

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

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

Дата поступления в редакцию
25.04 2003 г.
Оппонент д. т. н. В. В. КОНИН
(Нац. авиационный ун-т, г. Киев)

ТЕХНИКА И ТЕХНОЛОГИЯ СИСТЕМ МИЛЛИМЕТРОВЫХ ВОЛН

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

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

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

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

- малые габариты частотно-зависимых элементов;
- высокая разрешающая способность, например, для радиовидения, и т. п.

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

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

Элементы техники СВЧ

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

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

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

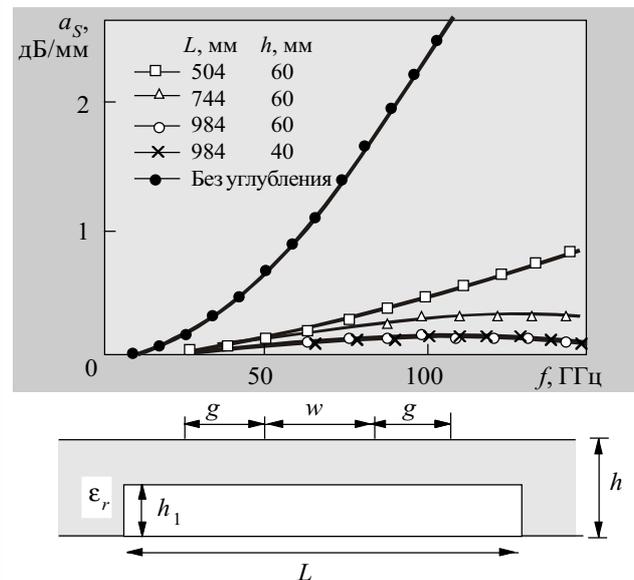


Рис. 1. Удельное ослабление в копланарном волноводе с углублением в диэлектрике:
 g — ширина зазоров; w — ширина полоска; ϵ_r — диэлектрическая проницаемость; h — толщина подложки; h_1 — величина углубления в диэлектрике; L — длина углубления

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

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

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

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

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

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

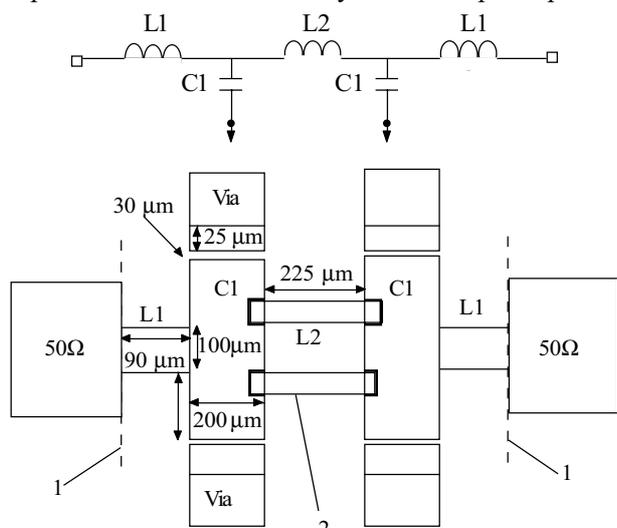


Рис. 2. Схема и топология соединения фильтра:
1 – плоскость стыковки с эталонной линией 50 Ом; 2 – соединительные провода длиной 432 мкм, диаметром 25 мкм; Via – сквозная перемычка

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

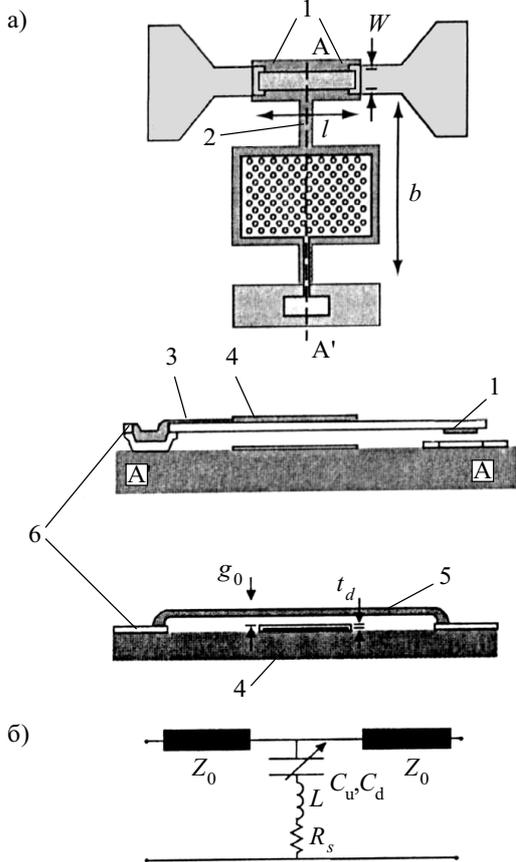


Рис. 3.

a — конструкция MEMS-выключателей:

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

б — эквивалентная схема микрополосковой линии:

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

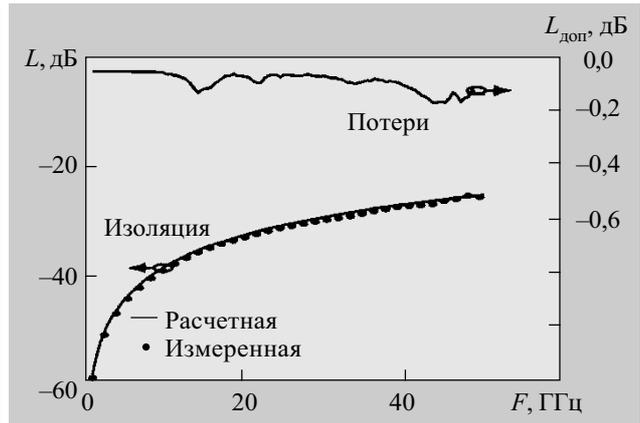


Рис. 4. Характеристики переключателей: L — изоляция; $L_{\text{доп}}$ — потери

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

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

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

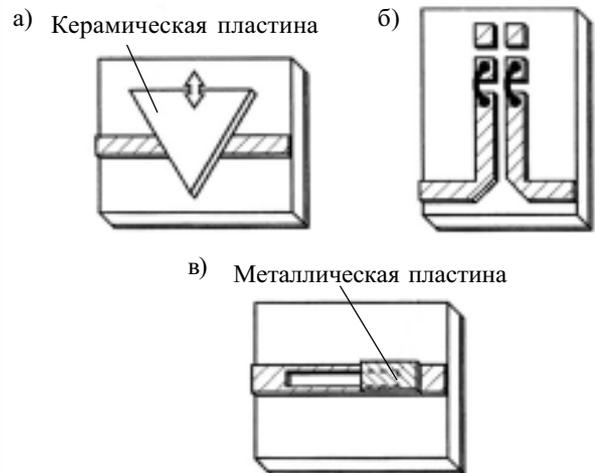


Рис. 5. Подстроечные микрополосковые фазовращатели

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

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

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

Компоненты преобразовательных устройств

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

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

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

Таблица 1

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

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

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

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

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

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

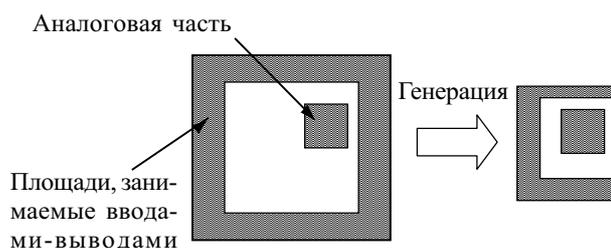


Рис. 6. Площади, занимаемые компонентами

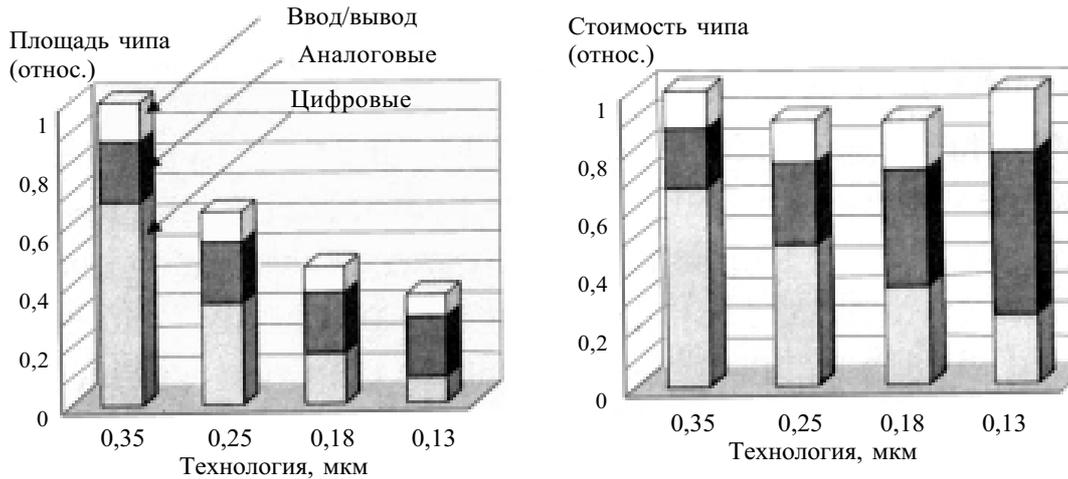


Рис. 7. Составляющие стоимости чипа и отношение площадей, занимаемых компонентами чипа

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

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

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

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

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

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

Таблица 2

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

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

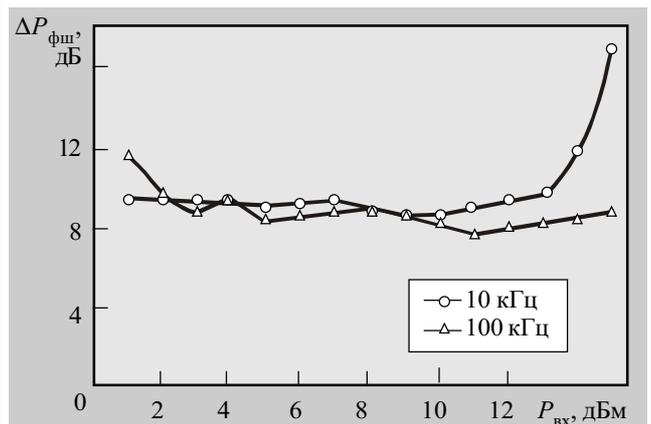


Рис. 8. Зависимость уменьшения подавления фазовых шумов от входной мощности

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

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

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

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

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

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

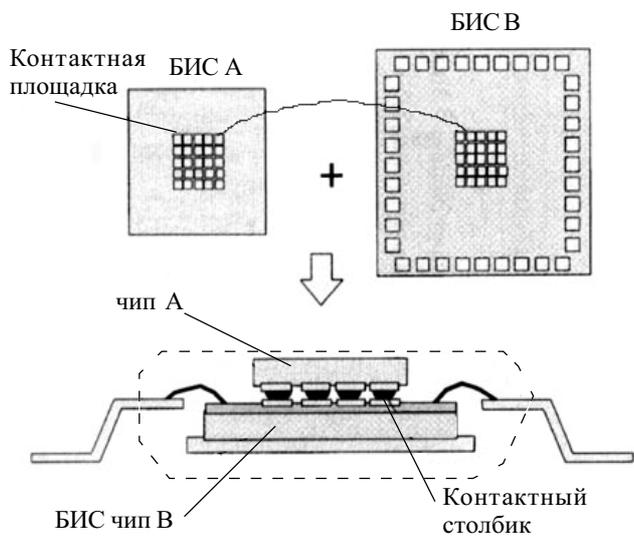


Рис. 9. Пример использования SiP-технологии

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

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

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

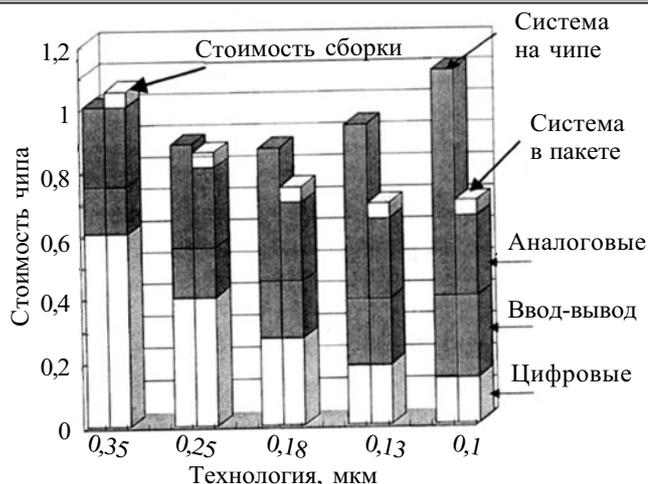


Рис. 10. Оценка общей стоимости системы при использовании различных технологий

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

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

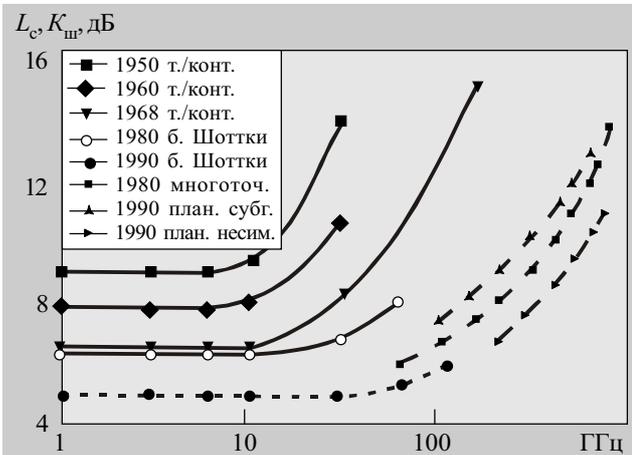


Рис. 11. Потери преобразования (L_c) и полный коэффициент шума ($K_{ш}$) как функция частоты (данные получены до указанного на рисунке года)

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

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

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

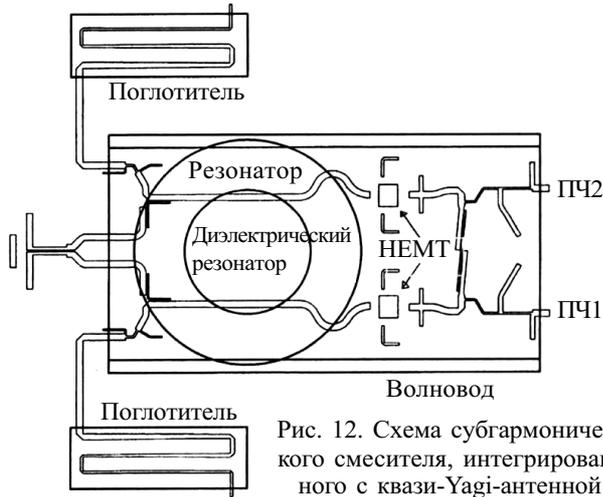


Рис. 12. Схема субгармонического смесителя, интегрированного с квази-Yagi-антенной

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

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

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

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

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

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

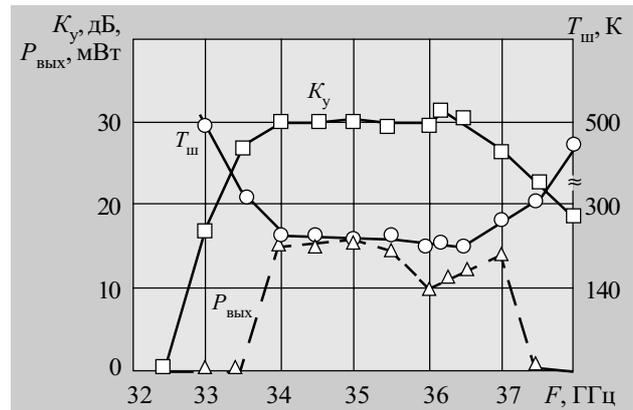


Рис. 13. Результаты измерений характеристик МШУ

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

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

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

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

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

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

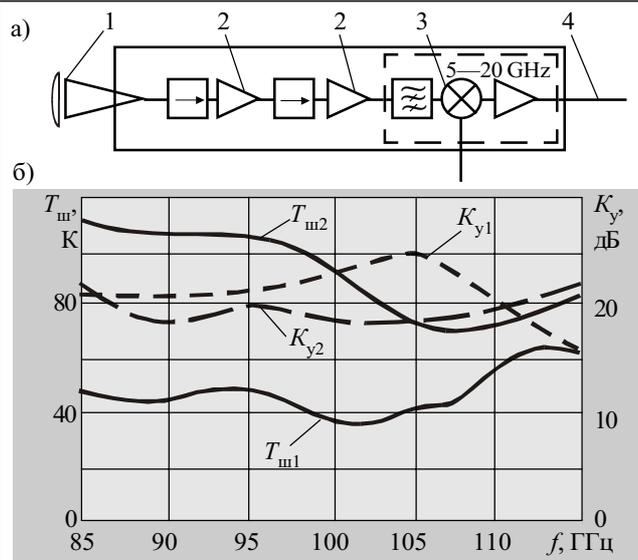


Рис. 14.

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

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

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

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

Заключение

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

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