемое содержит еще и  $\tau_E$ . Для процессов, связанных с перераспределением электронов по долинам, характерна инерционность как процессов разогрева, так и междолинных переходов. Поэтому в третье слагаемое входят времена  $\tau_E$  и  $\tau_m$ . Здесь  $\tau_m$  — время междолинной релаксации, обратная величина которого находится суммированием обратных времен  $\tau_{nij}$  для разных долин. Существенно также, что оно пропорционально энергетическому расстоянию  $\Delta_{ij}$  между долинами и предопределяет отрицательное значение  $\sigma_\omega$  (ОДП).

Из этих трех времен наибольшее значение (около 1 пс) имеет время  $\tau_E$ , поэтому верхний частотный предел ОДП зависит прежде всего от инерционности процессов разогрева электронов и составляет десятки гигагерц. В слабом поле (верхняя кривая на рис. 4) процессы разогрева и междолинных переходов несут существенны, поэтому спад проводимости определяется величиной  $\tau_p$  и происходит на частоте около 100 ГГц. Реактивная проводимость проявляется на более низких частотах (около 10 ГГц), что объясняется особенностями множителей  $(1 + i\omega\tau)^{-1} = (1 - i\omega\tau) / (1 + \omega^2\tau^2)$ : реактивная проводимость, в отличие от активной, пропорциональна первой степени  $\omega\tau$ . В слабом поле она имеет индуктивный характер, но в области ОДП меняет знак вместе с активной составляющей и становится емкостной. В дальнейшем на очень высоких частотах за время периода поля межзональные переходы не успевают происходить (высокочастотная составляющая заселенности долин уменьшается), и реактивная проводимость снова становится индуктивной. Если учесть, что при этом большая часть электронов находится в верхних долинах, то величина проводимости определяется параметрами этих долин.

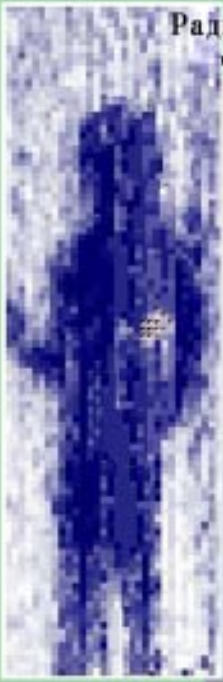
Учет тока смещения  $j_{cm} = i\omega\epsilon_0 \mathbf{e}$  приводит к появлению в комплексной проводимости  $\sigma_\omega$  только мнимой составляющей  $i\omega\epsilon_0$ , а для нормированной величины  $\sigma_\omega / \sigma$  ее вклад равен  $\Delta\sigma_\omega / \sigma = i\omega\epsilon_0 / en\mu = i\omega\tau_{mкс}$ . Здесь  $\tau_{mкс} = \epsilon_0 / \sigma$  — максвеллово время релаксации, которое и определяет инерционность процессов, связанных с токами смещения. Его величина может изменяться в широких пределах в зависимости от концентрации примеси, но для типичных значений  $N_d$  порядка  $10^{23} \text{ м}^{-3}$  это время в сильных электрических полях составляет  $10^{-1} \dots 10^{-2}$  пс. Соответственно влияние тока смещения заметно лишь на частотах в сотни гигагерц. Но уже при концентрациях примеси порядка  $10^{21} \text{ м}^{-3}$  максвеллово время релаксации становится большим, чем время релаксации энергии, и инерционность проводимости будет определяться, в основном, токами смещения.

Необходимо отметить, что рассчитанные релаксационные параметры GaAs хорошо описывают переходные процессы и в импульсных электрических полях.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Матуленис А., Пожела Ю., Реклайтис А. Динамика разогрева электронов / В кн.: Многодолинные полупроводники. Т. 1.— Вильнюс: Мокслас, 1978.
2. Иващенко В. М., Митин В. В. Моделирование кинетических явлений в полупроводниках. Метод Монте-Карло.— Киев: Наукова думка, 1990.
3. Куликов К. В., Москалюк В. А., Ханжиев Д. С. Насыщение дрейфовой скорости и упругость рассеяния // Электроника и связь.— 2001.— № 11.— С. 100—104.
4. Москалюк В. А., Куликов К. В. Высокочастотная проводимость GaAs // Электроника и связь.— 2002.— № 17.— С. 40—43.

Радиоркостное изображение  
человека на мониторе ПК



Радиометрическая  
система «Зір»



Монолитный  
балансный  
смеситель



Широкополосные  
детекторные  
устройства

16-канальный  
комбинированный  
делитель мощности



Унифицированный  
модуль вторичного  
преобразования частоты



Многоканальная  
измерительная система  
для калибровки  
высокотемпературных генераторов шума




 НАУЧНО-ПРОМЫШЛЕННЫЙ  
 КОМПЛЕКС  
**«САТУРН»**

Украина  
 03148, г. Киев-148,  
 пр-т 50-летия Октября, 2-Б E-mail: chmil@adamant.net

факс: (044)477-62-08  
 телефоны: (044)477-03-72,  
 478-05-27



Конвертор Кв-диапазона для спутниковой связи



Радиолокационный уровнемер РВР-102 для измерения уровня жидких, пастообразных и некоторых сыпучих материалов в закрытых резервуарах (на нефтехранилищах, в цементной и других отраслях промышленности)



Радиорелейные станции (стационарные и мобильные) для зонных и местных стационарных и репортажных линий передачи сигналов цветного телевидения и каналов звукового сопровождения

Радиотелескоп РТ-70  
Евпатория



Чувствительность радиотелескопов РАТАН-600 (Россия) и РТ-70, РТ-22 (Украина) позволяет выполнять международные проекты в изучении космических излучений, а также с высокой точностью определять горизонтальную скорость движения радиоастрономической станции «Сименз» относительно Евразийской тектонической плиты в северо-восточном направлении ( $2,8 \pm 0,9$  мм/год). Радиотелескопы оснащены малошумящими входными устройствами, разработанными и изготовленными на НПП «Сатурн».



Большое зеркало радиотелескопа РАТАН-600