



## Содержание

<b>Глава 11. Полупроводниковые СВЧ-приборы для РЛС .....</b>	<b>795</b>
11.1. Элементная база приемопередающих модулей для фазированных антенных решеток .....	795
11.1.1. Атенюаторы для приемопередающих модулей активных фазированных антенных решеток .....	795
11.1.2. Двухполюсные переключатели для АФАР .....	798
11.1.3. Фазовращатели для АФАР .....	799
11.1.4. Предусилители приемопередатчика для АФАР .....	801
11.1.5. Малошумящие усилители и усилители мощности для АФАР .....	801
11.1.6. Помехоподавляющие фильтры для АФАР .....	805
11.2. Отечественная элементная база СВЧ-приборов для РЛС .....	807
11.2.1. Отечественные GaAs активные элементы для приемопередающих СВЧ-модулей сантиметрового диапазона .....	807
11.2.2. СВЧ-приборы АО «Микроволновые системы» .....	815
11.2.2.1. Широкополосные усилители мощности дециметрового диапазона на основе карбида кремния .....	815
11.2.2.2. Сверхширокополосные СВЧ-усилители мощности диапазона 6–18 ГГц .....	818
11.2.2.3. Технические параметры серии мощных и маломощных СВЧ-усилителей производства АО «Микроволновые системы» .....	822
11.3. Отечественные СВЧ-комплектующие на GaAs производства ЗАО «НПП «Планета-Аргалл» .....	827
11.3.1. Транзисторные усилители .....	827
11.3.2. Защитные устройства .....	829
11.3.3. СВЧ-транзисторы .....	831
11.4. Особенности проектирования частотно-избирательных микросхем на ПАВ .....	834
11.5. Радиоприемные СВЧ-устройства производства НПП «Пульсар» .....	841
11.6. Высокоскоростные аналого-цифровые преобразователи для РЛС .....	849
11.7. Зарубежные микросхемы для приемопередающих модулей РЛС на основе нитрида галлия .....	853
11.7.1. Приемопередающие модули АФАР на основе GaN .....	853
11.7.2. Монолитные GaN СВЧ-усилители мощности .....	855
11.7.3. СВЧ-микросхемы переключателей на основе GaN .....	857
11.7.4. Оптимизация конструкции GaN СВЧ-транзисторов .....	859
11.7.5. СВЧ-микросхемы компании RFHIC .....	860
11.7.5.1. СВЧ-микросхемы на GaN для систем беспроводной связи .....	860
11.7.5.2. GaN-усилители для импульсных РЛС .....	863

11.8. ВЧ- и СВЧ-приборы компании Mini-Circuits .....	866
11.8.1. Интегрированные монолитные усилители группы VNA.....	866
11.8.2. Двойные балансные смесители группы MCA1 .....	868
11.8.3. Серия универсальных высокочастотных усилителей .....	870
11.8.4. Смесители частот.....	871
11.8.5. Аттenuаторы ВЧ- и СВЧ-диапазонов .....	873
11.9. СВЧ-микросхемы компании Hittite Microwave.....	874
11.9.1. СВЧ-микросхемы аттenuаторов компании Hittite Microwave.....	874
11.9.1.1. Типовые микросхемы аттenuаторов с аналоговым управлением .....	878
11.9.1.2. Микросхемы аттenuаторов с цифровым управлением .....	880
11.9.1.3. СВЧ и сверхширокополосные усилители с фиксированным усилением .....	882
11.9.2. Монолитные СВЧ-микросхемы полных синтезаторов частоты компании Hittite Microwave .....	895
11.9.2.1. Монолитные микросхемы PLL СВЧ-синтезаторов.....	895
11.9.2.2. Трехдиапазонные монолитные микросхемы синтезаторов.....	897
11.9.2.3. Широкодиапазонные монолитные микросхемы синтезаторов.....	900
11.9.2.4. Микросхемы НМС983 и НМС984 для построения сверхширокополосных синтезаторов.....	904
11.9.2.5. Монолитные микросхемы широкодиапазонных синтезаторов НМС701/702/703 .....	910
11.9.2.6. Программное обеспечение монолитных микросхем синтезаторов.....	914
11.10. Особенности выбора элементной базы для систем вторичного электропитания приемопередающих модулей АФАР .....	919
11.10.1. Принципы построения системы электропитания для ППМ АФАР.....	919
11.10.2. Технологические особенности изготовления DC/DC преобразователей .....	922
11.10.3. Особенности преобразователей SynQor серии Hi-Rel .....	925
11.10.4. Электромагнитные процессы в системе питания ППМ АФАР .....	928
<b>Глава 12. ВЧ и СВЧ комплектующие компоненты для РЛС .....</b>	<b>936</b>
12.1. Микрополосковые фильтры для СВЧ-систем.....	936
12.2. Особенности применения СВЧ-фильтров на акустических волнах .....	939
12.3. Особенности использования специальных конструктивных решений кабельных гермовводов для СВЧ-устройств.....	943

12.4. Отечественные мощные полосковые СВЧ-резисторы .....	947
12.5. Высокочастотные соединения для активных фазированных антенных решеток .....	950
12.6. ВЧ- и СВЧ-комплектующие компании Spectrum Advanced Specialty Products.....	956
12.7. Керамические СВЧ-компоненты для РЛС.....	972
12.7.1. Керамические конденсаторы.....	972
12.8. Сетевые фильтры и пленочные конденсаторы для РЛС.....	975
12.9. Специальные соединители и кабельные сборки.....	978
12.10. Эволюция корпусов для устройств и блоков РЭА.....	980

**Глава 13. Методы и средства обеспечения надежности**

радиолокационных систем и систем связи .....	984
13.1. Электромагнитная совместимость: термины, определения, классификация .....	984
13.1.1. Природа электромагнитных помех.....	984
13.1.2. Термины, определения, классификация ЭМС .....	989
13.1.3. Нормы и стандарты электромагнитной совместимости.....	992
13.2. Обеспечение электромагнитной совместимости микропроцессорных блоков управления РЛС .....	1003
13.2.1. Особенности проектирования печатных плат, оптимизированных по электромагнитной совместимости.....	1003
13.2.2. Измерение уровня помех, излучаемых микроконтроллерами.....	1009
13.2.3. Обеспечение электромагнитной совместимости в проводных системах связи .....	1018
13.2.4. Проектирование печатных плат для высокоскоростных систем связи .....	1021
13.3. Защитные СВЧ-устройства для РЛС и систем связи .....	1033
13.3.1. Классификация и особенности создания защитных СВЧ-устройств для радиолокации и связи .....	1033
13.3.2. Газоразрядные защитные устройства.....	1035
13.3.3. Полупроводниковые защитные устройства .....	1036
13.3.4. Вакуумные защитные устройства .....	1043
13.4. Особенности оценки ресурса СВЧ-устройств с учетом надежности механических составных частей .....	1045
13.5. Особенности организации цепей электропитания СВЧ-устройств РЛС.....	1051
13.6. ВЧ- и СВЧ-компоненты для подавления электромагнитных помех .....	1059
13.7. Особенности оценки ресурса СВЧ-устройств с учетом надежности механических частей.....	1066
13.8. Стандартные методы испытаний СВЧ-устройств на устойчивость к электростатическим разрядам.....	1073

13.8.1. Стандарты испытания на уровне устройства .....	1074
13.8.1.1. Модель человеческого тела .....	1074
13.4.1.2. Машинная модель .....	1075
13.8.1.3. Модель заряженного устройства .....	1076
13.8.2. Сравнение методов испытаний на уровне устройства .....	1077
13.8.3. Стандарты испытаний на системном уровне .....	1078
13.8.3.1. Устойчивость к электростатическому разряду .....	1078
13.8.3.2. Устойчивость к быстрому переходному процессу .....	1079
13.8.3.3. Устойчивость к всплескам напряжения .....	1081
13.9. Пассивная интермодуляция в СВЧ-цепях .....	1082
13.9.1. Механизмы возникновения пассивной интермодуляции .....	1083
13.9.2. Причины появления пассивной интермодуляции и методы снижения ее уровня в радиочастотных соединителях .....	1084
13.9.3. ПИМ в материале печатной платы .....	1085
13.9.4. ПИМ в полосковых, коаксиальных и волноводных линиях передачи .....	1086
13.9.5. ПИМ в направленных ответвителях, частотных дуплексерах и трансформаторах .....	1086
13.9.6. Внешние источники ПИМ .....	1087
13.9.7. Способы оценки уровня ПИМ .....	1088
13.9.8. Специализированная аппаратура для тестирования ПИМ .....	1091

**Глава 14. Радиофотоника в телекоммуникационных и радиолокационных системах.....**

14.1. Фотонные устройства на основе поверхностно излучающих лазеров с вертикальным резонатором.....	1099
14.2. Конструкция длинноволнового поверхностно излучающего лазера сплавной конструкции.....	1102
14.3. Основные технические характеристики длинноволнового поверхностно излучающего лазера сплавной конструкции .....	1104
14.3.1. Электрические и энергетические характеристики.....	1104
14.3.2. Малосигнальные частотно-модуляционные характеристики .....	1105
14.3.3. Шумовые характеристики .....	1105
14.3.4. Линейность в режиме большого сигнала.....	1106
14.3.5. Спектральные и перестроечные характеристики .....	1107
14.4. Лазеры непрерывной генерации: VECSEL, MEMS-VCSEL, LICSEL.....	1109
14.5. Лазеры импульсной генерации: VECSEL-SESAM, MIXSEL.....	1120
14.6. Основные направления фундаментальных исследований в области компонентной базы радиофотоники и функциональных устройств на ее основе .....	1123
14.7. Примеры применения радиофотонных устройств в радиолокации.....	1125
14.7.1. Активные линии задержки.....	1125
14.7.2. Каналы передачи СВЧ-сигналов на большие расстояния.....	1127

14.7.3. Системы распределения радиосигналов по полотну АФАР РЛС .....	1129
14.7.4. Измерительно-калибровочные средства для РЛС .....	1131
14.8. СВЧ-фотодетекторы для систем радиофотоники, радиолокации и оптоволоконной связи .....	1133
14.8.1. Физические принципы работы СВЧ р-і-п-фотодетекторов.....	1133
14.8.2. Физические механизмы ограничения фототока р-і-п-фотодиода .....	1138
14.8.3. Конструктивные решения фотодиодов .....	1141
14.8.3.1. Фотодиод с двойной обедненной областью (DDR) .....	1141
14.8.3.2. Фотодиод с частично обедненным поглощающим слоем (PDA).....	1141
14.8.3.3. Униполярный гетерофотодиод (UTC).....	1142
<b>Глава 15. Измерения и анализ СВЧ-устройств.....</b>	<b>1151</b>
15.1. Особенности измерений и анализа цепей в миллиметровом диапазоне волн .....	1151
15.2. Инструментальный анализ СВЧ-цепей в миллиметровом диапазоне волн (задачи, методы, средства).....	1154
15.2.1. Измеряемые «цепные» параметры СВЧ-устройств .....	1154
15.2.2. Измерительные задачи анализа СВЧ-цепей .....	1156
15.2.3. Некоторые общие требования к измерителям параметров цепей миллиметрового диапазона волн .....	1159
15.3. Ретроспективный анализ методов и средств измерений параметров СВЧ-цепей .....	1160
15.3.1. Зондовые методы.....	1160
15.3.1.1. Методы измерений на основе измерительной волноводной линии.....	1160
15.3.1.2. Анализ погрешностей измерительной линии .....	1163
15.3.1.3. Измерительная линия с качанием частоты.....	1165
15.3.1.4. Многозондовые измерительные линии. Метод четырех зондов.....	1166
15.3.1.5. Параметры серийных измерительных линий миллиметровых волн.....	1169
15.4. Рефлектометрические методы измерений параметров СВЧ-цепей. Рефлектометры .....	1171
15.5. Тенденции дальнейшего развития и новые области применения векторных анализаторов цепей .....	1171
15.5.1. Основные тенденции развития ВАЦ .....	1171
15.5.2. Новые частотные диапазоны и измерительные среды .....	1172
15.6. Повышение точностных характеристик ВАЦ и дальнейшее совершенствование методов и средств их метрологического обеспечения .....	1176
15.7. Расширение функциональных возможностей, применение анализаторов цепей для измерений параметров активных и нелинейных СВЧ-устройств .....	1179

15.7.1. Частотно-временные преобразования .....	1179
15.7.2. Модуляционный векторный анализ цепей .....	1179
15.7.3. Особенности измерений параметров нелинейных СВЧ-цепей.....	1181
15.8. Автоматизированные аппаратные средства для измерений параметров интегральных схем на полупроводниковых пластинах в миллиметровом диапазоне волн.....	1182
15.8.1. Тестирование СВЧ интегральных схем на полупроводниковых пластинах .....	1182
15.8.2. Копланарные пробники.....	1184
15.8.3. Автоматизированные комплексы тестирования ИС на полупроводниковых пластинах.....	1186
15.8.4. Особенности калибровки измерительных систем при тестировании ИС на полупроводниковых пластинах.....	1191
15.8.5. О преимуществах РЧ- и микроволнового тестирования ИС на полупроводниковых пластинах.....	1192
15.9. Векторные анализаторы цепей миллиметровых волн. Классификация и принципы построения .....	1193
15.9.1. Типы и классификация векторных анализаторов цепей .....	1193
15.9.2. Гетеродинные ВАЦ.....	1196
15.9.3. Гомодинные ВАЦ. Методы измерений в зависимости от модуляции опорного и измерительного сигналов.....	1198
15.9.4. Схема с амплитудной модуляцией в измерительном канале.....	1199
15.9.4.1. Метод Шафера–Кона .....	1199
15.9.4.2. Измерительный тракт гомодинного ВАЦ с модуляцией измерительного сигнала .....	1200
15.9.4.3. Схемы с линейной фазовой модуляцией и фазовой манипуляцией измерительного сигнала .....	1202
15.9.4.4. Схема с модуляцией опорного сигнала .....	1204
15.10. Гомодинные схемы с одновременной модуляцией измерительного и опорного сигналов .....	1205
15.11. Структурные схемы автоматических анализаторов цепей гомодинного типа.....	1209
15.11.1. Структурные схемы анализаторов цепей с четырнадцати-полюсным измерительным СВЧ-трактом .....	1209
15.11.2. Структурная схема анализатора цепей с десятиполюсным измерительным СВЧ-трактом.....	1212
15.11.3. Структурная схема ВАЦ с восьмиполюсным измерительным СВЧ-трактом .....	1214
15.12. Анализаторы цепей компании Keysight .....	1215
15.12.1. Анализаторы цепей серии PNA-X .....	1215
15.12.2. Особенности проведения испытаний усилителей анализаторами цепей PNA-X.....	1222

15.12.3. Особенности тестирования нелинейных устройств анализаторами цепей PNA-X.....	1223
15.12.4. Средства калибровки анализаторов цепей .....	1229
15.12.5. Измерительные системы на основе анализаторов цепей.....	1230
15.12.6. Анализаторы цепей PNA-L .....	1233
15.12.7. Анализаторы цепей серии PNA .....	1234
15.12.8. Нелинейные векторные анализаторы цепей (NVNA) .....	1237
15.12.9. Генератор сигналов Keysight UXG.....	1240

**Глава 16.** Измерение электрофизических параметров

диэлектрических и полупроводниковых материалов и структур

СВЧ-электроники ..... 1247

16.1. Анализ современного состояния исследований в области технологий контроля параметров диэлектрических и проводящих материалов на СВЧ.....	1247
16.1.1. Особенности использования СВЧ-методов измерений в полупроводниковой СВЧ-электронике.....	1247
16.1.2. Измерение электрофизических параметров материалов волноводными методами .....	1250
16.1.3. Измерение параметров полупроводников мостовыми методами.....	1253
16.1.4. Измерение параметров полупроводников резонаторными методами.....	1255
16.1.5. Измерение параметров материалов методом волноводно-диэлектрического резонанса .....	1259
16.1.6. Измерение параметров материалов и структур автодинными методами .....	1261
16.1.7. Измерение параметров материалов с использованием синхронизированных генераторов .....	1262
16.1.8. Ближнеполевая СВЧ-микроскопия свойств материалов.....	1263
16.1.9. Измерения толщины нанометровых слоев металла и электропроводности полупроводника в структурах металл – полупроводник по спектрам отражения и прохождения электромагнитного излучения.....	1267
16.2. Математическая модель и результаты компьютерного моделирования взаимодействия электромагнитного излучения СВЧ-диапазона с одномерными волноводными фотонными структурами, включающими нанометровые металлические, диэлектрические и полупроводниковые слои.....	1269
16.2.1. Взаимодействие СВЧ-излучения с многослойными структурами с плоскостями слоев, перпендикулярных направлению распространения излучения .....	1269
16.2.1.1. Математическая модель.....	1270



16.2.1.2. Результаты компьютерного моделирования спектров отражения волноводных фотонных структур в различных диапазонах частот .....	1272
16.2.1.3. Результаты компьютерного моделирования зависимости спектров отражения волноводных фотонных структур от положения «нарушения» периодичности в структуре фотонного кристалла.....	1277
16.2.1.4. Результаты компьютерного моделирования зависимости спектров отражения волноводных фотонных структур от параметров нарушения .....	1279
16.2.1.5. Результаты компьютерного моделирования спектров отражения волноводных фотонных структур, содержащих проводящие слои .....	1282
16.3. Теоретическое обоснование метода измерения параметров материалов СВЧ с использованием одномерных волноводных фотонных структур .....	1286
16.3.1. Измерение диэлектрической проницаемости материалов.....	1286
16.3.2. Измерение комплексной диэлектрической проницаемости материалов с потерями.....	1289
16.3.3. Измерение толщин нанометровых металлических пленок на диэлектрических или полупроводниковых подложках .....	1292
16.4. Результаты экспериментального исследования взаимодействия СВЧ-излучения с одномерными волноводными фотонными структурами .....	1296
16.4.1. Результаты экспериментального исследования спектров отражения и прохождения волноводных фотонных кристаллов .....	1296
16.4.2. Использование волноводных фотонных структур для измерения параметров нанометровых металлических слоев на полупроводниковых и диэлектрических подложках.....	1298
16.4.2.1. Экспериментальное исследование частотных зависимостей коэффициента отражения фотонных структур, содержащих нанометровые металлические слои.....	1298
16.4.2.2. Измерение электропроводности металлических пленок, нанесенных на диэлектрические подложки .....	1300
16.4.2.3. Измерение толщин металлических пленок, нанесенных на полупроводниковые подложки .....	1302
16.4.2.4. Измерения толщины нанометровых слоев металла и электропроводности полупроводника в структурах металл – полупроводник .....	1305
16.4.3. Использование волноводных фотонных структур для измерения параметров диэлектрических материалов.....	1307

16.4.3.1. Экспериментальное исследование частотных зависимостей коэффициента отражения фотонных структур, содержащих неоднородности в виде диэлектрических слоев.....	1307
16.4.3.2. Измерение диэлектрической проницаемости материалов с низкими потерями .....	1309
16.4.3.3. Измерение действительной и мнимой частей комплексной диэлектрической проницаемости материалов с потерями.....	1312
<b>Глава 17. Радиационная стойкость СВЧ-устройств .....</b>	<b>1335</b>
17.1. Влияние ионизирующих излучений на характеристики кремний-германиевых интегральных схем СВЧ-диапазона .....	1335
17.1.1. Гетероструктурные биполярные транзисторы.....	1336
17.1.2. Микросхемы СВЧ МШУ И ШПУ .....	1338
17.1.3. Микросхемы СВЧ ГУН .....	1342
17.2. Особенности проектирования радиационно-стойкой библиотеки проектирования СВЧ функциональных блоков на базе КМОП КНИ-технологии .....	1347
17.2.1. Высокочастотные и шумовые свойства отечественных КНИ МОП-транзисторов.....	1349
17.2.2. Приборное моделирование КНИ МОП-транзистора .....	1349
17.2.3. МОП-варикапы .....	1353
17.2.4. R, C, L элементы.....	1355
17.2.5. Разработка функциональных блоков СВЧ-тракта.....	1357
17.3. Особенности механизмов воздействия факторов космического пространства на образование локальных радиационных эффектов .....	1362
17.4. Особенности проектирования пассивных элементов для радиационно-стойких монолитных кремний-германиевых СВЧ ИС.....	1369
17.4.1. Микрополосковая линия передачи .....	1369
17.4.2. Интегральные индуктивности .....	1371
17.4.3. Симметрирующие трансформаторы.....	1373
<b>Глава 18. Методы и средства защиты от электромагнитных излучений .....</b>	<b>1380</b>
18.1. Введение в проблему .....	1380
18.2. Особенности влияния электромагнитных излучений на биологические объекты .....	1381
18.2.1. Влияние излучений мобильного телефона на биологические объекты.....	1381
18.2.2. Биологическое действие электромагнитных полей.....	1386
18.2.3. Последствия действия электромагнитных полей для здоровья человека .....	1387
18.3. Современные методы и средства экранирования электромагнитного излучения .....	1392

18.3.1. Взаимодействие электромагнитного излучения с различными материалами .....	1392
18.3.2. Конструкции защитных экранов электромагнитного излучения.....	1398
18.3.2.1. Металлические конструкции защитных экранов .....	1398
18.3.2.2. Конструкции поглотителей электромагнитного излучения.....	1400
18.3.2.3. Влагосодержащие конструкции защитных экранов электромагнитного излучения.....	1416
18.4. Многослойные пленочные экраны для защиты от электромагнитных излучений .....	1423
18.4.1. Технология формирования многослойных пленочных экранов .....	1423
18.4.2. Защита от статических магнитных полей.....	1425
18.4.3. Защита от низкочастотных электромагнитных полей .....	1428
18.4.4. Защита от импульсных электромагнитных полей .....	1429
18.4.5. Защита от воздействия квазистационарных магнитных полей.....	1432
18.5. Методика оценки эффективности магнитостатического экранирования цилиндрическими экранами.....	1442
18.5.1. Методика эксперимента.....	1442
18.5.2. Анализ экспериментальных результатов .....	1444
18.5.3. Аналитический расчет эффективности экранирования конечной цилиндрической оболочкой .....	1448
8.5.3. Заключение.....	1450
18.6. Поглотители электромагнитного излучения.....	1451
18.6.1. Гибкие конструкции поглотителей электромагнитного излучения с жидкостными наполнителями .....	1451
18.6.2. Влагосодержание волокнистых материалов.....	1455
18.6.3. Защита от радиоэкологических воздействий на биологические объекты с помощью гибких конструкций широкополосных экранов электромагнитного излучения .....	1457
18.7. Основные принципы экранирования радиоэлектронной аппаратуры .....	1459
18.8. Воздействие преднамеренных электромагнитных помех на бортовые кабели космических аппаратов.....	1467

## ГЛАВА II

# ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ СВЧ-ПРИБОРЫ ДЛЯ РЛС

### 11.1. Элементная база приемопередающих модулей для фазированных антенных решеток

#### *11.1.1. Атенюаторы для приемопередающих модулей активных фазированных антенных решеток*

Как показано в гл. 1, структура современного радиолокатора мало отличается от систем, разработанных на заре становления радиолокации, — антенная система, приемник, передатчик, электронные системы управления и обработки информации. Развитие техники в этой области двигалось в направлении усовершенствования каждой составной части параллельно. Однако именно развитию антенных систем и постепенному интегрированию конструкции антенны с трактами приемника и передатчика уделялось особое внимание. В совокупности с совершенствованием элементной базы и переходом к использованию в радиолокационных целях все более высоких частот в широкое применение вошли фазированные антенные решетки — антенны, состоящие из группы излучателей, фазой сигнала в которых можно управлять независимо, формируя эффективное излучение антенны в целом на одном желаемом направлении, отличном от направления эффективного излучения отдельного элемента. Таким образом, появилась возможность эффективно управлять лучом антенны не механическим, а электронным способом.

На рис. 11.1 схематично [1] показан принцип формирования фазового фронта и направление суммарного луча антенной решетки перпендикулярно этой плоскости равных фаз: входной сигнал делится на множество каналов, соответствующих количеству элементов решетки, сигнал в каждом канале получает свое фазовое смещение, необходимое для определенного положения лучей решетки в пространстве.

В гл. 1 мы упоминали два основных вида систем на фазированных антенных решетках — пассивные антенные решетки и активные. Основное различие таково: в пассивных антенных решетках имеется один мощный приемопередатчик, чей сигнал делится на все каналы, а в активных фазированных решетках (АФАР) канал каждого элемента решетки имеет свой собственный приемопередатчик. Каждая из концепций имеет свои плюсы и минусы: пассивные решетки значительно дешевле, но требуют применения очень мощных источников сигнала, которым, в свою очередь, необходима сложная схема питания, охлаждения. Активные решетки имеют огромный запас по надежности — выход из строя одного или нескольких приемопередатчиков не приводит к отказу всей системы, но количество используемых компонентов и сложность управления, синхронизации, в конце концов, стоимость устройства превышает стоимость пассивной решетки на порядки.

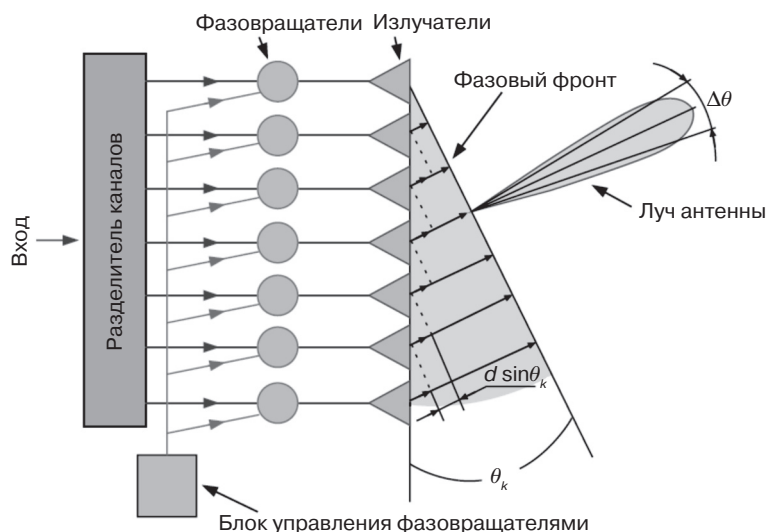


Рис. 11.1. Принцип управления лучом фазированной антенной решетки



Рис. 11.2. Внешний вид приемно-передающего модуля АФАР компании Cassidian

Однако развитие современной базы СВЧ-электроники позволяет системам на АФАР стремительно вытеснять пассивные решетки не только с уже давно занятых позиций в авиационной и военной технике, но и в сугубо гражданских применениях — подповерхностном зондировании Земли, радиолокаторах систем организации воздушного движения, космических программах и т.д.

Основным элементом АФАР является приемопередающий модуль (ППМ). В современных системах зачастую антенна отдельного элемента решетки является частью конструктива ППМ. Пример внешнего вида современного ППМ показан на рис. 11.2 [1].

По архитектуре, конструкции и схемотехнике приемопередающие модули могут реализовываться различными способами, но есть возможность обобщенного представления, составные части такой схемы, так или иначе, присутствуют во всех из них.

В этом разделе кратко рассмотрим только эти элементы. Для конкретизации примеров построения ППМ определим круг компонентов, которые позволят решить задачу конструирования АФАР в самых популярных диапазонах частот:

- L – 1–2 ГГц;
- S – 2–4 ГГц;
- X – 8–12 ГГц.

Обобщенная структурная схема ППМ для АФАР приведена на рис. 11.3 [2].

Первый такой базовый элемент – это аттенюатор.

Аттенюатор — элемент, общий для трактов приемника и передатчика, он предназначен для задания дополнительной вариативности сигналов не только по фазе, но и по амплитуде — позволяет уменьшить влияние боковых лепестков диаграммы, устранить неидентичность коэффициента передачи отдельных приемопередатчиков. Как правило, используется цифровой аттенюатор, так как аналоговый аттенюатор будет сильно зависеть в своих характеристиках от качества формирования управляющего сигнала, что практически в настоящее время обеспечить достаточно сложно.

Ниже рассмотрим ряд современных технических решений таких компонентов на примере продукции американской компании Hittite Microwave, которая зарекомендовала себя на мировом рынке в качестве одного из несомненных лидеров-изготовителей практически всех компонентов СВЧ-диапазона, необходимых для построения современных СВЧ-устройств для радиолокации и связи.

В период 2008–2010 гг. появилась тенденция к созданию широкополосных цифровых аттенюаторов, перекрывающих несколько частотных диапазонов, позволяя инженерам унифицировать свои разработки под разные применения [3–6].

Следующий важный критерий выбора аттенюатора — диапазон ослабления и минимальный шаг. Современные решения предоставляют возможность получить более 30 и 0,5 дБ соответственно (табл. 11.1).

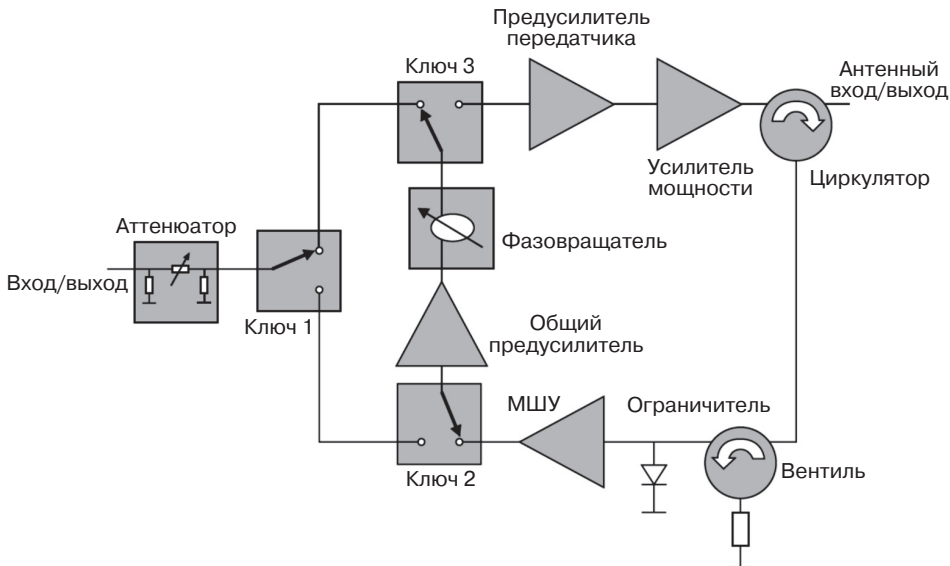


Рис. 11.3. Обобщенная структурная схема ППМ

Таблица 11.1. Сводная таблица характеристик аттенуаторов Hittite Microwave

	Частотный диапазон, ГГц	Разрядность, бит	Собственные потери, дБ	Диапазон ослабления, дБ	Точка пересечения третьего порядка по входу, дБм	Управляющие уровни, В	Тип корпуса
HMC1018LP4E	0,1–30	5	5,5	1–31	43	0/+3–5	LP4
HMC424	0–13	6	4	0,5–31,5	32	0/–5	Бескорпусной
HMC424LP3	0–13		4	0,5–31,5	32	0/–5	LP3
HMC425	2,4–8		3,5	0,5–31,5	40	0/+5	Бескорпусной
HMC425LP3	2,2–8		3,2	0,5–31,5	40	0/+5	LP3
HMC542BLP4E	0–4		1,2	0,5–31,5	45	0/+5	LP4
HMC624ALP4E	0–6		1,8	0,5–31,5	55	0/+5	LP4

В частности, как видно из табл. 11.1, один из типовых представителей современных цифровых аттенуаторов HMC424LP3 представляет собой линейку фиксированных аттенуаторов с возможностью управления каждой секцией последовательным или параллельным цифровым кодом (рис. 11.4).

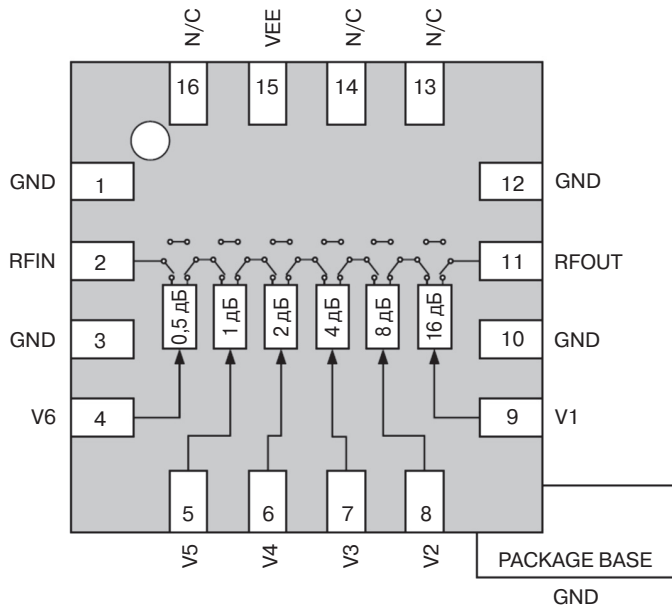


Рис. 11.4. Структура аттенуатора HMC424LP3

### 11.1.2. Двухполюсные переключатели для АФАР

На рис. 11.5 представлена упрощенная структура переключателя HMC232 этой фирмы. Здесь имеется три переключателя (ключа). Ключ 1 применяется для разделения основного сигнала на тракт приемника или передатчика, оставшиеся два (ключ 2 и 3) используются для подключения однонаправленных элементов (имеющих строгое направление «вход-выход») — общего предусилителя и фазовращателя в цепи приемника или передатчика на выбор.

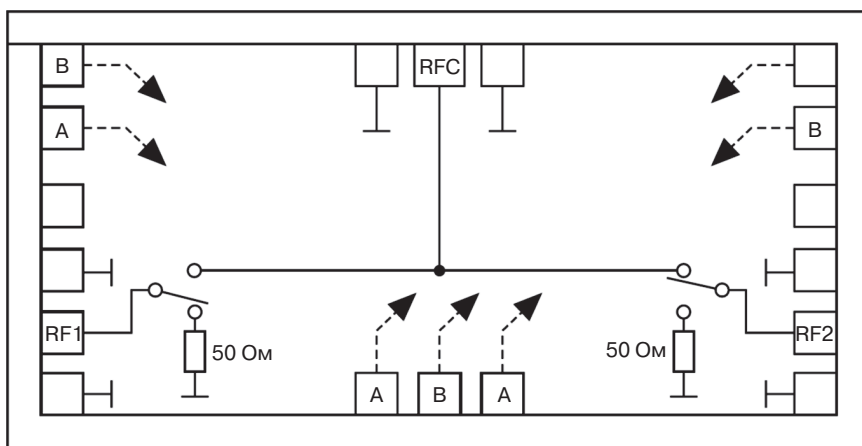


Рис. 11.5. Структура переключателя HMC232

В табл. 11.2 представлены основные технические характеристики наиболее интересных модификаций интегральных переключателей фирмы Hittite Microwave.

Таблица 11.2. Сводная таблица характеристик переключателей Hittite Microwave

	Частотный диапазон, ГГц	Функционал	Вносимые потери, дБ	Развязка, дБ	Скорость переключения, нс	Точка компрессии по 1 дБ, дБм	Управляющие уровни, В	Тип корпуса
HMC232	0–15	SPDT	1,4	50	5	26	0/–5	Бескорпусной
HMC232LP4	0–12		1,5	55	6	27	0/–5	LP4
HMC349LP4CE	0–4		0,9	65	150	34	0/+5	LP4C
HMC547LP3	0–20		1,8	47	6	23	0/–5	LP3
HMC607	0–15		1,7	60	5	26	0/–5	Бескорпусной
HMC849ALP4CE	0–6		0,8	60	150	35	0/+3–5	LP4C

Выбор конкретного типонамала переключателя осуществляется прежде всего по вносимым потерям и по развязке между каналами. Также следует уделять внимание времени переключения. Современные переключатели имеют возможность осуществления полного перехода от режима приема к режиму передачи за единицы наносекунд, что существенно уменьшает мертвую зону видимости радиолокатора. Но надо заметить, что для такого времени переключения обычно требуется организация отрицательного напряжения управления. Это не так сложно реализовать, что, однако, приводит к увеличению количества компонентов в схеме устройства.

### 11.1.3. Фазовращатели для АФАР

Фазовращатель — это основной элемент любого приемопередатчика АФАР (рис. 11.6), поскольку от него по большей части и будет зависеть качество работы всей системы. Рассмотрим некоторые решения фазовращателя также на примере Hittite Microwave (табл. 11.3).



Таблица 11.3. Сводная таблица характеристик фазовращателей Hittite Microwave

	Частотный диапазон, ГГц	Разрядность, бит	Вносимые потери, дБ	Диапазон перестройки фазы	Точка перегиба третьего порядка по входу, дБм	Управляющие уровни, В	Тип корпуса
HMC642	9–12,5	6	6,5	5,625–360°	41	0/+5	Бескорпусной
HMC642LC5			7		41	0/+5	LC5
HMC643	9–12		6,5		38	0/–3	Бескорпусной
HMC643LC5			7		38	0/–3	LC5
HMC647	2,5–3,1		4		54	0/+5	Бескорпусной
HMC647LP6	2,9–3,9		4		54	0/+5	LP6
HMC648			4		45	0/+5	Бескорпусной
HMC648LP6	5		45		0/+5	LP6	
HMC649	3–6	6,5	44		0/+5	Бескорпусной	
HMC649LP6		8	44		0/+5	LP6	
HMC936LP6E	1,2–1,4	4	45		0/+5	LP6	

Применяются, как правило, цифровые фазовращатели как более стабильные и помехозащищенные. Дискрета фазы в 5° обычно бывает достаточно для решения широкого спектра существующих задач, диапазон перестройки фазы может достигать до 360°. В зависимости от особенностей реализации приемопередатчика конструктивно можно выбрать и соответствующий вариант исполнения – корпусированный либо бескорпусной кристалл (для использования в герметизированном объеме).

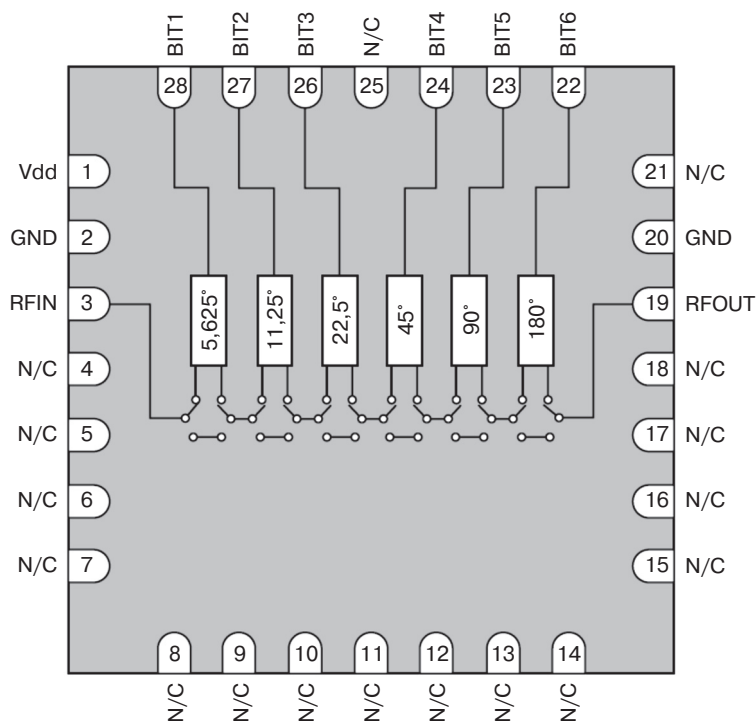


Рис. 11.6. Структура фазовращателя HMC936LP6E

Структурно (рис. 11.6), любой фазовращатель имеет схожую компоновку с аттенуатором, рассмотренным выше, включая набор фиксированных элементов поворота фазы с возможностью управления каждой ячейкой в отдельности.

#### 11.1.4. Предусилители приемопередатчика для АФАР

При выборе элементной базы приемопередатчика для АФАР необходимо рассматривать характеристики двух основных элементов (общий предусилитель и предусилитель передатчика) совокупно, поскольку их параметры довольно схожи. Для предусилителей основной параметр – это выходной динамический диапазон и коэффициент усиления, однако немаловажны и шумовые характеристики. Сводные характеристики таких усилителей производства Hittite Microwave показаны в табл. 11.4.

**Таблица 11.4.** Сводная таблица характеристик предварительных усилителей Hittite Microwave

	Частотный диапазон, ГГц	Коэффициент усиления, дБ	Точка пересечения третьего порядка по выходу, дБм	Коэффициент шума, дБ	Тип корпуса
HMC478MP86	0–4	22	32	2	MP86
HMC636ST89	0,2–4	13	40	2,2	ST89
HMC476MP86	0–6	20	25	2,5	MP86
HMC476SC70	0–6	19	24	2,5	SC70
HMC478SC70	0–4	24	31	2,5	SC70
HMC741ST89E	0,05–3	20	42	2,5	ST89
HMC3587LP38E	4–10	14,5	25	3,5	LP38
HMC789ST89E	0,7–2,8	18	42	3,8	ST89
HMC405	0–10	16	25	4	Бескорпусной
HMC3653LP3BE	7–15	15	28	4	LP38
HMC397	0–10	15	24	4,5	Бескорпусной
HMC788LP2E	0–10	14	30	7	LP2

Как следует из обобщенной структуры ППМ (рис. 11.3), общий предусилитель призван компенсировать собственные потери двух ключей (около 2–3 дБ), фазовращателя (около 4–8 дБ) и аттенуатора (2–5 дБ) плюс потери в тракте на рассогласование. В итоге данный усилитель должен компенсировать около 12–18 дБ. Предусилитель передатчика должен в достаточно линейном режиме поднять уровень сигнала до величины, необходимой на входе оконечного каскада (каскадов) усилителя мощности.

#### 11.1.5. Малошумящие усилители и усилители мощности для АФАР

В структуре модулей приемопередатчиков для АФАР обычно используют два усилителя, выполняющих противоположные задачи: МШУ должен иметь максимально низкий коэффициент шума при большом коэффициенте усиления и динамическом диапазоне по входу, усилитель мощности (УМ) должен довести сигнал до необходимого уровня на входе антенны с максимальным коэффициентом усиления и минимальными искажениями.

С малошумящими усилителями ситуация довольно простая – большой выбор компонентной базы, конкретные типомодели этой же фирмы приведены в табл. 11.5.

Таблица 11.5. Сводная таблица характеристик серии малошумящих усилителей Hittite Microwave

	Частотный диапазон, ГГц	Коэффициент усиления, дБ	Точка пересечения третьего порядка по выходу, дБм	Коэффициент шума, дБ	Тип корпуса
HMC374	0,3–3	15	37	1,5	SOT26
HMC516	7–17	21	20	1,8	Бескорпусной
HMC516LC5	9–18	20	25	2	LC5
HMC565	6–20	22	20	2,3	Бескорпусной
HMC618LP3	1,2–2,2	19	36	0,75	LP3
HMC639ST89	0,2–4	13	38	2,3	ST89
HMC667LP2	2,3–2,7	19	29,5	0,75	LP2
HMC715LP3	2,1–2,9	19	33	0,9	LP3
HMC716LP3E	3,1–3,9	18	33	1	LP3
HMC718LP4	0,6–1,4	32	40	1,5	LP4
HMC719LP4	1,3–2,9	34	39	1,8	LP4
HMC753LP4E	1–11	17	30	1,6	LP4
HMC902LP3E	5–10	19	28	1,7	LP3
HMC903	6–18	19	27	1,6	Бескорпусной
HMC903LP3E	6–17	18	25	1,7	LP3
HMC-AL435	5–20	13	25	2,2	Бескорпусной
HMC-AL444	2–12	17	28	1,5	Бескорпусной

Однако в последнее время выбор компонентов для усилителя мощности становится довольно непростой задачей. Более или менее привлекательные модели попадают под лицензионный контроль иностранных правительств, и получение данных компонентов в России либо крайне затруднительно, либо вообще невозможно. Поэтому закладывать лицензионные компоненты в новые разработки нежелательно вследствие возможных трудностей на стадии серийного производства АФАР.

В относительно низкочастотных диапазонах целесообразно использовать продукцию европейских производителей. В частности, компанию NXP и ее линейку GaN- и LDMOS-транзисторов (рис. 11.7), не подлежащих лицензированию со стороны государственных органов США. Перечень их основных характеристик приведен в табл. 11.6 и 11.7 [7].

Таким образом, не существует каких-то технических проблем к получению выходной мощности вплоть до 350–500 Вт с одного транзистора в диапазонах L и S. Отдельного внимания заслуживает линейка GaN-транзисторов (табл. 11.7).

Необходимо упомянуть и такие немаловажные элементы построения ППМ, как ферритовые изделия для коммутации сигнала и защиты приемника. Антенный циркулятор позволяет перенаправлять пути прохождения сигналов: сигнал из тракта передатчика направляется строго в антенну, а сигнал из эфира строго попадает в тракт приемника. В отличие от антенного ключа он не имеет задержки на переключение и может оперировать сигналами большой мощности, что пока неподвластно серийным полупроводниковым переключателям.

**Таблица 11.6.** Сводная таблица характеристик LDMOS-транзисторов NXP

	Частота минимум, МГц	Частота максимум, МГц	Выходная мощность, Вт	Напряжение питания, В	Коэффициент усиления, дБ	Тип корпуса
BLL6H1214-500	1200	1400	500	50	17	SOT539A
BLS7G2729L-350P	2700	2900	350	32	13	SOT539A
BLS7G2729LS-350P	2700	2900	350	32	13	SOT539B
BLS7G3135L-350P	3100	3500	350	32	12	SOT539A
BLL6G1214L-250	1200	1400	250	36	15	SOT502A
BLL6H1214L-250	1200	1400	250	50	17	SOT502A
BLL6H1214P2S-250	1200	1400	250	45	27	SOT_tbd
BLS7G2933S-150	2900	3300	150	32	13,5	SOT922-1
BLS6G2731S-130	2700	3100	130	32	12	SOT922-1
BLS6G2731-120	2700	3100	120	32	13,5	SOT502A
BLS6G3135-120	3100	3500	120	32	11	SOT502A
BLS7G2325L-105	2300	2500	105	30	16,5	SOT502A

Более подробно усилители на GaN-транзисторах будет рассмотрены ниже.



**Рис. 11.7.** Внешний вид мощных СВЧ-транзисторов производства NXP

**Таблица 11.7.** Сводная таблица характеристик GaN-транзисторов NXP

	Частота, МГц		Выходная мощность, Вт	Напряжение питания, В	Коэффициент усиления, дБ	КПД, %	Тип корпуса
	min	max					
CLF1G0035-100	0	3500	100	50	13,9	59,5	SOT467C
CLF1G0035S-100							SOT467B
CLF1G0035-100P				50	12,7	50,1	SOT1228A
CLF1G0035S-100P			SOT1228B				
CLF1G0035-50			50	13	49	SOT467C	
CLF1G0035S-50						SOT467B	
CLF1G0060-10		6000	10	50	17	32,2	SOT1135B
CLF1G0060S-10							
CLF1G0060-30							
CLF1G0060S-30		6000	30	50	15,9		SOT1135B

Следует особо отметить тот факт, что включенный после циркулятора вентиль по входу приемника выполняет важную функцию защиты выходного каскада передатчика, так как создает необходимое согласование для антенного выхода в режиме передачи, независимо от того, какой импеданс имеет МШУ и ограничитель перед ним (обычно тракт приемника отключается от питания в момент передачи и наоборот).

Здесь следует указать изделия второго также широко известного производителя, как TRAK Microwave Ltd. (Шотландия), имеющего возможность предоставить изделия, уникальные по основным параметрам – вносимые потери и прямая мощность, – даже из стандартной линейки компонентов [8]. Возможности же получения необходимых параметров на заказ позволяют решать задачи повышенного уровня сложности. Из стандартной продукции следует отметить изделия, сведенные в табл. 11.8. Это вентили исполнения Drop-In, параметры циркуляторов на те же частоты являются схожими. Кроме того, выпускается продукция в корпусах MICPuck (микроразъемные в защищенном корпусе), традиционные микроразъемные, коаксиальные и волноводные (рис. 11.8).

Таблица 11.8. Сводная таблица характеристик вентиля TRAK Microwave

	Частотный диапазон, ГГц		Развязка, дБ	Вносимые потери, дБ	Мощность, Вт		
	min	max			Пиковая	Прямая	Обратная
T2040/DD	2	4	16	0,6	100	40	1
T800120/DI	8	12	17	0,6	100	40	1
T1214/DD	1,2	1,4	18	0,6	1000	60	1
T2123/DD	2,1	2,3	18	0,6	100	60	1
T2223/DD	2,2	2,3	20	0,5	1000	75	1
T3036/DB	3	3,6	18	0,5	100	60	1
T950105/DB	9,5	10,5	20	0,5	50	20	0,5



Рис. 11.8. Типы конструктивного исполнения вентиля, циркуляторов фирмы TRAK Microwave Ltd.

### 11.1.6. Помехоподавляющие фильтры для АФАР

По мере миниатюризации конструктивных элементов ППМ, увеличения плотности монтажа, усиления степени взаимного влияния радиоэлементов, увеличения функциональных возможностей радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) неминуемо усложняется решение задачи подавления электромагнитных помех (ЭМП). Данная задача является одной из важнейших составляющих в обеспечении электромагнитной совместимости (ЭМС) РЭА. Наряду с технологиями, позволяющими еще на стадии проектирования минимизировать влияние помех схемотехническими и конструктивными способами, применяются методы непосредственного подавления (фильтрация) паразитных сигналов с помощью помехоподавляющих фильтров нижних частот (ФНЧ). В структуре АФАР одним из устройств, наиболее подверженных влиянию ЭМП, является МШУ. Рассматриваемые далее варианты фильтров предназначены для применения в РЭА СВЧ и обеспечивают фильтрацию ЭМП на частотах до 18 ГГц [9–11].

В этой связи следует отметить, что компоненты компании API Technologies/Spectrum Control серий SCI-9900/9909/9945/9980, 54-863-XXX и 54-831-XXX наиболее часто применяются для решения задач ЭМС РЭА СВЧ.

Конструктивной особенностью серий SCI-9900/9909/9945/9980 является их герметичность, что обеспечивает возможность их применения в высоконадежной РЭА военного, авиационного и морского назначения. Герметизация фильтров выполнена металlostеклянным спаем (Glass Sealed) с одной стороны и эпоксидным компаундом (Epoxy) с противоположной (рис. 11.9, 11.10). Фильтры изготавливаются в стандартной и модифицированной версиях. В модифицированной версии герметизация металlostеклянным спаем реализована со стороны фланца. Способ монтажа фильтров – пайка непосредственно в конструкцию модуля [11, 12]. Основные характеристики серий SCI-9900/9909/9945/9980 приведены в сводной табл. 11.9.

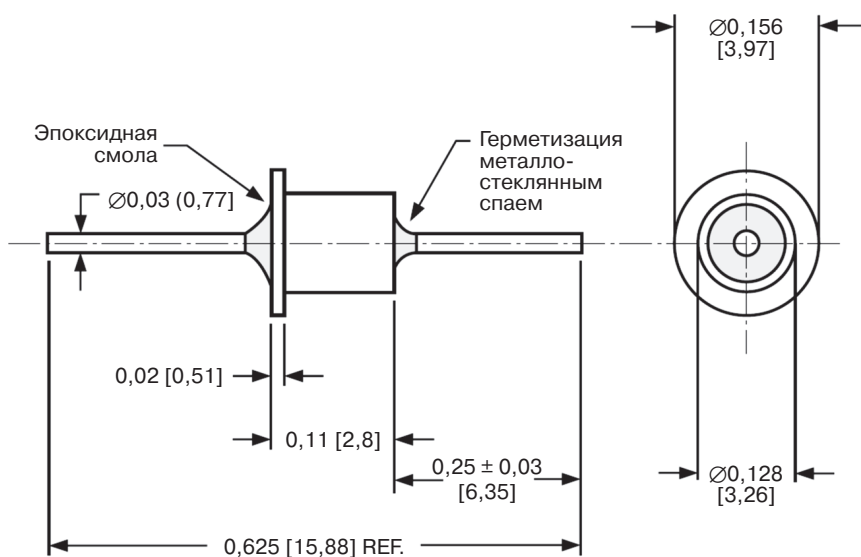


Рис. 11.9. Стандартное исполнение фильтров серии SCI-9900

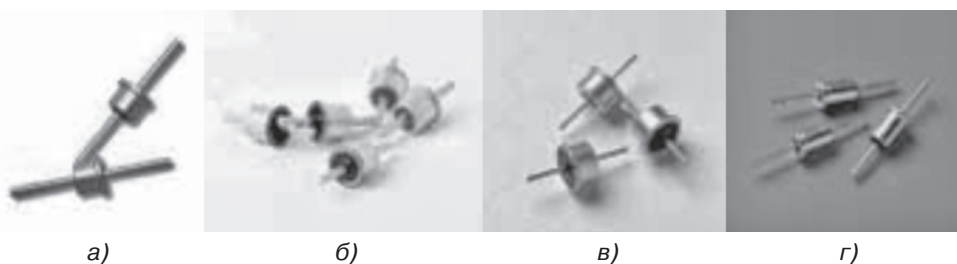


Рис. 11.10. Фильтры ЭМП: серии SCI-9900 (а); серии SCI-9909 (б); серии SCI-9945 (в); SCI-9980 (г)

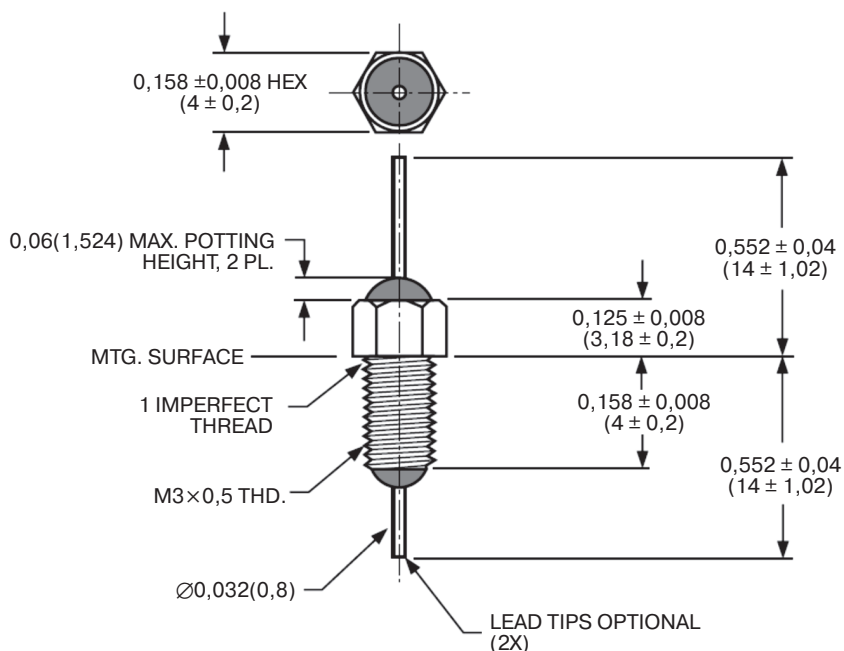


Рис. 11.11. Фильтр серии 54-863-XXX

Таблица 11.9. Общие технические характеристики фильтров ЭМП серий SCI-9900/9909/9945/9980

Параметр/серия		SCI-9900	SCI-9909	SCI-9980	SCI-9945
Тип фильтра		С	С	LC	С
Диапазон емкостей	min	4 пФ	5 пФ	10 пФ	0,01 мкФ
	max	0,05 мкФ	0,027 мкФ	0,033 мкФ	1,2 мкФ
Диапазон напряжений, В	min	50	50	50	50
	max	200	200	200	400
Максимальный ток, А		5	5	5	15
Максимальное вносимое затухание, дБ (справочно), на частоте	1 МГц	10	10	13	40
	100 МГц	45	42	55	50
	1 ГГц	60	65	75	70
	10 ГГц	60	65	75	70
Диаметр корпуса, мм		3,25 (0,128")	3,05 (0,12")	3,25 (0,128")	10,16 (0,4")

Серии SCI-9900/9909/9980 относятся к категории миниатюрных фильтров и находят применение в СВЧ-модулях, в цепях управления, коммутации питания. Благодаря высокому значению максимального тока (15 А) серия SCI-9945 в основном применяется в системах вторичного электропитания.

В некоторых случаях, как альтернатива вышеуказанным сериям, применяются ФНЧ ЭМП серий 54-863-XXX и 54-831-XXX (рис. 11.11). Фильтры серий 54-863-XXX и 54-831-XXX имеют металлический корпус с резьбой М3 и М4 соответственно, а значит, для монтажа можно использовать стандартный отечественный инструмент (с метрическим шагом). Герметизация фильтров выполнена эпоксидным компаундом, что ограничивает их применение в полностью герметичных модулях. Технические характеристики 54-863-XXX и 54-831-XXX представлены в табл. 11.10.

**Таблица 11.10.** Общие технические характеристики фильтров ЭМП серий 54-863-XXX и 54-831-XXX

Обозначение	Тип фильтра	$C_{\min}$	Напряжение, В	Ток, А	Размер резьбы	Особенности конструкции
54-863-004	С	0,01 мкФ	100	10	М3×0,5	Длина корпуса (max) – 10,24 мм
54-863-005		100 пФ				
54-863-007		1000 пФ				
54-863-008		2000 пФ				
54-863-010		4700 пФ				
54-863-015		10 пФ				
54-831-011	Рi	100 пФ			М4×0,7	Длина корпуса (max) – 15,06 мм
54-831-012		1500 пФ				
54-831-013		3000 пФ				
54-831-014		5500 пФ				
54-831-015		0,012 мкФ				

Более детально вопросы обеспечения защиты от электромагнитных помех и обеспечения электромагнитной совместимости применительно к РЛС и средствам связи будут освещены в гл. 13.

## 11.2. Отечественная элементная база СВЧ-приборов для РЛС

### 11.2.1. Отечественные GaAs активные элементы для приемопередающих СВЧ-модулей сантиметрового диапазона

Особое значение в модернизации существующей и создании новой СВЧ-радиоаппаратуры имеют полевые транзисторы с барьером Шоттки (ПТБШ) на основе GaAs, которые в силу своих физических свойств и особенностей конструкции позволяют решить значительную часть задач при проектировании приемной и передающей частей СВЧ-трактов систем связи и радиолокации сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн. Создание широкой номенклатуры дискретных транзисторов, внедрение отечественной технологии, адаптированной для серийного производства, позволило реализовать уникальные параметры радиотехнических систем. На основе таких отечественных GaAs-транзисторов созданы



наземная и бортовая приемопередающая аппаратура спутниковых систем связи и телевидения в диапазоне частот от 3 до 18 ГГц, радиорелейные линии связи сантиметрового и миллиметрового диапазонов, радиолокационные системы [13–15].

Следует отметить, что проведенные в последние два десятилетия в НПП «Пульсар» работы по проектированию СВЧ-узлов различного назначения в широком диапазоне частот и достижение высокого уровня технологии GaAs ПТБШ и диодов позволили создать монолитные интегральные схемы на основе разработанных активных СВЧ-элементов. **Степень достигнутой микроминиатюризации позволила перейти к проектированию приемопередающего СВЧ-модуля (ППМ) для антенных систем на основе активной фазированной антенной решетки.** Необходимой основой являлись выработанные разработчиками схемотехнические и конструктивно-технологические принципы проектирования.

Так, в табл. 11.11 приведены основные технические характеристики ППМ 3-см диапазона длин волн [13].

**Таблица 11.11.** Основные характеристики ППМ 3-см диапазона производства НПП «Пульсар»

Полоса рабочих частот, ГГц	0,5
Изменение фазы СВЧ тракта, град.	180
Передающий тракт	
Выходная мощность, Вт	2–5
Коэффициент усиления, дБ	25–30
Диапазон регулировки усиления, дБ	–15
Коэффициент полезного действия, %	15–20
Приемный тракт	
Коэффициент шума (не более), дБ	4
Коэффициент усиления, дБ	27
Диапазон регулировки усиления, дБ	–15
Габариты, мм	30 × 8 × 120

Окончательно технические требования к ППМ должны быть сформулированы для каждой конкретной конструкции антенной решетки. Но даже на основе представленных выше общих технических характеристик можно сформулировать основные технические требования к узлам и элементам ППМ, а также выбрать наиболее приемлемую структурную схему ППМ (рис. 11.12).

Представленный состав ППМ выполняет следующие функции:

- обеспечение СВЧ-параметров передающего тракта (ПРД) – усиление СВЧ-сигнала до заданного уровня выходной мощности, изменение фазовых и амплитудных состояний канала передачи;
- обеспечение СВЧ-параметров приемного тракта (ПРМ) – усиление отраженного СВЧ-сигнала при заданном уровне шумов, изменение фазовых и амплитудных состояний канала приема;
- временную коммутацию каналов приема и передачи с изменением состояния фазо- и амплитудно-задающих элементов;
- защиту канала приема от высокого уровня падающей мощности;
- преобразование цифрового управляющего сигнала в аналоговый, управляющий СВЧ-элементами.

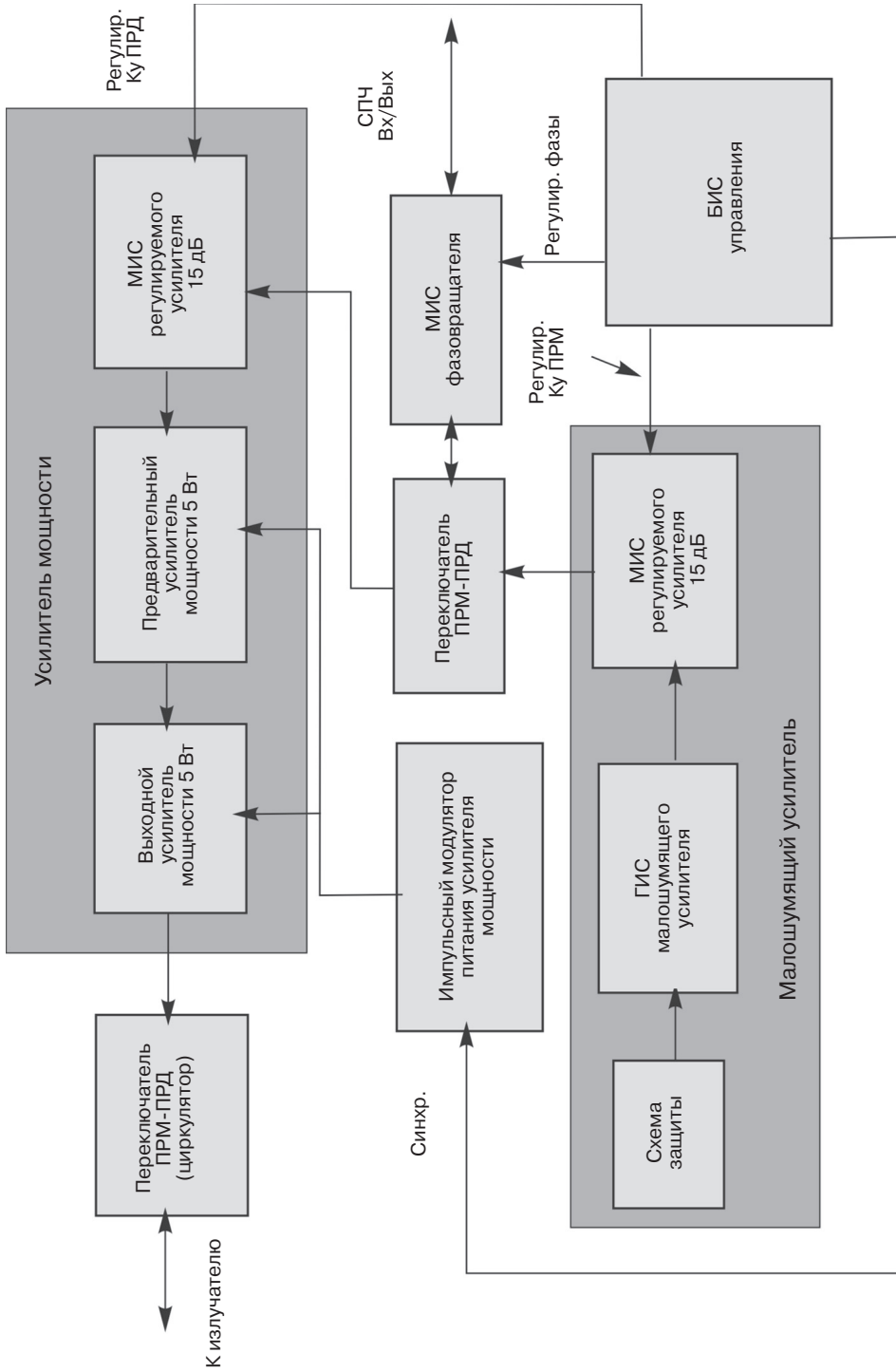


Рис. 11.12. Типовая структурная схема приемопередающего модуля для радиолокационной системы на основе АФАР

Проектирование и изготовление активных элементов ППМ должно быть проведено на начальных этапах разработки антенных решеток радиолокационных систем. Реальные параметры элементной базы определяют степень приближения свойств реального модуля к идеальной модели, которая используется проектировщиками систем с АФАР при расчетах параметров антенн. Ошибка в реализации требуемых амплитудных и фазовых состояний полотна ППМ по апертуре антенны может привести к искажению диаграммы направленности, ошибке при переключении направления излучения, ошибкам при изменении частоты излучения и при изменении окружающей температуры. Все это может уменьшить эффективность применения радиолокационных систем с АФАР.

В НПП «Пульсар» в рамках проводимых работ по проектированию элементной базы и ППМ для АФАР 3-сантиметрового диапазона были разработаны и испытаны в составе опытных сборок элементы СВЧ-тракта на основе GaAs ПТБШ и диодов.

При их проектировании использовалось следующее сочетание схемотехнических и конструктивно-технологических элементов проектирования СВЧ полупроводниковых приборов и узлов:

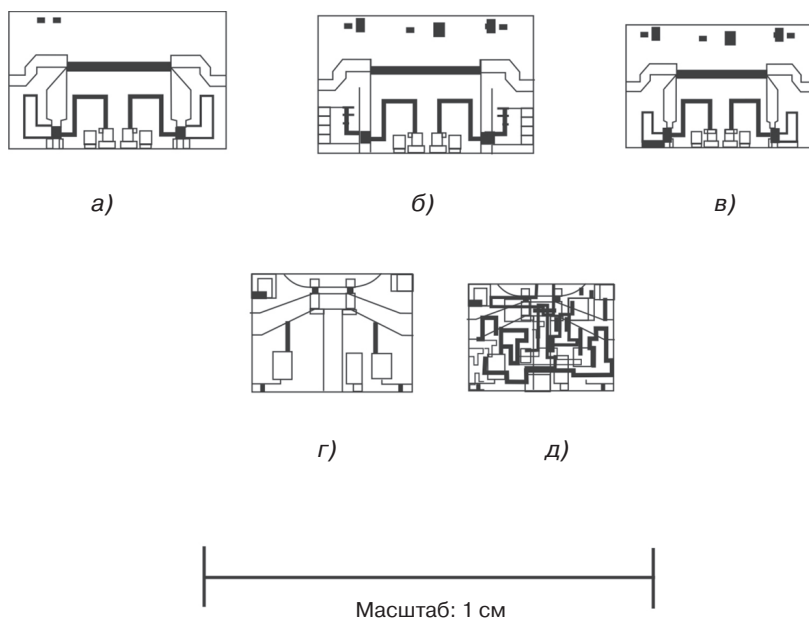
- составление расчетной модели активного элемента (эквивалентная схема, модель или матрица СВЧ-параметров) на основе теоретического и экспериментального материала;
- проведение первичного расчета полной схемы инженерной модели функционального узла в широком диапазоне частот;
- проверка эксплуатационных параметров в составе инженерной модели узла или изделия;
- использование зондового оборудования для отбора элементной базы с заданными свойствами;
- корректировка расчетных моделей активных и пассивных элементов по результатам измерения, проведение окончательного расчета функционального узла.

Успехи компьютерного проектирования гибридных и монолитных интегральных схем на основе твердотельной элементной базы [13] позволили, используя компьютерные модели активных приборов, производить большой объем вычислительных работ. С целью проверки применимости создаваемых программных моделей активных элементов в НПП «Пульсар» была проведена экспериментальная работа по изучению СВЧ-свойств экспериментальных и промышленных образцов GaAs ПТБШ, разработаны и исследованы гибридные и монолитные интегральные схемы на основе GaAs-транзисторов и диодов.

На рис. 11.13 представлены примеры топологий таких отечественных монолитных интегральных схем, разработанных для применения в составе ППМ 3-см диапазона.

Эти монолитные интегральные схемы обеспечивают выполнение управляющих функций изменения амплитудных и фазовых состояний СВЧ-трактов приема и передачи.

Фазовращатели обеспечивают дискретное переключение фазы коэффициента передачи на  $180^\circ$  и  $90^\circ$  и плавное изменение фазы в пределах от  $0$  до  $90^\circ$ . Активными элементами являются GaAs p-i-n-диоды в дискретных фазовращателях и обратно-смещенные GaAs-диоды Шоттки в плавных фазовращателях. Время установления фазовых состояний составляет единицы наносекунд.



**Рис. 11.13.** Примеры топологических решений МИС, разработанных для применения в ППМ: монолитные интегральные схемы фазовращателей  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  и  $0-90^\circ$  (а, б, в); монолитная интегральная схема переключателя (г); монолитная интегральная схема управляемого усилителя со стабильной фазой (д)

Так, в двухканальном переключателе были применены переключательные GaAs p-i-n-диоды. Время переключения СВЧ-сигнала составляет единицы наносекунд.

МИС управляемого усилителя [14] представляет собой GaAs двухкаскадный усилитель с применением во втором каскаде двухзатворного полевого транзистора.

При проектировании управляемого усилителя решалась задача, вытекающая из условий применения ППМ АФАР, — изменение коэффициента передачи усилителя при неизменности его фазы. Расчеты и практика показали, что варианты управляемых усилителей, выполненных по гибридной технологии, в необходимой полосе частот не обладают в достаточной мере стабильностью фазы изменяющегося коэффициента передачи.

При расчете СВЧ-параметров МИС применялись методы компьютерного проектирования. Активные элементы, предназначенные для согласования импедансов разделения, и элементы СВЧ-цепей и цепей подачи питания и управления выбирались из условия реализуемости в составе МИС.

По используемым оригинальным моделям был выбран режим транзисторов в первом и втором каскаде, подобрана ширина затворов транзисторов, а затем в оболочке программы MIMCAD проведен расчет согласующих цепей и всей электрической схемы.

Фазостабилизирующие свойства определялись подбором ширины затвора транзисторов первого и второго каскадов, межкаскадным согласованием и СВЧ-импедансом, подключаемым к управляющему электроду. Результаты расчета режимов, отличающихся по усилению на 10 дБ, представлены в табл. 11.12.

Таблица 11.12. Результаты расчета режимов, отличающихся по усилению на 10 дБ

Частота, ГГц	Режим 1		Режим 2		Коэффициент шума, дБ
	dB S21	ang S21	dB S21	ang S21	
8,7	12,998	150,88	23,232	155,01	4,214
8,8	12,149	138,37	22,320	142,67	4,096
8,9	11,448	127,90	21,568	132,26	4,013
9,0	10,847	118,56	20,918	122,94	3,952
9,1	10,314	109,94	20,338	114,29	3,906
9,2	9,829	101,80	19,805	106,12	3,871
9,3	9,377	94,017	19,304	98,289	3,846
9,4	8,947	86,503	18,825	90,730	3,829
9,5	8,532	79,211	18,361	83,393	3,819
9,6	8,127	72,107	17,906	76,250	3,815
9,7	7,727	65,173	17,457	69,279	3,818

В последней графе таблицы приведен коэффициент шума, нормирование значения которого необходимо при применении усилителя в канале приема.

Как известно, в системах радиолокации в условиях реальной работы вход приемного устройства, помимо полезного обрабатываемого сигнала, подвергается воздействию сигналов, которые характеризуются как синхронные (как правило, внутрисистемные, с известным уровнем мощности и временным положением) и несинхронные (внешние, неопределенные) помехи. Уровень мощности таких помех может достигать значений, приводящих как к временной потере работоспособности, так и к выходу из строя входных устройств приемного канала.

Высокая чувствительность приемных устройств обеспечивается применением на входе ППМ СВЧ МШУ. В качестве МШУ наилучшие результаты по шумовым параметрам обеспечивают ГИС усилителей на основе кристаллов СВЧ GaAs полевых транзисторов. Коэффициент шума таких транзисторов менее 1 дБ в 3-см диапазоне рабочих частот в типовой схеме СВЧ МШУ с усилением 20–25 дБ при рабочей полосе частот 10–15%. Динамический диапазон по входной мощности (как правило, характеризуется снижением уровня усиления по отношению к малому сигналу на 1 дБ) составляет десятки и даже сотни микроватт, а допустимый уровень входной мощности при безотказной работе достигает 10–100 мВт в непрерывном режиме и 0,1–1 Вт в импульсном. При превышении данного уровня мощности входные цепи МШУ нуждаются в защите.

Изготовление ограничительных (для подавления несинхронных помех) и переключательных (для подавления синхронных помех) диодов целесообразно проводить на основе арсенида галлия [14]. Такой выбор исходного материала обусловлен рядом его достоинств, а именно:

- наличием полужолирующего, высокоомного материала, позволяющего изготовить монолитные защитные и переключающие устройства;
- высокой подвижностью электронов (примерно в 3 раза более высокой, чем в кремнии), что позволяет рассчитывать на существенно меньшие потери в  $n^-$ -базе и  $n^+$ -областях;

- возможностью получения чрезвычайно резкой границы между  $p^+$ - и  $i$ -областями, в результате чего вклад  $p^+$ -области в величину сопротивления потерь практически равен нулю;
- высоким быстродействием (время выключения – единицы наносекунд), что связано с малым временем жизни неосновных носителей  $\tau_{ж} = 2 \cdot 10^{-8}$  с;
- возможностью изготовления структуры  $p$ - $i$ - $n$ -диода с интегральным теплоотводом из металлических слоев с высокой теплопроводностью (Cu, Au).

Конструктивное исполнение диодов с интегральным теплоотводом (рис. 11.14) позволяет при той же величине площади активной части, что и в традиционной конструкции, получить в несколько раз меньшие значения паразитной последовательной индуктивности и теплового сопротивления.

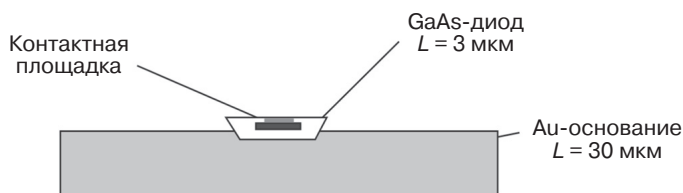


Рис. 11.14. Структура GaAs  $p$ - $i$ - $n$ -диода с интегральным теплоотводом

Потери, вносимые ограничительными диодами, предназначенными для защиты входных цепей МШУ от падающей мощности 5–10 Вт, составляют 0,5 дБ при ширине полосы более 10%.

СВЧ-тракт приемного и передающего каналов состоит (см. рис. 11.12), помимо общих элементов (фазовращателей и переключателя), из гибридной схемы малошумящего усилителя ( $K_{ш} < 1$ дБ,  $K_{ур} > 20$ дБ) и управляемого усилителя (см. рис. 11.13д) по приемному каналу; управляемого усилителя, гибридной схемы усилителя мощности и выходного многокристального согласованного мощного транзистора по передающему каналу.

Для обеспечения благоприятного теплового режима выходные каскады усилителя мощности передающего канала запитываются от импульсного источника.

Конкретные операции, осуществляемые схемой управления (СУ) ППМ, зависят от информации, записанной в передаваемом сообщении, от центрального вычислителя (ЦВ) и данных, хранящихся в ОЗУ схемы управления. Алгоритм работы СУ можно условно разделить на алгоритм управления и диагностики ППМ и алгоритм взаимодействия с центральным вычислителем.

СУ выполняет следующие операции управления и диагностики ППМ:

- блокирование излучаемого зондирующего импульса передатчика;
- «загрубление» чувствительности приемника;
- формирование управляющих сигналов аттенюатора и фазовращателя;
- формирование диагностического сообщения о состоянии ППМ.

Все операции, выполняемые СУ, инициируются центральным процессором. При этом алгоритм работы СУ строится по следующей схеме: дешифровка команды, типа канала (ПРД/ПРМ) и адреса ППМ, выполнение внутренней операции, изменение внешнего состояния СУ.

К внутренним операциям, выполняемым СУ, относятся:

- запись амплитудных и фазовых уставок (начальный фазовый сдвиг), соответствующих различным типам амплитудно-фазового распределения диаграммы направленности АФАР в ОЗУ;
- считывание амплитудных и фазовых уставок из ОЗУ по заданному номеру амплитудно-фазового распределения диаграммы направленности АФАР;
- вычисление текущей фазы приемника и передатчика по формуле:

$$\Phi = m \cdot A + n \cdot B + j,$$

где  $\Phi$  – текущая вычисленная фаза приемника (передатчика);  $m$  – адрес строки ППМ;  $n$  – адрес столбца ППМ;  $j$  – фазовая уставка заданного амплитудно-фазового распределения диаграммы направленности АФАР приемника (передатчика);  $A$  и  $B$  – данные, характеризующие направление луча, поступающие от ЦВ;

- формирование аналоговых и цифровых сигналов управления амплитудой и фазой сигналов, передаваемых через ППМ;
- формирование диагностического сообщения о состоянии ППМ в последовательном коде.

Окончательный выбор протокола обмена с ЦВ, временные характеристики и конструкция определяются разработчиком АФАР.

В результате проведенной работы специалистами «Пульсара» был реализован СВЧ-тракт канала приема и передачи, соответствующий структурной схеме приемопередающего модуля, предназначенного для работы в полотне АФАР. На локальных и общей сборках получена экспериментальная оценка параметров компонентов и ППМ. Проведено моделирование схемы управления параметрами ППМ по управляющему кодовому сигналу, определен объем управляющей схемы и основные принципы ее реализации. Проведена оценка временных характеристик схемы управления ППМ.

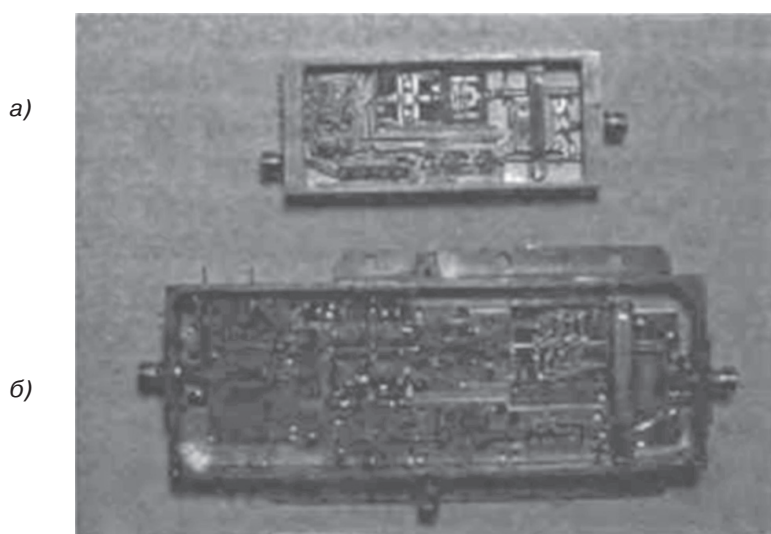
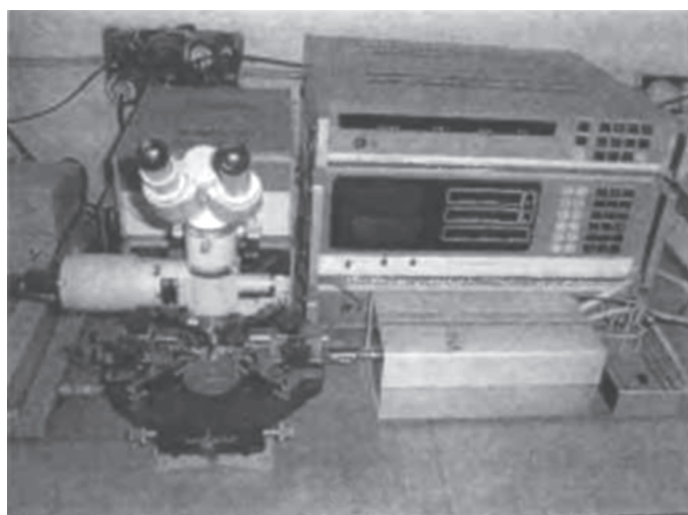
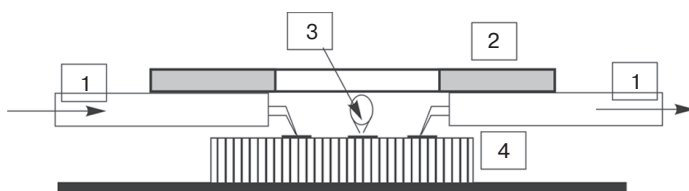


Рис. 11.15. Внешний вид прототипа ППМ (а) и образца ППМ с заданными габаритами (б)



а)



б)

**Рис. 11.16.** Зондовый измеритель коэффициента шума кристаллов транзисторов и МИС в диапазоне 8–12 ГГц (а) и устройство зондовой головки (б): 1 – микрокоаксиалы с зондовыми иглами; 2 – заземляющая шайба; 3 – заземляющий зонд; 4 – измеряемый кристалл с контактными площадками

Были разработаны шаблоны, технология и на НПП «Пульсар» изготовлены МИС фазовращателей, МИС управляемого усилителя, ограничительных диодов схемы защиты, МИС переключателя. Опробованы гибридные СВЧ интегральные схемы маломощных усилителей и усилителей мощности [15], что позволило в конечном счете изготовить габаритные образцы ППМ (рис. 11.15).

Пример зондового измерителя СВЧ-параметров МИС фазовращателя представлен на рис. 11.16 [16].

### 11.2.2. СВЧ-приборы АО «Микроволновые системы»

#### 11.2.2.1. Широкополосные усилители мощности дециметрового диапазона на основе карбида кремния

Ниже рассмотрим основные результаты разработки и экспериментального исследования отечественных широкополосных усилителей дециметрового (0,5–2,5 ГГц) диапазона с выходными мощностями в непрерывном режиме от 20 до 200 Вт, выполненных на основе карбид-кремниевых полевых транзисторов [17].



Как было показано в гл. 10, при создании широкополосных усилителей мощности в дециметровом диапазоне с выходной мощностью более 20 Вт предпочтительно применение карбид-кремнивых (SiC) полевых транзисторов в силу ряда их очевидных преимуществ. Одним из них является высокое (28–50 В) напряжение питания стока, что при равных с GaAs-транзисторами отдаваемых в нагрузку мощностях приводит к значительному (на порядок) увеличению оптимального импеданса нагрузки стока и значительному облегчению согласования транзистора с нагрузкой. SiC-транзисторы обладают пробивным напряжением стока более 100 В, высокой удельной мощностью (2–4 Вт/мм), малыми удельными входной (0,5 пФ/мм) и выходной (0,15 пФ/мм) емкостями, высокой допустимой рабочей температурой кристалла (до +255 °С). Недостатками SiC-транзисторов является то, что их рабочие частоты не превышают 2,5–3,5 ГГц из-за малой подвижности основных носителей заряда, а также высокая стоимость приборов.

При проектировании специалистами АО «Микроволновые системы» мощных широкополосных усилителей были использованы упрощенные нелинейные модели транзисторов CRF24010F и CRF24060F и был принят ряд мер, которые позволили получить высокий уровень выходной мощности в широкой полосе частот. Снижение омических потерь удалось получить утолщением металлизации на микрополосковых платах. Применялись толстопленочная технология на основе серебросодержащих паст толщиной 20 мкм и тонкопленочная технология с вакуумным напылением толстых (18–25 мкм) слоев меди. В выходной согласующей цепи были применены распределенные трансформаторные согласующие цепи, обеспечившие минимальные потери и хорошую равномерность выходной мощности насыщения (1–2 дБ) в октавной полосе частот. Для снижения тепловой нагрузки транзисторов был использован режим класса АВ с начальным током 20–25% от максимального тока канала, что также позволило повысить КПД в динамическом диапазоне. Для лучшего теплоотвода от активных элементов были использованы теплораспределительные основания из меди толщиной 4 мм. Размещение низкочастотной части усилителей в отсеке над высокочастотной частью так же позволило уменьшить тепловую нагрузку за счет сброса тепла стабилизаторов напряжения через боковые стенки.

Параметры исследованных макетов усилителей приведены в табл. 11.13.

**Таблица 11.13**

Параметры	Типы усилителей		
	PM051	PM0816	PM0825-1
Диапазон частот, ГГц	0,5–1	0,8–1,6	0,8–2,5
Выходная мощность, Вт	182–269	117–137	21,5–27,8
Коэффициент усиления, дБ	47,8–50,3	45–46,6	35,5–38,2
Неравномерность АЧХ, дБ	2,5	1,6	2,7
КПД, %	20–32	26–33	14–20
Напряжение питания, В	+48	+48	+48
Токи потребления, А	17,4–18,8	8,45–9,35	2,9–3,2
Габариты, мм <sup>3</sup>	270 × 250,1 × 58,1	231 × 100 × 36	142,5 × 54 × 35
Масса, кг	8,8	1,31	0,45

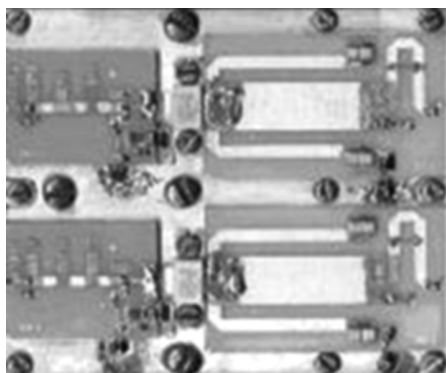


Рис. 11.17. Фото усилительного каскада 0,5–1 ГГц для диапазона частот от 0,5 до 1 ГГц

Выходной каскад усилителя в диапазоне частот 0,5–1 ГГц (PM051) построен по четырехканальной балансной схеме суммирования на транзисторах CRF24060F. Сумматоры первой ступени выполнены на подложках из поликора толщиной 1 мм, сумматор второй ступени – на симметричных полосковых линиях с лицевой связью. Собственные потери мощности в сумматоре первой ступени составили 0,25–0,3 дБ, в сумматоре второй ступени – 0,12–0,21 дБ. Фрагмент конструкции одного из выходных балансных каскадов показан на рис. 11.17 [17].

На макете усилителя PM051 исследована возможность изменения питания транзисторов выходного каскада для управления выходной мощностью насыщения. Было экспериментально установлено, что снижение выходной напряжения питания стока с 48 до 24 В практически не искажает частотные характеристики усилителя. Выходная мощность при напряжении 24 В составила 100–130 Вт. Усилитель показал свою работоспособность при увеличении КСВН нагрузки до 6 и безотказность в ситуациях обрыва нагрузки.

Выходной каскад усилителя в диапазоне 0,8–1,6 ГГц (PM0816) построен по балансной схеме на транзисторах CRF24060F с сумматором на подложке из поликора. Особенностью данного усилителя являются низкие уровни второй и третьей гармоник, которые составили -26 дБ и -23 дБ соответственно, и высокий КПД (26–33%) при питании напряжением 48 В. Также усилитель способен работать на несогласованную нагрузку (КСВН = 2–5).

На рис. 11.18 показана мощностная АЧХ и КПД усилителя.

Выходной каскад макета усилителя в диапазоне 0,8–2,5 ГГц (PM0825-1) построен по балансной схеме на транзисторах CRF24010F. Конструкция каскада показана на рис. 11.19. Согласующие платы и квадратурные спиральные мосты выполнены на подложках из поликора толщиной 0,5 мм по тонкопленочной технологии. Воздушные промежутки между платами и транзисторами являются элементами согласующих контуров, имеющих структуру ФНЧ.

До сих пор основной проблемой, ухудшающей параметры SiC-усилителей, являлось отсутствие широкополосных транзисторов или монолитных интегральных усилителей с напряжением питания 48 В на уровне мощности меньше 10 Вт. Поэтому в качестве предварительного усилителя в исследованных макетах была применена микросхема AM012335-ММ-ВМ с напряжением питания 20 В и выходной мощностью 2 Вт, что существенно снизило общий КПД, в частности, усилителя PM0825-1.

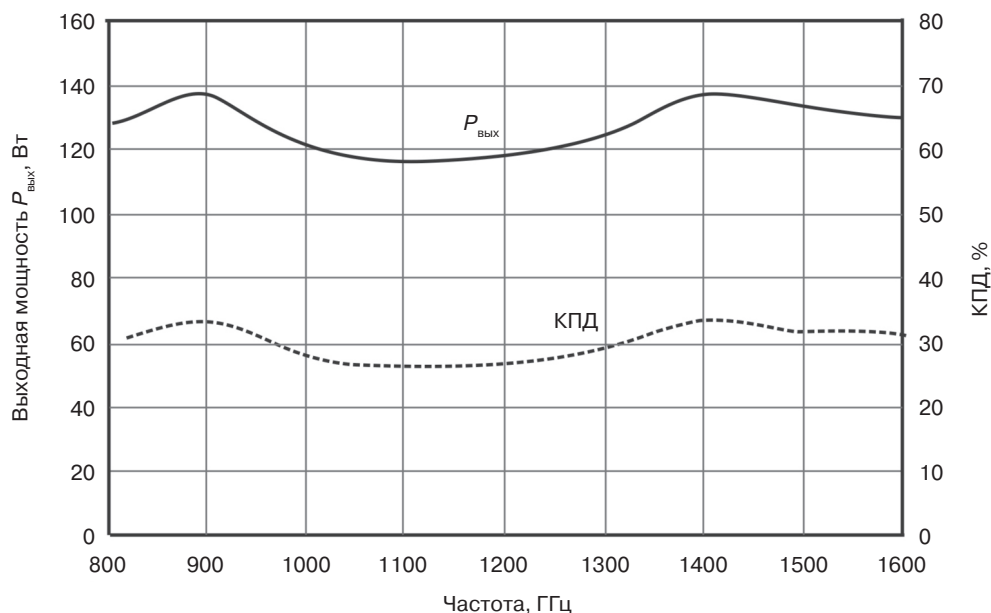


Рис. 11.18. Мощностная АЧХ и КПД макета РМ0816

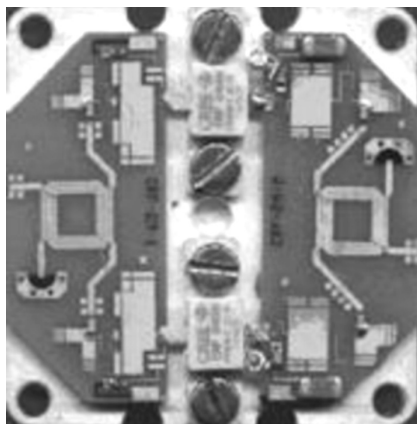


Рис. 11.19. Фото усилительного каскада 0,8–2,5 ГГц

Таким образом, использование современных SiC-транзисторов и описанных в работе конструктивных подходов позволяет простыми схемотехническими решениями получить выходные мощности усилителей дециметрового диапазона 100–200 Вт и более в непрерывном режиме в октавной и сверхоктавной полосе частот, с КПД 20–30% и высокой равномерностью АЧХ.

#### 11.2.2.2. Сверхширокополосные СВЧ-усилители мощности диапазона 6–18 ГГц

В этом разделе рассмотрим представленную на сайте компании «Микроволновые системы» информацию [17] о результатах разработки одного из первых отечественных сверхширокополосных транзисторных усилителей диапазона частот 6–18 ГГц

и выходной мощностью в линейном режиме более 6 Вт. Главной проблемой при разработке усилителя являлось создание мощного выходного каскада шириной менее 28 мм для возможности его размещения в корпусе усилителя шириной 35 мм.

Выходные усилительные ячейки выполнены по квазимонолитной технологии. Особенности разработанного усилителя являются: цифровое 5-разрядное управление, температурная компенсация усиления, детектор выходной мощности, скоростной модулятор питания (100 нс), встроенный датчик температуры и входной ограничитель мощности. Для получения выходной мощности более 6 Вт в диапазоне 6–18 ГГц был спроектирован выходной усилительный каскад (рис. 11.20), построенный по схеме суммирования трех балансных усилителей с предварительными каскадами, обеспечивающих мощность не менее 2,2 Вт в линейном режиме.

Для суммирования мощности использовался специально разработанный трехканальный цепочечный сумматор/делитель мощности на мостах Ланге, фазовый сдвиг у которого между плечами подобран таким образом, чтобы максимально компенсировать отраженные сигналы, и в середине диапазона соответствующий  $60^\circ$ .

В балансных схемах использовались квадратурные мосты Ланге, выполненные на отдельных подложках из поликора толщиной 250 мкм, ширина зазора 12 мкм и толщина металлизации 5 мкм. Для упрощения монтажа мосты изготовлены с интегральными переключками [17] с расположенным под ними диэлектриком-полиимидом, обеспечивающим эффективную защиту от замыкания и механических воздействий (рис. 11.21).

На рис. 11.22 показана структурная схема разработанного усилителя, включающая:

- входной малошумящий усилительный каскад (МШУ);
- балансный электрически управляемый аттенюатор на р-і-п диодах для плавной компенсации температурного дрейфа коэффициента усиления в диапазоне температур от  $-60$  до  $+75^\circ\text{C}$  и цифровой 5-разрядный аттенюатор (АТ);

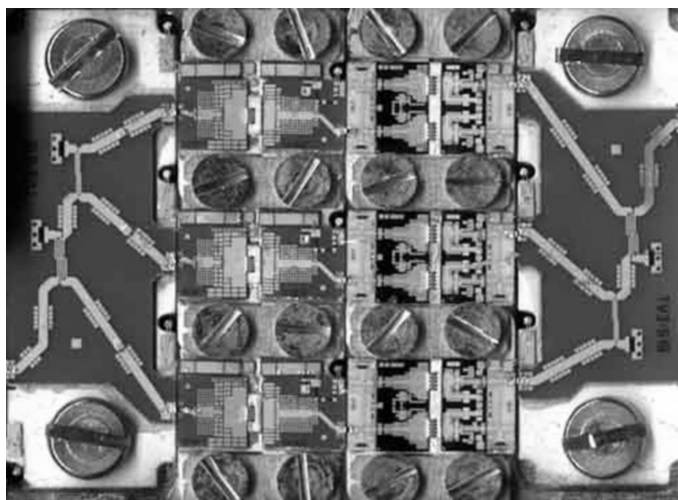


Рис. 11.20. Выходной усилительный каскад

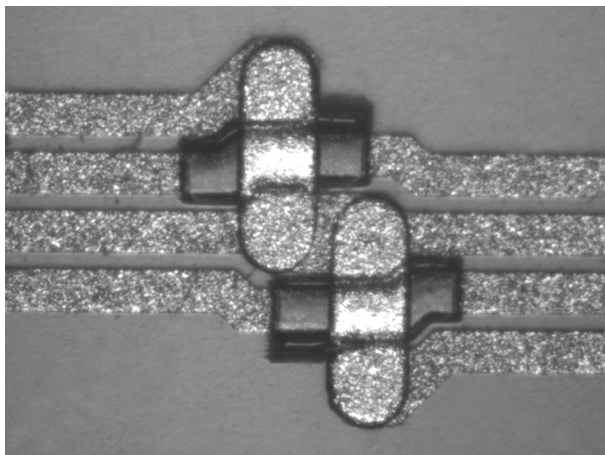


Рис. 11.21. Интегральные перемычки мостов Ланге с защитным диэлектриком

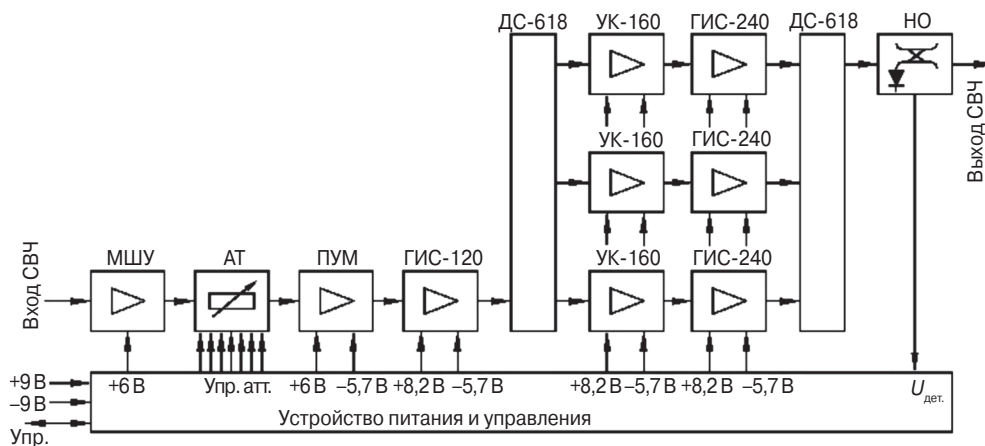


Рис. 11.22. Структурная схема усилителя

- предварительный усилитель мощности, корректор АЧХ и ФЧХ усилительного тракта (ПУМ);
- предварительный усилительный каскад (ГИС-120), построенный по квази-монокристаллической технологии с использованием GaAs p-HEMT транзисторов с затвором  $0,3 \times 1200$  мкм, обеспечивающий выходную мощность в линейном режиме не менее 1 Вт и усиление около 7–8 дБ;
- трехканальный цепочный сумматор/делитель мощности на мостах Ланге (ДС-618) с минимальным зазором между проводниками 13 мкм;
- предвыходной усилительный каскад (УК-160), реализованный по гибридной технологии с использованием одного GaAs p-HEMT транзистора с затвором  $0,3 \times 1600$  мкм, обеспечивающий выходную мощность не менее 1 Вт в линейном режиме и усиление около 7–8 дБ;
- выходной квази-монокристаллический балансный каскад (ГИС-240), выполненный на двух GaAs p-HEMT транзисторах с затвором  $0,3 \times 2400$  мкм;

- направленный детектор выходной мощности (НО);
- стабилизаторы питания, быстродействующий модулятор питания; буферные ТТЛ-логические элементы управления цифровым аттенуатором, схему управления аттенуатором термокомпенсации, датчик температуры, устройство защиты (устройство питания и управления).

Конструкция разработанного усилителя, а также усилителя мощности 2 Вт диапазона 8–18 ГГц для сравнения габаритов показана на рис. 11.23.

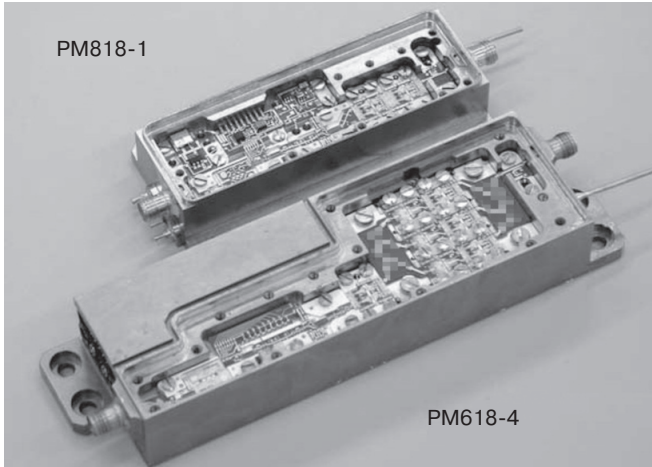


Рис. 11.23. Усилители PM618-4 и PM818-1

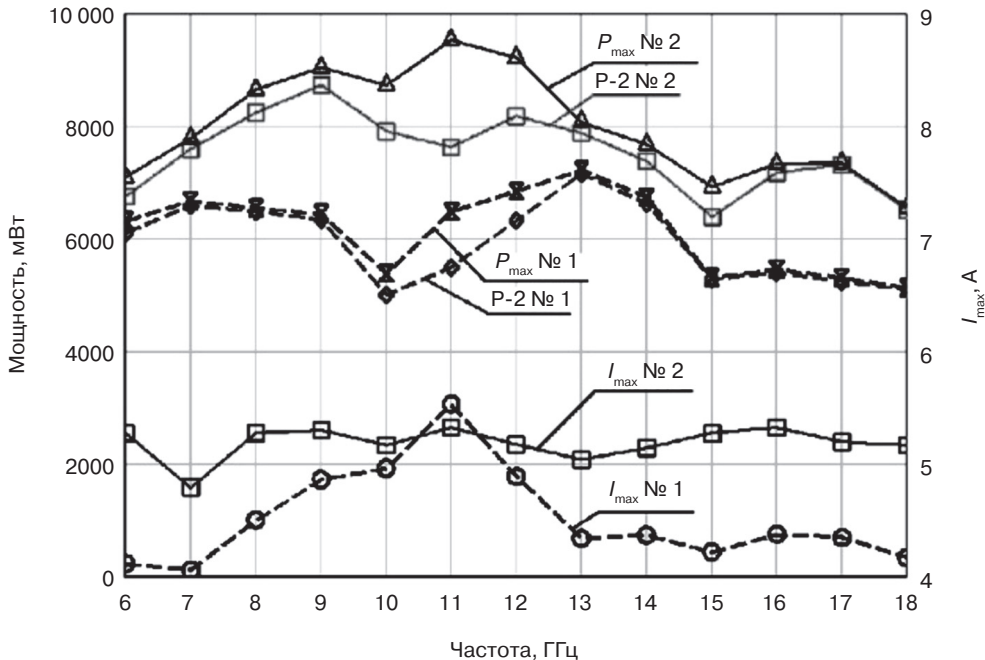


Рис. 11.24. Выходная мощность и максимальный ток потребления усилителей PM618-4

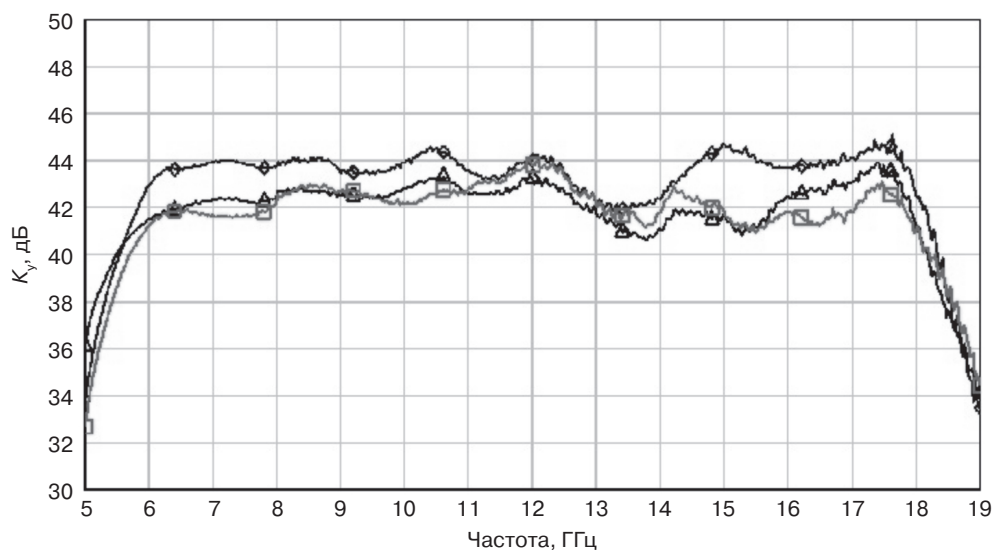


Рис. 11.25. АЧХ усилителей РМ618-4

В ходе исследовательских работ были проведены измерения выходной мощности усилителя РМ618-4 с использованием GaAs p-HEMT транзисторов с затвором  $0,3 \times 2400$  мкм собственной разработки, которые показали существенный прирост линейной мощности (около 1 Вт по всей полосе). На рис. 11.24 приведены результаты измерения мощности и максимального тока потребления для образца РМ618-4 № 1 на транзисторах собственной разработки и образца № 2 на транзисторах фирмы Exelics.

На рис. 11.25 приведены типовые АЧХ трех усилителей РМ618-4. Температурный дрейф АЧХ в диапазоне температур от  $-60$  до  $+75$  °С составляет не более 4 дБ.

Усилитель имеет габариты  $35 \times 118 \times 21$  мм и массу не более 200 г.

Коэффициент усиления в полосе частот 6–18 ГГц составляет от 39 до 47 дБ при неравномерности не более 5 дБ. Ток потребления по цепи «+9 В» менее 6 А, фазовая неидентичность составляет не более  $\pm 25^\circ$ , а КПД от 14 до 20%.

Этот сверхширокополосный транзисторный усилитель РМ618-4 диапазона 6–18 ГГц с выходной мощностью более 6 Вт на транзисторах собственной разработки может использоваться в качестве канального усилителя мощности активной ФАР.

### 11.2.2.3. Технические параметры серии мощных и маломощных СВЧ-усилителей производства АО «Микроволновые системы»

Кроме вышерассмотренных типов СВЧ-приборов, компания поставляет заказчикам широкий спектр других мощных и маломощных СВЧ-усилителей.

Так, в табл. 11.14 представлены функциональные особенности и основные технические параметры серии мощных широкополосных СВЧ-усилителей [17].

В табл. 11.15 представлены функциональные особенности и численные типовые значения основных технических параметров серии малошумящих широкополосных СВЧ-усилителей.

Таблица 11.14. Мощные широкополосные СВЧ-усилители

Название	Функциональные особенности	$\Delta F$ , ГГц	$K_y$ , дБ, тип.	$P_{-1}$ Вт, тип.	$P_{нас}$ , Вт, тип.	$K_{свч}$ вх/вых, не более	$V_{пит}$ , В, тип.	$I_{гор.$ , А, не более	Вид приемки	Примечание
A610M	<ul style="list-style-type: none"> <li>• встроенные стабилизаторы питания</li> <li>• температурная компенсация усиления</li> <li>• встроенный детектор выходной мощности</li> </ul>	4–8	36	10	12	2	+10 –5	4 0,2	ОТК	Коэффициент шума не более 7 дБ
MSPA-1020-26	<ul style="list-style-type: none"> <li>• встроенные стабилизаторы питания</li> <li>• температурная компенсация усиления</li> <li>• встроенный детектор выходной мощности</li> </ul>	1–2	39	0,5	0,7	2	+9 –5	0,9 0,06	ОТК	
MSPA-1040-28	<ul style="list-style-type: none"> <li>• встроенные стабилизаторы питания</li> <li>• температурная компенсация усиления</li> <li>• встроенный детектор выходной мощности</li> </ul>	1–4	36	1,3	1,8	2	+9 –5	1,2 0,1	ОТК	
MSPA-2040-29	<ul style="list-style-type: none"> <li>• встроенные стабилизаторы питания</li> <li>• температурная компенсация усиления</li> <li>• встроенный детектор выходной мощности</li> </ul>	2–4	36	1,3	1,8	2	+9 –5	1,2 0,06	ОТК	
PM12-C8	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 2 синфазных выхода</li> <li>• встроенные стабилизаторы питания</li> <li>• возможность модуляции выходной мощности и тока</li> <li>• температурная компенсация усиления</li> <li>• встроенный детектор выходной мощности</li> </ul>	1–2	42	2 × 10	2 × 12	2	+9 –5	14 0,3	ОТК	2-канальный по выходу. Нормируемые ФЧХ



Таблица 11.14 (продолжение)

Название	Функциональные особенности	$\Delta F$ , ГГц	$K_{\gamma}$ дБ, тип.	$\Delta K_{\gamma}$ дБ, не более	$P_{-1}$ Вт, тип.	$P_{\text{нас}}$ Вт, тип.	$K_{\text{свн}} \text{ вх/вых}$ , не более	$V_{\text{пит.}}$ В, тип.	$I_{\text{пол.}}$ А, не более	Вид приемки	Примечание
PM12-C8-1	<ul style="list-style-type: none"> <li>• встроенные стабилизаторы питания</li> <li>• возможность модуляции выходной мощности и тока</li> <li>• температурная компенсация усиления</li> <li>• встроенный детектор выходной мощности</li> </ul>	1–2	47	3	18	24	2	+9 –5	14 0,3	ОТК	Нормируемые ФЧХ
PM24-C8	<ul style="list-style-type: none"> <li>• встроенные стабилизаторы питания</li> <li>• возможность модуляции выходной мощности и тока</li> <li>• температурная компенсация усиления</li> <li>• встроенный детектор выходной мощности</li> </ul>	2–4	40	3	20	25	2	+9 –5	15 0,3	ОТК	Нормируемые ФЧХ
PM412-8В	<ul style="list-style-type: none"> <li>• встроенные стабилизаторы питания</li> <li>• возможность быстрой (300 нс) модуляции выходной мощности и тока</li> <li>• температурная компенсация усиления</li> <li>• встроенный детектор выходной мощности</li> <li>• цифровое 5-разрядное управление усилением</li> </ul>	4–12	> 39	5	$P_{-2} > 8$	> 10	2,5	+9 –9	11 0,2	ОТК	Нормируемые ФЧХ
PM48-1	<ul style="list-style-type: none"> <li>• встроенные стабилизаторы питания</li> <li>• возможность быстрой (300 нс) модуляции выходной мощности и тока</li> <li>• температурная компенсация усиления</li> <li>• встроенный детектор выходной мощности</li> <li>• цифровое 4-разрядное управление усилением</li> </ul>	4–8	42	4	$P_{-2} = 2,2$	2,5	2	+9 –6	1,9 0,2	ОТК	Нормируемые ФЧХ

Таблица 11.14 (окончание)

Название	Функциональные особенности	$\Delta F$ , ГГц	$K_y$ , дБ, тип.	$\Delta K_y$ , дБ, не более	$P_{-1}$ Вт, тип.	$P_{нас}$ , Вт, тип.	$K_{свн}$ вх/вых, не более	$V_{пит.}$ , В, тип.	$I_{пор.}^2$ , А, не более	Вид приемки	Примечание
PM618-4B	<ul style="list-style-type: none"> <li>• встроенные стабилизаторы питания</li> <li>• возможность быстрой (300 нс) модуляции выходной мощности и тока</li> <li>• температурная компенсация усиления</li> <li>• встроенный детектор выходной мощности</li> <li>• цифровое 5-разрядное управление усилением</li> </ul>	6–18	> 39	5	$P_{-2} > 4$	> 5	2,5	+9 –9	6 0,2	ОТК	Нормируемые ФЧХ
PM818-1	<ul style="list-style-type: none"> <li>• встроенные стабилизаторы питания</li> <li>• возможность быстрой (300 нс) модуляции выходной мощности и тока</li> <li>• температурная компенсация усиления</li> <li>• встроенный детектор выходной мощности</li> <li>• цифровое 4-разрядное управление усилением</li> </ul>	8–18	36	6	$P_{-2} = 1,8$	2	2,5	+9 –6	2,2 0,2	ОТК	Нормируемые ФЧХ

Таблица 11.15. Малошумящие широкополосные СВЧ-усилители

Название	Функциональные особенности	$\Delta F$ , ГГц	$K_{\nu}$ дБ, тип.	$\Delta K_{\nu}$ дБ, не более	$P_{-1}/P_{\text{наст}}$ мВт, тип.	$K_{\text{ш}} \text{ дБ}$ , тип.	$K_{\text{св}} \text{ вх/вых}$ , не более	$V_{\text{пит.}}$ В, тип.	$I_{\text{пер.}}$ мА, не более	Вид приемки	Примечание
MSLA-20180-4.0	<ul style="list-style-type: none"> <li>встроенный стабилизатор питания</li> </ul>	2–18	13	2	10/20	< 4	2,5	7,5	90	ОТК	
MSLA-20180-4.0G	<ul style="list-style-type: none"> <li>бескорпусной</li> </ul>	2–18	13	2	10/20	< 4	2,5	7,5	90	ОТК	Исполнение ГИС (G). Поставки партиями от 10 шт.
MSLA2-20180-4.0	<ul style="list-style-type: none"> <li>встроенный стабилизатор питания</li> </ul>	2–18	26	4	10/20	< 4	2,5	7,5	180	ОТК	
MSLA.2-20180-4.0M	<ul style="list-style-type: none"> <li>встроенный стабилизатор питания</li> <li>возможность модуляции выходной мощности и тока (M)</li> </ul>	2–18	26	4	10/20	< 4,5	2,5	7,5	180	ОТК	
UVA-51A2MC	<ul style="list-style-type: none"> <li>температурная компенсация усиления</li> <li>встроенный стабилизатор питания</li> </ul>	2–18	37	4	50/100	5	2.0	8.0	350	ОТК	

### 11.3. Отечественные СВЧ-комплектующие на GaAs производства ЗАО «НПП «Планета-Аргалл»

Предприятие ЗАО «НПП «Планета-Аргалл» – одно из немногих отечественных предприятий, которое не только ведет новые разработки комплектующих – СВЧ-транзисторов, усилителей, защитных устройств, но и осуществляет их серийное производство по утвержденным техническим условиям в интересах разработчиков аппаратуры.

#### 11.3.1. Транзисторные усилители

В области транзисторных усилителей СВЧ-продукция НПП «Планета-Аргалл» [18] представлена малощумящими твердотельными квазимонолитными СВЧ-модулями [19] на арсениде галлия. В качестве активных усилительных элементов применяются кристаллы FET и р-HEMT серийных транзисторов или их модификаций собственного производства.

Предприятие выпускает усилители в керамических малогабаритных негерметичных корпусах с микрополосковыми или лепестковыми выводами с внутренними схемами согласования и смещения, обеспечивающими непосредственный монтаж в микрополосковые платы потребителя с последующей герметизацией.

Характеристики усилителей представлены в табл. 11.16–11.20. На рис. 11.26 изображен модуль М 421301 (АПНТ.434810.058 ТУ). Размеры корпуса –  $7,5 \times 7,5 \times 1,9$  мм. На рис. 11.27 показан модуль М 52125 (АПНТ.434810.078 ТУ): допустимая входная непрерывная мощность – не более 50 мВт. На рис. 11.28 – модуль М 52127 (АПНТ.434810.094 ТУ): допустимая входная непрерывная мощность – не более 10 мВт. На рис. 11.29 – модуль М 52126 (АПНТ.434810.093 ТУ): входная непрерывная мощность – не более 12 мВт. На рис. 11.30 – модуль М 53214 (АПНТ.434840.022 ТУ): допустимая входная непрерывная мощность – не более 15 мВт. На рис. 11.31 – модуль М 52102 (СФЕК.434810.002 ТУ ГК): допустимая входная непрерывная мощность – не более 2 Вт.

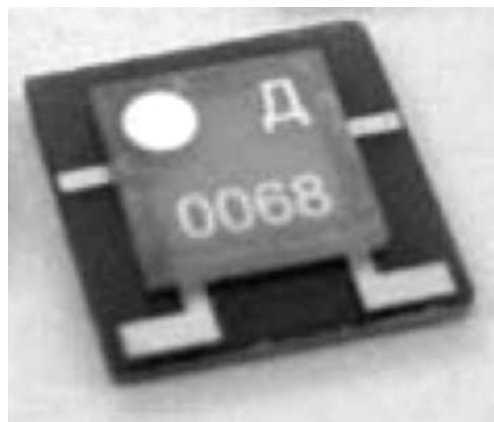


Рис. 11.26. Внешний вид модуля М 421301

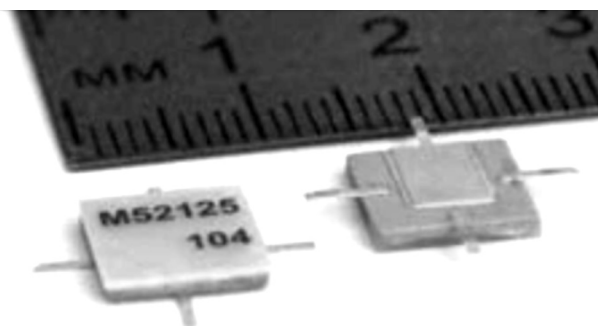


Рис. 11.27. Внешний вид модуля М 52125

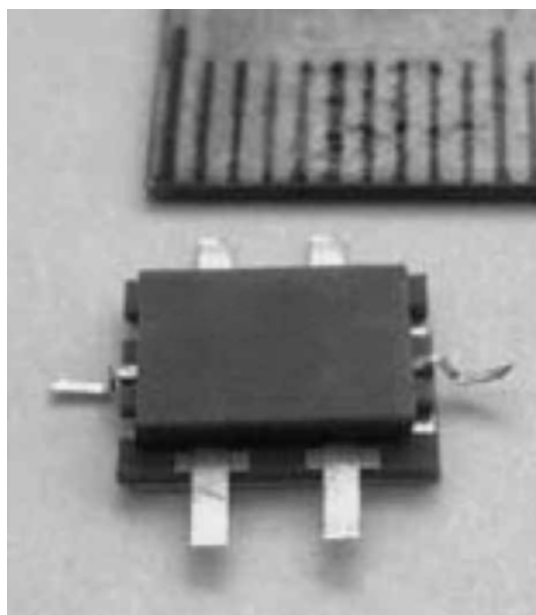


Рис. 11.28. Внешний вид модуля М 52127

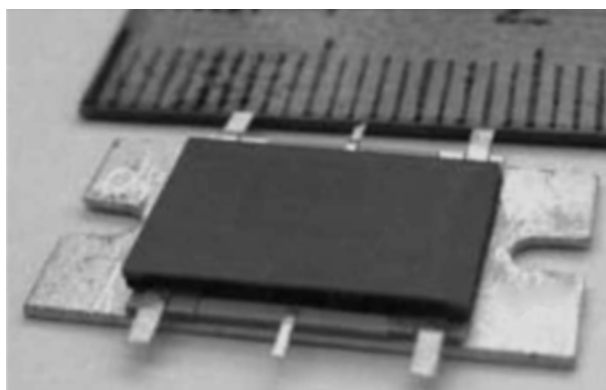


Рис. 11.29. Внешний вид модуля М 52126

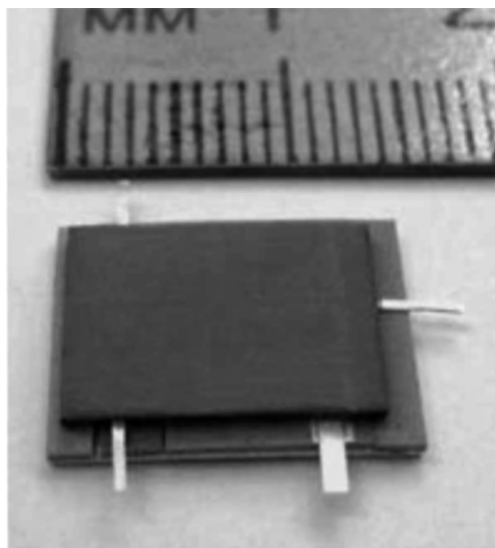


Рис. 11.30. Внешний вид модуля М 53214

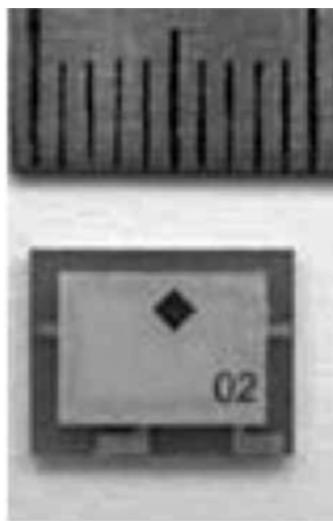


Рис. 11.31. Внешний вид модуля М 52102

Таблица 11.16. Маломощные усилители дециметровых и сантиметровых диапазонов

Наименование изделия	$\Delta f_{\text{р}}$ , ГГц	$K_{\text{ш}}$ , дБ (max)	$K_{\text{ур}}$ , дБ (min)	$\Delta K_{\text{ур}}$ , дБ (max)	$P_{\text{вых}} - 1$ дБ, мВт (min)	$K_{\text{СВН}}$ (вх./вых.)	$U_{\text{пит.}}/I_{\text{потр.}}$ В/мА
М42130А	1,5–3,5	1,5	18	3	5	2/2,5	6/60
М421301Б	1,5–3,5	4	18	3	50	2/2,5	9/100
М421301В	3–8	2,5	16	3	5	2/2,5	6/60
М421301Г	3–8	4,0	16	3	30	2/2,5	9/100
М421301Д	3–5	2,5	20	3	5	2/2,5	6/600
М25125	0,8–3,5	3,5	16	4	50	2,5/2,5	9/150

Таблица 11.17. Маломощный усилитель миллиметрового диапазона

Наименование изделия	$\Delta f_{\text{р}}$ , ГГц	$K_{\text{ш}}$ , дБ (max)	$K_{\text{ур}}$ , дБ (min)	$\Delta K_{\text{ур}}$ , дБ (max)	$P_{\text{вых}} - 1$ дБ, мВт (min)	$K_{\text{СВН}}$ (вх./вых.)	$U_{\text{пит.}}/I_{\text{потр.}}$ В/мА
М52127	33–37	4	20	3	5	2/2	+5/75 –5/28

Таблица 11.18. Усилитель мощности миллиметрового диапазона

Наименование изделия	$\Delta f_{\text{р}}$ , ГГц	$K_{\text{ш}}$ , дБ (max)	$K_{\text{ур}}$ , дБ (min)	$\Delta K_{\text{ур}}$ , дБ (max)	$P_{\text{вых}} - 1$ дБ, мВт (min)	$K_{\text{СВН}}$ (вх./вых.)	$U_{\text{пит.}}/I_{\text{потр.}}$ В/мА
М52126	33–37	–	13	3	150	2/2	+5/340 –5/38

### 11.3.2. Защитные устройства

Кроме транзисторных СВЧ-усилителей, предприятие поставляет потребителям автономные, не требующие питания и внешнего согласования защитные устройства. Эти устройства представляют собой монолитные схемы нескольких каскадов встречно включенных диодов Шоттки на арсениде галлия, что обеспечивает их

устойчивость к высокому уровню входной СВЧ-мощности, быстродействие и малую просачивающуюся мощность [20].

Защитные устройства могут поставляться в негерметичных керамических корпусах и в виде отдельных кристаллов с контактными площадками для внешних присоединений. Обратная сторона кристалла имеет гальваническое покрытие золотом для монтажа кристаллов в схему потребителя на токопроводящий компаунд.

Характеристики защитных устройств представлены в табл. 11.21, а внешний вид – на рис. 11.32, 11.33.

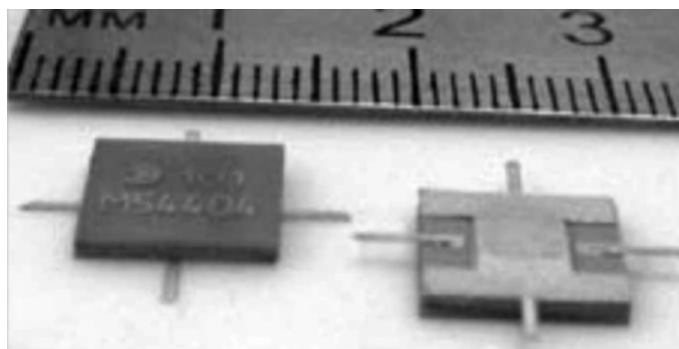


Рис. 11.32. Внешний вид модуля М 54404

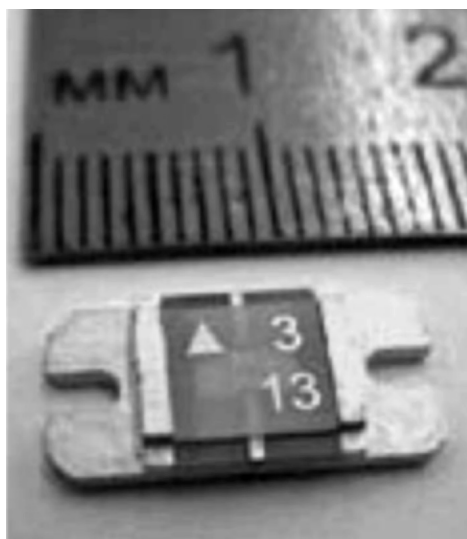


Рис. 11.33. Внешний вид модуля М 54405

Модуль М 54404 (АПНТ.434820.010 ТУ) конструктивно выполнен в корпусе для поверхностного монтажа и характеризуется диапазоном рабочих частот от 0,1 до 6 ГГц и допустимой входной непрерывной мощностью до 10 Вт.

Модуль М 54405 (АПНТ.434820.009 ТУ) тремя литерами перекрывает диапазон частот от 0,1 до 12,5 ГГц при допустимой входной импульсной мощности до 10 Вт и непрерывной мощности до 1,7 Вт.

### 11.3.3. СВЧ-транзисторы

С 2007 г. также расширился перечень выпускаемых малошумящих СВЧ-транзисторов на арсениде галлия. В серийном производстве освоены транзисторы с расширенным динамическим диапазоном – 3П618 и 3П397. Уровень выходной мощности при нормированном значении входной мощности составляет:

- 500 мВт на частоте  $f=1,0$  ГГц – 3П618А;
- 250 мВт на частоте  $f=2,0$  ГГц – 3П618Б;
- 150 мВт на частоте  $f=4,0$  ГГц – 3П618В;
- 100 мВт на частоте  $f=8,0$  ГГц – 3П618В;
- 30 мВт на частоте  $f=6,0$  ГГц – 3П397А.

Также освоены в производстве малошумящие р-НЕМТ-транзисторы 3П398, четырьмя литерами перекрывающие диапазон частот от 4 до 35 ГГц.

Таблица 11.19. Преобразователь частоты

Наименование изделия	$\Delta f_{\text{шир.}}$ , МГц	$F=33-37$ ГГц				$K_{\text{СВН}}(\text{вх./вых.})/K_{\text{ст.УГ}}$	$U_{\text{пит.}}/I_{\text{потр.}}$ , В/мА
		$P_{\text{сет.}}$ , мВт	$K_{\text{пер.}}$ , дБ (min)	$\Delta K_{\text{ур.}}$ , дБ (max)	$P_{\text{вых.}}$ , дБ, мВт (min)		
M53214A	74–200	10–30	13	3	8	2/2,5	9/95

Таблица 11.20. Малошумящие усилители с встроенной защитой от входной непрерывной СВЧ-мощности до 2 Вт

Наименование изделия	$\Delta f_{\text{р.}}$ , ГГц	$K_{\text{ш.}}$ , дБ (max)	$\Delta K_{\text{ур.}}$ , дБ (min)	$\Delta K_{\text{ур.}}$ , дБ (max)	$P_{\text{вых.}}$ , –1 дБ, мВт (min)	$K_{\text{СВН}}(\text{вх./вых.})$	$U_{\text{пит.}}/I_{\text{потр.}}$ , В/мА
M5212A	1,5–3,5	1,5	17	3	5	2/2,5	6/70
M52102Б	1,5–3–5	4	17	3	50	2/2,5	9/120
M52102В	3–8	2,5	15	3	5	2/2,5	6/70
M52102Г	3–8	4	15	3	30	2/2,5	9/120
M52102Д	3–5	2,5	19	3	5	2/2,5	6/70

Таблица 11.21. Защитные устройства

Наименование изделия	$\Delta f_{\text{р.}}$ , ГГц	$a_{\text{пр.}}$ , дБ (max)	$P_{\text{вх.}}$ , Вт	$P_{\text{вх.}}$ , Вт	$P_{\text{прос.}}$ , max, мВт	$P_{\text{прос.}}$ , мВт (max)	$t_{\text{вос.}}$ , нс (max)
M54404	0,1–4	0,7	10	–	50	–	50
	4–6	1,5					
M54405-1	0,1–6	0,7	1,7	10	–	20	
M54405-2	0,1–12,5	1					
	9,4–10,6	0,7					
M54405-3	0,1–12,5	1,5					

В номенклатуру транзисторов входит освоенный в серийном производстве двухзатворный транзистор АП390А с КШ = 2 дБ на частоте 8 ГГц и КШ = 3 дБ на частоте 12 ГГц.

Параметры транзисторов представлены в табл. 11.22–11.24.



Таблица 11.22. Малошумящие СВЧ-транзисторы двойного применения

Наименование изделия	$\Delta f_{гр}$ , ГГц	$f_{нагр}$ , ГГц	Значения электрических параметров (T = 25 ± 10 °C)						Корпус
			$K_{ш\text{нгр}}$ , дБ (max)	$K_{ур\text{опг}}$ , дБ (min)	$S$ , мА/В (min)	$P_{\text{вых}}$ , мВт (min)	$P$ (рассеяния), мВт		
ЗП398А-2	4–18	8	0,4 (тип.)	$K_{ур\text{max}}$ 12,9	60	–	50	023	
ЗП398Б-2	4–18	12	0,45 (тип.)	$K_{ур\text{max}}$ 12,9	30	–	50		
ЗП373А-2	1–8	4	0,4	11,5	30	–	100	022	
ЗП373Б-2			0,5	11					
ЗП373В-2			0,6	10					
ЗП374А-2	4–18	12	0,85	9	15	–	35		
ЗП374Б-2			1	10					
ЗП374В-2			1,2	8,5					
ЗП397А-2	0,1–6	0,1–6	0,3	16	30	30	200	010	
ЗП398Б-2	12–25	18	0,95 (тип.)	$K_{ур\text{max}}$ 11,3	24				–
ЗП385А-2	12–25	18	0,8	9,5	15	–	35		
ЗП385Б-2			1	10					
ЗП385В-2			1,2	8,5					
ЗП618А-2	0,5–4	0,5–1	0,3	18	60	500	1000		
ЗП618Б-2		2	0,5	15					250
ЗП386А-2	18–30	25	1,05	8	10	5	30		
ЗП386Б-2			1,25	7,5					
ЗП386В-2			1,5	7					
ЗП398Г-2	25–35	30	0,8 (тип.)	$K_{ур\text{max}}$ 9,3	20	–	30		
ЗП618В-2	1–10	4	0,7	12	60	150	300		
ЗП389А-2		8	1,5	6				100	
ЗП389А-5	25–40	37	2,5	6	5	–	20		
ЗП389А-5			2	6,5					

Таблица 11.23. Малошумящие СВЧ-транзисторы

Наименование изделия	$\Delta f_p$ , ГГц	$f_{к, \text{нпч}}$ , ГГц	Значения электрических параметров ( $T = 25 \pm 10^\circ \text{C}$ )						Корпус
			$K_{ш, \text{нпч}}$ , дБ (max)	$K_{ур, \text{нпч}}$ , дБ (min)	$S$ , мА/В (min)	$P_{\text{вых}}$ , мВт (min)	$P$ (рассеяния), мВт		
АП605А-2	0,3–8	8	3,5	5	30	75	450	022	
АП605А1-2			2	6	40	100			
АП605А2-2			1,5	7	50	150			
АП331А-2	1–14	10	2,5	8	15	30	250		
АП331А1-2			2	8	30	40			
АП331А2-2			1,5	8	30	30			
АП339А-2	1–18	10	2,4	10	7	25	250		
		18	4	5		15			
АП390А-2 (двух-затворный)	1–12	8	2	13	20	50		037	
		12	3	11					

Таблица 11.24. Обозначение технических условий на транзисторы

Тип изделия	Обозначение ТУ
ЗП373 А, Б, В	АЕЯР.432150.123 ТУ (Д1)
ЗП374А, Б, В	АЕЯР.432150.124 ТУ (Д1)
ЗП385А, Б, В	АЕЯР.432150.166 ТУ (Д1)
ЗП386А, Б, В	АЕЯР.432150.218 ТУ
ЗП389А	АЕЯР.432150.359 ТУ
ЗП397А	АЕЯР.432140.498 ТУ
ЗП398А, Б, В, Г	АЕЯР.432140.520 ТУ
ЗП618А,Б,В	АЕЯР.432150.301 ТУ
АП331А	аАО.336.696 ТУ
АП338А	АДБК.432140.048Т У
АП390А	АДКБ.432140.373 ТУ
АП605А	АДБК.432140.078 ТУ

Транзисторы выпускаются серийно и поставляются в негерметичных металлокерамических корпусах (табл. 11.22, 11.23) и в виде разделенных кристаллов (5-я модификация).

Малая длина затвора (0,25–0,3 мкм), широкий спектр типонаминов транзисторов, отличающихся конструкцией корпуса и таким конструктивным параметром кристалла, как ширина затвора, который изменяется от 40 до 2000 мкм, предоставляет потребителю возможность выбора транзисторов с оптимальными характеристиками для требуемого диапазона рабочих частот.

## 11.4. Особенности проектирования частотно-избирательных микросхем на ПАВ

Обычно задача создания миниатюрных стабильных СВЧ-генераторов решается использованием высокодобротных твердотельных СВЧ-резонаторов в рабочем диапазоне частот генератора, технологически совместимых с гибридными интегральными схемами. Такие приборы с рабочими частотами 0,3–1,5 ГГц должны обеспечивать значение нагруженной добротности резонатора не хуже  $3 \cdot 10^3$  в верхней части диапазона и лучше  $5 \cdot 10^3$  в нижней, а также хорошую температурную и долговременную стабильность частоты. Это позволит реализовать СВЧ-генератор с рабочей частотой 800 МГц, имеющий уровень фазовых шумов ниже -80 дБ/Гц на частоте отстройки 100 Гц.

Одно из направлений развития СВЧ-генераторов – использование приборов на поверхностных акустических волнах (ПАВ) [21]. В СССР в конце 1970-х гг. в НИИ «Пульсар» приступили к решению задачи создания серийно выпускаемых частотно-избирательных приборов на ПАВ и СВЧ-генераторов на их основе.

Кратко рассмотрим особенности разработки этого класса микросхем на примере опыта в НИИ «Пульсар».

При разработке частотно-избирательных микросхем серии 321ФЕхх, принцип работы которых основан на применении ПАВ для СВЧ-резонаторов, необходимо было решить следующие основные задачи: выбрать конструкцию ПАВ-резонатора,

отработать технологию их изготовления и методы подстройки центральной частоты, разработать корпус микросхемы, методы технологического контроля и методы измерений параметров микросхем.

Конструкции резонаторов на ПАВ можно разделить на два основных типа: *резонаторы с отражающими решетками и резонаторы, в которых элементом стабилизации частоты служит линия задержки (ЛЗ).*

На ЛЗ можно делать более высокочастотные резонаторы, но они обладают большими вносимыми потерями (ВП), чем резонаторы с отражающими решетками (ОР), и в них труднее обеспечить одночастотный режим работы. Большая крутизна фазочастотной характеристики, получающейся на длинной ЛЗ на ПАВ (в принципе это приводит к уменьшению шумов СВЧ-генератора), сопровождается большими вносимыми потерями, которые в результате увеличивают шум. Расчеты показали, что в идеальном случае шумы СВЧ-генератора на ПАВ ЛЗ будут определяться той же величиной потерь на распространение ПАВ, что и в случае ПАВ резонаторов с отражающими решетками (ОР).

Максимально достижимая добротность ( $Q_m$  ПАВ-резонаторов с ОР (эта величина, в частности, определяет минимально достижимый уровень шумов) выражается следующей формулой:

$$Q_m = \pi \cdot 1000 \cdot 20 \cdot \lg(e) / (a_1 + a_2 F) \approx 27\,300 / (a_1 + a_2 F),$$

где  $e$  — основание натуральных логарифмов;  $a_1$  и  $a_2$  — коэффициенты затухания ПАВ, обусловленные внешней атмосферой и поглощением ПАВ в подложке соответственно;  $F$  — частота в гигагерцах. Для кварца ST, X-среза и при воздушной нагрузке эти коэффициенты, найденные экспериментально, имеют значения:  $a_1 = 0,47$  дБ/см и  $a_2 = 2,62$  дБ/см/ГГц. Из формулы следует, что  $Q_m = 8800$  для  $F = 1$  ГГц. График зависимости  $Q_m$  от  $F$  приведен в работе [22]. Естественно, дополнительные потери в ПАВ-резонаторе уменьшают ненагруженную добротность. Эти дополнительные потери связаны с сопротивлением электродов встречноштыревого преобразователя (ВШП), с преобразованием ПАВ в объемные акустические волны (ОАВ), с утечкой ПАВ из резонансной полости, образованной ОР, с поглощением ПАВ металлической пленкой, формирующей электроды ВШП, и т.д. В то же время уменьшение потерь увеличивает добротность. Так, на частоте  $F = 0,5$  ГГц при воздушной нагрузке  $Q_m = 15\,300$ , а для вакуумированного прибора ( $a_1 = 0$ )  $Q_m = 20\,800$ .

Большим преимуществом при создании миниатюрных стабильных СВЧ-генераторов на ПАВ-резонаторах с ОР являются малые размеры этого прибора, поскольку отражающие решетки образуют резонансную полость для ПАВ. ВШП, возбуждающий ПАВ, располагается в этой резонансной полости между двумя ОР. При этом входное электрическое сопротивление ВШП уменьшается, и приборы имеют малые потери при работе без согласования в 50-омном тракте даже для такого слабого пьезодиэлектрика, как кварц ST, X-среза. Подложки из этого материала по температурным и технологическим параметрам пригодны для создания ПАВ-резонаторов (например, эти подложки акустически и технологически хорошо согласуются с алюминиевыми пленками, используемыми в качестве электродов микросхемы).

Резонаторы с ОР также можно разделить на два типа: *одноходовые* и *двухходовые*. В одноходовом резонаторе имеется всего один ВШП, он описывается как двухполюсник и является функциональным аналогом широко используемого резонатора на объемных акустических волнах (ОАВ). В метровом диапазоне длин волн для автогенераторов на одноходовых резонаторах используются, как правило, известные схемные решения, разработанные для кварцевых генераторов. Достоинствами этого типа резонаторов с ОР является более простая конструкция. В частности, в этой конструкции проще обеспечить низкое входное электрическое сопротивление прибора для работы без согласования в 50-омном тракте, поскольку в резонансную полость надо поместить всего один ВШП. Следовательно, его можно делать с большим количеством электродов, чем двухходовый резонатор, у которого два ВШП – входной и выходной и который является четырехполюсником. По заявлению фирмы «Хьюлетт-Паккард» в 1981 г. именно этот тип резонатора стал первым в мире серийно выпускаемым резонатором на ПАВ (его центральная частота была 280 МГц).

При использовании одноходового резонатора в автогенераторе основным недостатком является относительно большая величина проходной статической емкости прибора, обусловленная в основном емкостью ВШП. При увеличении рабочей частоты автогенератора использование одноходового резонатора в диапазоне СВЧ затрудняется, так как для компенсации статической емкости требуется индуктивность, а это усложняет конструкцию и настройку схемы автогенератора.

*Прибором на ПАВ, свободным от недостатков, свойственных одноходовому резонатору и линии задержки, является двухходовый резонатор.* В традиционной конструкции двухходового резонатора используются два ВШП в резонансной полости, расположенные вблизи отражательных решеток [23], изготовленных в виде неглубоких канавок. Первые опытные образцы таких резонаторов на частоты ~1,2 ГГц изготавливались с помощью электронно-лучевой литографии. Однако от такой технологии при изготовлении серийных образцов пришлось отказаться из-за низкого процента выхода годных приборов. Существуют две причины низкого процента выхода годных: плохая стыковка полей засветки изображения электронным лучом, что приводит к искажению характеристик ПАВ-резонатора; большой технологический разброс в размерах субмикронных элементов, который приводил к большому разбросу центральной частоты приборов.

Серийные образцы частотно-избирательных микросхем 321ФЕ1х, выпускавшихся с 1983 г., изготавливались с центральной частотой в диапазоне 300–900 МГц. Фотошаблоны для них изготавливались с многократным уменьшением отдельных частей топологии прибора с последующей сборкой окончательного фотошаблона методом проекционной фотолитографии. Использовалась контактная фотолитография при переносе изображения с фотошаблона на подложку. При расчетах топологии (чтобы попасть наилучшим образом в центральную частоту) учитывался дискрет фотонаборной машины, на которой изготавливались первоначальные части топологии, и последующие уменьшенные изображения [24].

При изготовлении элементов топологии на подложке использовался метод «обратной» («взрывной») фотолитографии. Одной из основных проблем, которые возникали при изготовлении кристаллов резонаторов на ПАВ на высокие частоты

с микронным размером элементов, была плохая адгезия фоторезиста к подложке. Для решения этой проблемы было предложено перед нанесением фоторезиста обработать поверхность подложки путем ионно-химического травления на глубину 80–120 нм фреоном  $CF_4$  [25].

Однако применяемая в микросхеме 321ФЕ1х традиционная топология двухвходового резонатора на ПАВ с ОР не позволяет получить малые вносимые потери без согласования при нагрузке 50 Ом (волновом сопротивлении тракта). Для получения без согласования малых вносимых потерь (~6 дБ) была разработана микросхема 321ФЕхх, топология которой имела 3 ВШП.

Низкие вносимые потери и большое количество электродов ВШП в вышеописанной конструкции приводили к существенному влиянию отражений от ВШП (как электрических, так и механических) на параметры резонатора. Для учета этих зависимостей они были исследованы, в частности, методом «многоканального» резонатора [26, 27]. Также была разработана теоретическая модель работы ВШП с учетом отражений, модификация которой в дальнейшем применялась для разработки резонаторных фильтров [28]. Эта модель хорошо описывала работу резонаторов на ПАВ, что позволяло разрабатывать топологии микросхем 321ФЕЭх с различными параметрами (в частности, центральной частотой и вносимыми потерями) без дальнейших коррекций топологии. Были разработаны несколько этапов подгонки частоты резонаторов. В частности, топология микросхемы включала в себя углубление области отражательных решеток, так называемой «ступеньки» [29]. Она хорошо вписывалась в технологический процесс производства микросхем, улучшала параметры приборов, в частности позволяла использовать в приборе существенно более толстые электроды ВШП для уменьшения их сопротивления без существенного увеличения механических отражений, а также производить первый этап подгонки центральной частоты микросхем серии 321ФЕхх [30].

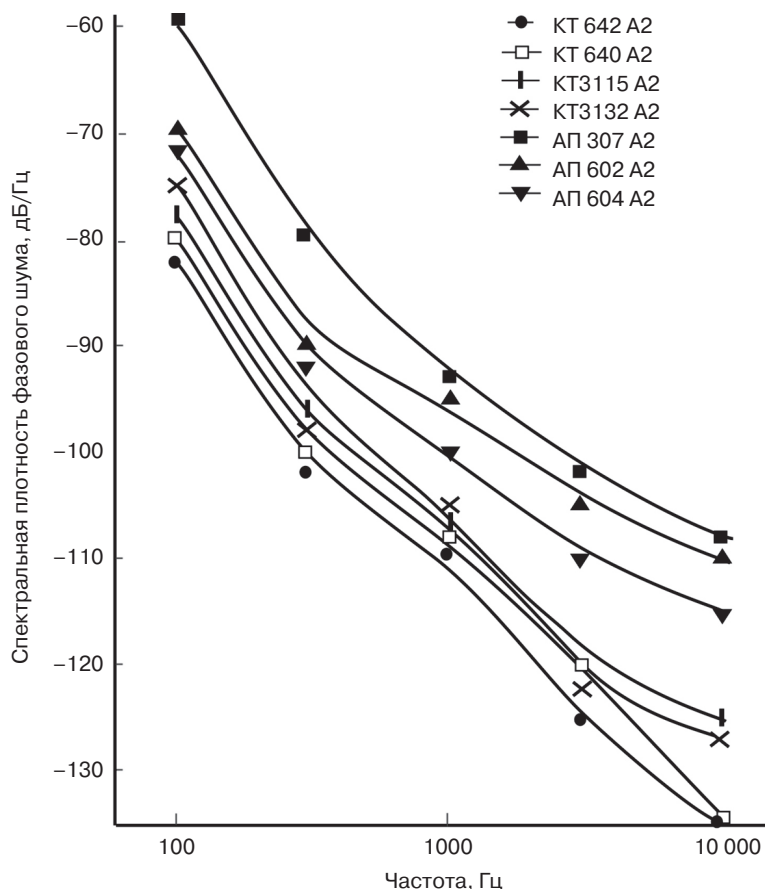
Ниже приведены типичные параметры ПАВ-резонаторов, изготовленных на кварце ST, X-среза. Электрические параметры приборов измерялись в 50-омном тракте без согласования (табл. 11.25).

Экспериментальные исследования флуктуационных характеристик автогенераторов в основном направлены на оптимизацию параметров автогенераторов по критерию минимума спектральной плотности мощности фазового шума [31]. Оптимизация проводилась как от параметров используемого транзистора, так и от параметров согласованного в схеме генератора резонатора на ПАВ.

Широкая номенклатура выпускаемых заводом «Пульсар» СВЧ-транзисторов позволила проанализировать зависимости спектральной плотности мощности фазового шума автогенераторов на большой выборке приборов (рис. 11.34).

**Таблица 11.25**

Центральная частота, МГц	333,33	532,00	715,00
Нагруженная добротность	5000–7000	4000–5500	3000–4000
Вносимые потери, дБ	5–6	5–6	7–8
Размер металлокерамического корпуса (высота × диаметр), мм	6,5 × 17,0	2,5 × 9,5	2,5 × 9,5



**Рис. 11.34.** Спектральная плотность фазового шума автогенераторов с резонаторами на ПАВ, усилительные каскады которых выполнены на различных транзисторах

Исследования показали, что автогенераторы на кремниевых биполярных приборах (КТ640, КТ642, КТ3115, КТ3132) имеют уровень шума на 15–20 дБ ниже, чем автогенераторы на арсенид-галлиевых полевых транзисторах с барьером Шоттки (АП604, АП602, АП307). Похожие зависимости наблюдались Шеа, Салливаном и Кинделлом из компании Sawtek при исследовании СВЧ-генераторов с ПАВ-резонаторами на рабочей частоте 500 МГц [32]. Значение спектральной плотности фазового шума на частоте отстройки 100 Гц по их измерениям составило -60 дБ/Гц для полевых GaAs-транзисторов и -80 дБ/Гц для кремниевых биполярных транзисторов [33].

Уровень фазового шума автогенераторов на транзисторах средней мощности (КТ640, КТ642) на 10–15 дБ ниже, чем у генераторов на малошумящих маломощных транзисторах (КТ3115, КТ3132), что хорошо коррелирует со спектральной плотностью низкочастотного шума транзисторов.

Минимизация спектральной плотности фазовых шумов автогенератора может производиться не только выбором режима работы транзистора, но и оптимизацией

величины связи резонатора на ПАВ с нагрузкой. Оптимальное согласование достигается при величине связи резонатора в генераторе, при которой дальнейшее увеличение добротности приводит к росту потерь в резонаторе, ухудшающих шум генератора. В практически важных случаях оптимум достигается при величине вносимых потерь прибора  $\sim 6$  дБ. Такие потери можно получить при согласовании для частотно-избирательной микросхемы 321ФЕ1х или без согласования для микросхемы 321ФЕЭх (как правило, дополнительные элементы в автогенераторе увеличивают его шум и усложняют конструкцию и настройку схемы СВЧ-устройства).

Разработанная в 1985 г. микросхема 321ФЕЭх имела значение нагруженной добротности в генераторе  $Q = 5000$ . Это позволило получить значение спектральной плотности фазового шума автогенераторов с рабочей частотой 750 МГц  $-90$  дБ/Гц при частоте отстройки 100 Гц [31], что существенно лучше, чем у выпускавшихся с 1983 г. микросхем 321ФЕ1х. Полученные результаты совпадают с данными, опубликованными на тот период специалистами Tektronix [33], U.S. Army ET & DL (рис. 11.35).

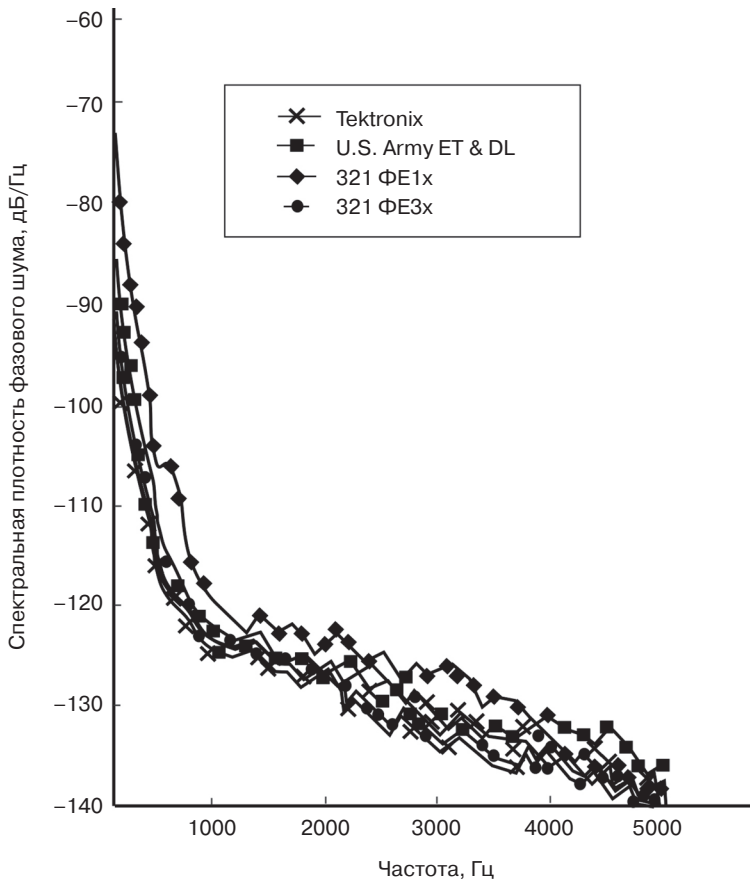


Рис. 11.35. Зависимости спектральной плотности фазового шума автогенераторов с приборами на ПАВ



Следует отметить, что наилучшее известное значение добротности ПАВ прибора было достигнуто Паркером с сотрудниками [34] из фирмы Raytheon Research Division в вакуумированном кварцевом корпусе. Это позволило им получить в генераторе с рабочей частотой 500 МГц значение фазового шума  $-110$  дБ/Гц на частоте отстройки 100 Гц. Однако столь сложный корпус и технологический процесс изготовления прибора не пригодны для массового производства резонаторов на ПАВ. Это позволяет считать микросхемы 321 ФЕЗх находящимися на уровне лучших серийных зарубежных приборов на ПАВ.

По величине фазового шума СВЧ-генераторы с приборами на ПАВ уступают кварцевым генераторам с умножителями частоты при нормальных условиях. Однако в реальной аппаратуре автогенераторы часто работают в условиях воздействия вибраций, ударов и акустических воздействий. В этих условиях преимущества автогенераторов с резонаторами на ПАВ перед кварцевыми генераторами становятся очевидными (рис. 11.36).

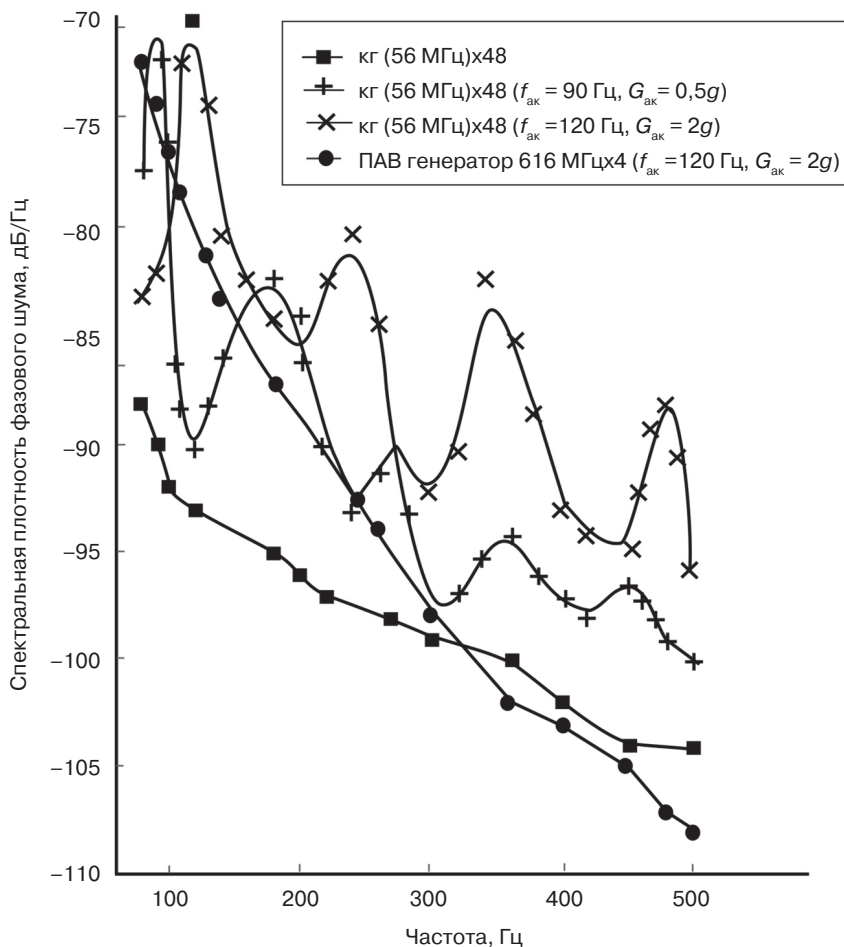


Рис. 11.36. Спектральные плотности фазового шума различных типов СВЧ-генераторов при вибрационных воздействиях

Результаты исследований СВЧ-генераторов с рабочей частотой 2,5 ГГц на различных типах приборов показали, что даже при незначительных вибрационных нагрузках параметры кварцевых генераторов существенно ухудшаются. При вибрациях с ускорением  $\sim 2g$  уровень фазового шума кварцевых генераторов на 10–15 дБ хуже, чем у автогенераторов с резонаторами на ПАВ.

### 11.5. Радиоприемные СВЧ-устройства производства НПП «Пульсар»

К числу основных требований, предъявляемых к современным СВЧ радиоприемным устройствам, относятся малые массогабаритные характеристики, которые в современной аппаратуре часто определяют принципиальную возможность ее размещения на объекте.

Отличительной особенностью значительной части СВЧ-устройств являются также ужесточенные требования к рабочему диапазону температур и циклическим изменениям температур, предъявляемые к аппаратуре, размещаемой вне комфортной зоны.

В ГУП «НПП «Пульсар» еще в 1980-х гг. была разработана и внедрена в серийное производство серия СВЧ приемных устройств дециметрового диапазона для бортового ответчика системы Государственного опознавания [35]. Один из этих приемников представлен на рис. 11.37.

Следует отметить следующие его принципиальные особенности:

*на уровне микросхем* – использование технологии ГИС с применением доступной на начало 1980-х гг. технологии квазимонолитных ИС (широкое использование кристаллов активных элементов, применение встроенных тонкопленочных резисторов с повышенной допустимой рассеиваемой мощностью);

*на уровне функциональных устройств* – использование при создании функциональных узлов бескорпусных ГИС (с последующей общей герметизацией изделия);

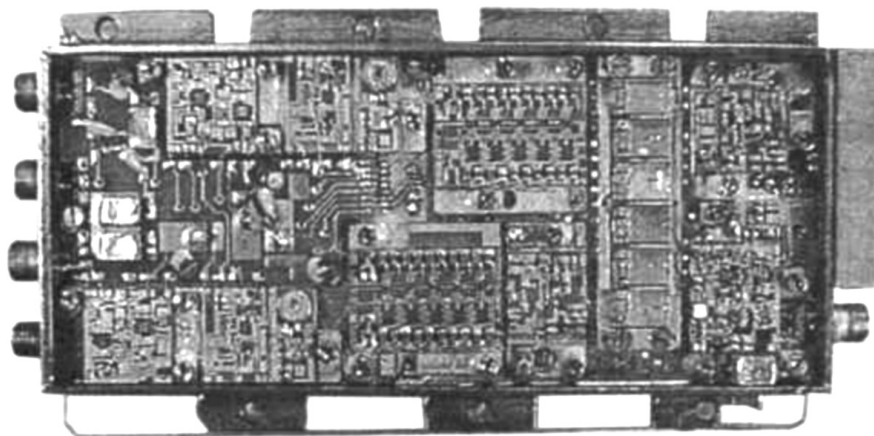


Рис. 11.37. Внешний вид СВЧ-приемника для бортового ответчика системы Государственного опознавания (1985 г.)

на уровне приемного устройства в целом:

- а) отсутствие специальных экранирующих ячеек, достигнутое благодаря:
- оптимальной с точки зрения минимизации уровня электромагнитных наводок компоновки тракта в целом;
  - применения двухэтажной конструкции устройства и несущего основания в качестве конструктивного элемента электромагнитной развязки;
  - использования объемно-полосковых входных СВЧ-фильтров и микрополоскового фильтра сосредоточенной селекции (ФСС), оптимизированных по критерию минимальной высоты и совместимых с остальными узлами изделия;
  - использования корпусов СВЧ-фильтров и ФСС (перегораживающих корпус в плане) в качестве конструктивных элементов электромагнитной развязки;
  - использования герметизирующих крышек корпуса (совместно с корпусами фильтров) в качестве замыкающего элемента электрогерметизирующей ячейки;
- б) значительное уменьшение размеров за счет использования лазерной герметизации тонкостенного корпуса.

Благодаря перечисленным выше конструкторско-технологическим решениям было достигнуто уменьшение размеров по сравнению с прототипом, выполненным по технологии предыдущего поколения, не менее чем в 30 раз. Серийный выпуск этих приемных устройств и многолетняя их эксплуатация показали высокий уровень надежности разработки. При этом фактические показатели надежности превысили характеристики прототипа более чем в 10 раз.

На базе предыдущих работ и с учетом новых технологических разработок в конце 1990-х гг. на предприятии проведена успешная разработка широкополосного многофункционального приемопередающего модуля (ППМ), работающего в коротковолновой части дециметрового диапазона. Модуль включает в себя двухканальный малошумящий приемный тракт с двойным преобразованием частоты, а также передающий тракт с суммарной выходной мощностью по двум каналам около 1 Вт, снабженный 5-разрядным прецизионным фазовращателем (рис. 11.38).

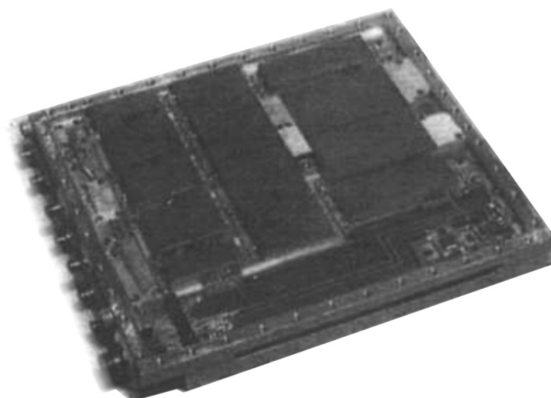


Рис. 11.38. Внешний вид многофункционального СВЧ приемопередающего модуля

Поскольку функциональная насыщенность данного модуля многократно превышает описанное выше устройство, а требования по массогабаритным характеристикам являлись определяющими, здесь применен ряд новых конструктивно-технологических решений. Ключевыми из них являются:

- использование для обеспечения внутримодульной ЭМС электрогерметичных микрокорпусов, в которых расположены функциональные узлы со своей системой параметров, обеспечивающих минимум настроек при сборке модуля;
- герметизация двухэтажного дюралевого корпуса с помощью индиевого «шнура», прижимаемого через крышку близко расположенными винтами.

В результате такое функционально насыщенное многоканальное приемное и передающее устройство в герметичном корпусе, защищающем его от широкого спектра климатических и механических воздействий, реализовано (вместе с элементами теплоотвода) в исключительно малых ( $28 \times 160 \times 180$  мм) размерах. При этом в модуле использована только отечественная элементная база, включая миниатюрные ферритовые вентили НПО «Фаза», а также ВЧ- и СВЧ-фильтры на ПАВ ООО «Бутис-М». Большая часть активной элементной базы произведена в ГУП «НПП «Пульсар».

Следует отметить: несмотря на то, что данная разработка выполнялась в значительно худших экономических условиях, чем ранние разработки, сроки разработки оказались меньше, а технологичность – значительно выше, чем у приемника, описанного выше.

Опыт выпуска таких ППМ (а их за последний год изготовлено несколько десятков) показывает, что их качество и технологичность изготовления определяются уровнем применяемой элементной базы. Поскольку в ППМ применяется исключительно отечественная элементная база, то в НПП «Пульсар» в инициативном порядке разрабатывается ряд принципиально важных для современных устройств элементов СВЧ-электроники. Часть этих элементов нашла применение в созданном ППМ.

Для использования в устройстве защиты входных цепей ППМ от высокого уровня синхронной и несинхронной помехи разработана серия специальных ограничительных и переключающих диодов на основе GaAs [36]. Применение таких диодов (вместо традиционных кремниевых) наряду с оригинальным схемотехническим решением позволило значительно упростить схему реализации неуправляемого устройства защиты, а также уменьшить вносимые потери узла на 0,2–0,3 дБ.

Известно, что уровень требований к входному устройству защиты в значительной степени определяется возможностями транзисторов, используемых во входных каскадах преселектора. Причем речь не обязательно идет о катастрофическом выходе прибора из строя. Как показали исследования, катастрофическому отказу предшествует деградация характеристик транзистора, и в первую очередь коэффициента шума. В этой связи отметим, что в системе параметров малошумящих транзисторов (как отечественных, так и зарубежных) отсутствует такой принципиальный параметр, как предельно допустимый уровень входной СВЧ-мощности. Некоторые данные говорят о том, что для GaAs полевых транзисторов с барьером Шоттки эта величина находится на уровне около 100 мВт. Для НЕМТ-транзисторов этот уровень в 2–2,5 раза ниже. С точки же зрения разработчиков аппаратуры, желательным являлся бы уровень не ниже 200–500 мВт.

Проведенный анализ показал, что создание малошумящего GaAs полевого СВЧ-транзистора (эти транзисторы используются на сегодня в малошумящих входных цепях СВЧ-приемников), оптимизированного не только по критерию минимума коэффициента шума, но и по параметру предельно допустимой входной мощности с желательными для разработчиков требованиями, является сложной технологической и схемотехнической задачей. В рамках решения этой задачи в НПП проведена разработка малошумящего GaAs полевого СВЧ-транзистора для дециметрового диапазона волн с низким (около 0,5 дБ) коэффициентом шума. Учитывая его относительно низкий рабочий ток (20–30 мА), данный прибор аналогов в России не имеет. Ряд технологических особенностей, предусмотренных при изготовлении этого прибора, позволяет рассчитывать на повышение стойкости транзистора к уровню паразитных СВЧ-воздействий.

Использование в описываемом устройстве отечественной элементной базы при всех достоинствах (в первую очередь это касается отработанной системы контроля качества) имеет принципиальные недостатки. В основном они связаны с низким уровнем интеграции отечественной элементной базы. Это вынуждает разработчика использовать относительно дорогую технологию тонкопленочных гибридных интегральных схем с последующей низкопроизводительной сборкой.

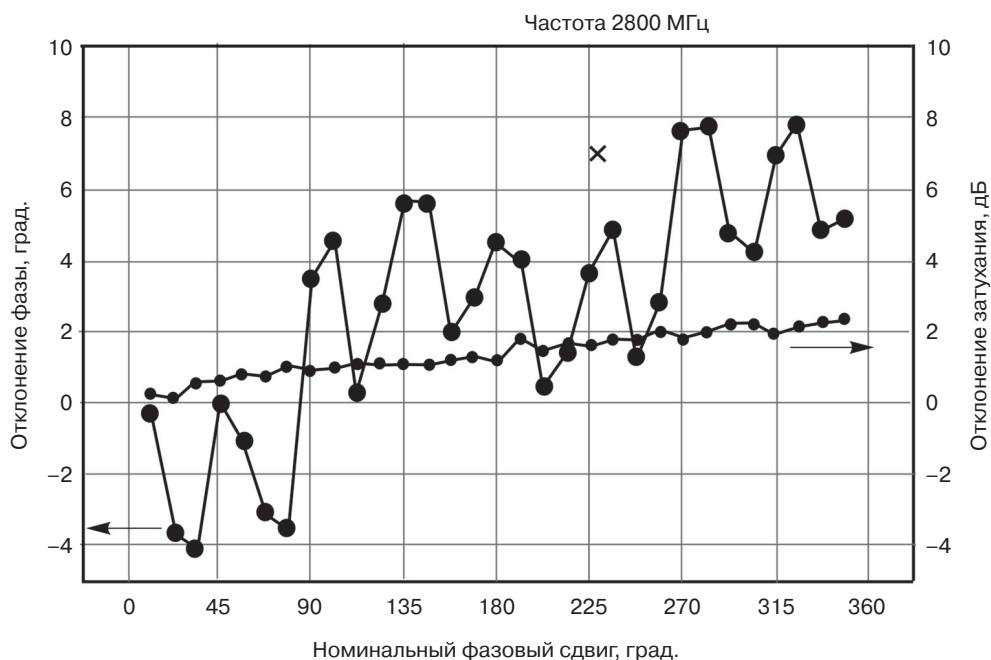
Одним из важных узлов описанного выше ППМ является малогабаритный прецизионный 5-разрядный СВЧ-фазовращатель (ФВ) со следующими требованиями:

- 1) цена младшего разряда: 11,25°;
- 2) время переключения дискретов: не более 1 мкс;
- 3) точность установления разрядов, градусов, не хуже чем:
  - разряд 11,25°: ±2;
  - разряд 22,5°: ±3;
  - разряд 45°: ±4;
  - разряд 90°: ±5;
  - разряд 180°: ±6.

Проведенный анализ литературы и последующее компьютерное проектирование позволили сделать выбор типа схемы фазовращателя для реализации того или иного дискрета ФВ.

Фазовращатели с дискретом фазового сдвига 180° и 90° выполнены с гибридными узлами, в качестве которых используются мосты Ланге для получения требуемой точности фазового сдвига в заданном диапазоне частот.

Для создания фазовращателей с дискретом фазового сдвига 45°, 22,5° и 12,25° был выбран вариант, основанный на том, что реактивности различного характера, шунтирующие линию передачи, по-разному изменяют ее электрическую длину: емкостная увеличивает, а индуктивная уменьшает. Кроме того, две одинаковые реактивности в линии, разнесенные на  $\lambda/4$ , не создают отраженной волны при условии, что их нормированные проводимости малы по сравнению с единицей. Оптимизация фазовращателей по уровню вносимого затухания во многом определяется типом выбранного р-і-n-диода. Для получения приемлемых потерь и токов управления в данной работе был применен отечественный диод 2А543А-5. В качестве материала подложки выбран поликор толщиной 1 мм. На рис. 11.39 представлена экспериментальная характеристика фазовращателя, снятая в нескольких точках частотного диапазона работы.



**Рис. 11.39.** Результаты экспериментального исследования узла 5-разрядного фазовращателя на частоте 2800МГц

Ток потребления разработанного 5-разрядного фазовращателя (вместе со схемой управления) не превышает 70 мА по цепи +5 В (во включенном состоянии) и 20 мА по цепи -5 В. Уровень входной мощности, при котором сохраняются точностные характеристики устройства, не менее 50 мВт.

Конструктивно фазовращатель выполнен в виде стального герметичного (электрогерметичного) корпуса со встроенными герметичными металlostеклянными вводами для ввода и вывода СВЧ-сигналов, напряжений питания и управления. Герметизация (электрогерметизация) корпуса осуществляется путем приваривания тонкостенной крышки методами роликовой (контактной) сварки. Внутри корпуса установлены дискретные фазовращатели, а также дополнительные усилители и аттенюаторы, минимизирующие влияние конечного КСВН-тракта на фазовые характеристики устройства.

Опыт изготовления разработанных фазовращателей показал пригодность этих миниатюрных устройств (размеры корпуса вместе с элементами крепления, полосковыми СВЧ-выводами и вводами питания и управления не превышают  $7 \times 38 \times 72$  мм) для воспроизводства.

Одним из часто используемых узлов в СВЧ приемных устройствах является переключаемый дискретный многоразрядный СВЧ-аттенюатор. Для этих целей в НПП «Пульсар» разработан и используется в ряде разработок миниатюрный (размером вместе со схемой управления  $20 \times 30$  мм) широкополосный (1–3 ГГц) гибридный многоразрядный аттенюатор.

Каждое звено такого аттенюатора состоит из двух параллельных аттенюаторов, переключаемых р-і-п-диодами. При переключении аттенюаторов происходит из-

менение ослабления сигнала на величину разности ослаблений двух аттенюаторов в звене. Разности ослаблений в звеньях 0,5; 1,0; 2 дБ, 4; 8; и 16 дБ обеспечивают ступенчатое изменение ослабления в тракте от 0,5 до 31,5 дБ с шагом 0,5 дБ. Реализованное значение точности такого аттенюатора не хуже  $\pm(0,5-1)$  дБ при скорости переключения 0,1–0,25 мкс.

Управление аттенюатором осуществляется подачей напряжения +5 и -5 В через резисторы на р-і-п-диоды. Преобразование управляющих сигналов с ТТЛ-уровнями в напряжение управления осуществляется ГИС на основе специализированной микросхемы преобразования уровня, разработанной для этих целей, так же как и специальные GaAs переключаемые р-і-п-диоды, в НПП «Пульсар».

Другим часто используемым в супергетеродинных приемниках функциональным узлом является фильтр сосредоточенной селекции на частоту 30–150 МГц с полосой пропускания, обычно составляющей от 2 до 10 МГц. Наиболее технологичным является использование для этих целей фильтров на поверхностно-акустических волнах (ПАВ). Однако для целого ряда применений известные недостатки этого класса фильтров (большие вносимые потери, конечный уровень подавления паразитных 2- и 3-заходных сигналов, большая величина задержки сигнала, амплитудные и фазовые пульсации в полосе пропускания) вынуждают использовать классические L- и C-фильтры на сосредоточенных элементах. Известным и достаточно технологичным решением является использование для этих целей планарных индуктивностей, изготовленных по тонкопленочной технологии. При этом обычно используется вариант емкостной связи между контурами.

В развитие этого варианта в НПП «Пульсар» создана и используется в разработках двухуровневая конструкция классического (с последовательным контуром в связи) фильтра на основе упомянутых выше планарных индуктивностей. Такой фильтр не имеет характерной для фильтров с емкостной связью затынутости высокочастотного ската. При полосе пропускания 5 МГц фильтр имеет коэффициент прямоугольности 3,4 по уровню 30 дБ и 5,4 – по уровню 60 дБ (для обеспечения такого уровня избирательности необходимо каскадирование двух фильтров на ПАВ с компенсирующим усилителем между ними).

Из сопоставления характеристик рассмотренного фильтра с реально полученными результатами фильтров на ПАВ видно, что реализованный фильтр, будучи лишен известных недостатков фильтров на ПАВ, превосходит его по величине избирательности при больших отстройках, а также по вносимым потерям. Размеры предложенного фильтра сопоставимы даже с размерами одиночных корпусных фильтров на ПАВ.

Одним из ключевых элементов многофункциональных приемных устройств, определяющих его массогабаритные характеристики (особенно в дециметровом диапазоне длин волн), является узкополосный высокочастотный полосовой СВЧ-фильтр. Их разработка и совершенствование конструкции являются актуальной проблемой. За десятилетия работы предложен широкий спектр такого рода устройств – от коаксиальных воздушных фильтров до фильтров на ПАВ и на диэлектрических резонаторах. В связи с массовым применением в современных приемных устройствах технологий гибридных и монолитных интегральных схем, характеризующихся, в частности, малыми размерами (и особенно высотой) функциональных устройств, актуальной является задача создания фильтров, оптимизированных по



критерию миниатюрности и совместимости по высоте с функциональными узлами, изготовленными по планарной технологии. В работе [37] предложены узкополосные объемно-полосковые СВЧ-фильтры на керамике с высокой диэлектрической проницаемостью, удовлетворяющие данным требованиям.

Принцип работы объемно-полосковых фильтров заключается в том, что итоговая характеристика фильтра образуется при совместном участии как собственно фильтрующей тонкопленочной встречностержневой структуры, так и корпуса, верхняя крышка которого находится настолько близко от поверхности полосковой структуры, что внутренний объем начинает принимать самое непосредственное участие в формировании амплитудно-частотной характеристики. В результате совместного действия перечисленных факторов получается эффективная по электрическим параметрам и очень компактная (особенно по высоте) электрогерметичная конструкция, технологически хорошо совместимая с устройствами современной твердотельной электроники.

Принципиальной отличительной особенностью предложенной топологии собственно микрополосковой структуры, в значительной степени позволившей решить поставленные задачи, является значительно уменьшенная (по сравнению с традиционной) величина волнового сопротивления используемых резонаторов. Это привело к 10–20-кратному увеличению их ширины (до 3–3,5 мм), а также к увеличению зазоров между ними (до 4–5 мм). Такая особенность топологии позволила создать простую, компактную и эффективную систему перестройки резонаторов и повысить их добротность.

В НПП «Пульсар» разработана и внедрена серия оригинальных узкополосных объемно-полосковых СВЧ-фильтров на керамике с высокой диэлектрической проницаемостью (ТЛ-75) в электрогерметичных корпусах с полосковыми выводами и элементами настройки. Конструкция фильтров оптимизирована по критерию совместимости по высоте с функциональными узлами, изготовленными по планарной технологии.

Основными отличительными особенностями разработанных объемно-полосковых фильтров являются:

- миниатюрность: один из основных конструктивных параметров – высота корпуса фильтра – составляет всего 5,5 мм, что делает его совместимым с современной планарной технологией;
- надежность крепления керамической платы фильтра в корпусе: проведенные исследования подтвердили пригодность заложенных в конструкцию вариантов крепления керамической платы для использования в широком диапазоне механических и климатических воздействий;
- внутренняя электрогерметичность: несмотря на миниатюрность, уровень электромагнитной развязки между СВЧ-вводами фильтра превышает 45–50 дБ;
- внешняя электрогерметичность: особенности конструкции корпуса фильтра позволяют легко обеспечить высокий уровень внешней межкаскадной электромагнитной развязки. Применение разработанных фильтров позволяет создавать в изделии электрогерметичные объемы с очень высоким уровнем межкаскадной электромагнитной развязки естественным образом без применения дополнительных стенок, крышек, винтов;



- закончены разработки и идут поставки для известного радиолокационного комплекса «Утес-М» малошумящего гетеродинного модуля на диапазон выходных частот около 1,3 ГГц;
- заканчивается разработка сходного модуля на более высокую частоту;
- в интересах целого ряда заказчиков идет разработка и поставка малошумящих входных СВЧ-усилителей разной степени функциональной насыщенности.

К числу серьезных достижений предприятия в рамках модернизации одного из ранее разрабатывавшихся комплексов относится успешное завершение работ по созданию многофункционального приемного и частотозадающего модуля 3-см диапазона (рис. 11.40). Благодаря использованию оригинальных конструктивных и схемно-технологических решений, используя практически полностью отечественную элементную базу (более 95% ее производства приходится на НПП «Пульсар»), удалось уменьшить по сравнению с прототипом объем аппаратуры более чем в 100 раз. При этом блок, включающий в себя несколько малошумящих СВЧ-приемных устройств 3-см диапазона, двухдиапазонный дискретно переключаемый малошумящий СВЧ-гетеродин, генератор шума, а также вторичный источник питания (рис. 11.41) и имеющий объем менее 3 л, обладает по сравнению с прототипом в 10–15 раз большей надежностью и в 10 раз уменьшенным энергопотреблением.

В ГУП «НПП «Пульсар» также разрабатываются СВЧ-устройства дециметрового и сантиметрового диапазонов длин волн на отечественной элементной базе:

- твердотельные устройства защиты от синхронных (с уровнем до 300 Вт) и несинхронных помех (с уровнем до 20 Вт) с вносимыми потерями 0,5–0,7 дБ;
- малошумящие усилители с коэффициентом шума 0,8–1 дБ;
- дискретные многоуровневые фазовращатели и аттенюаторы;

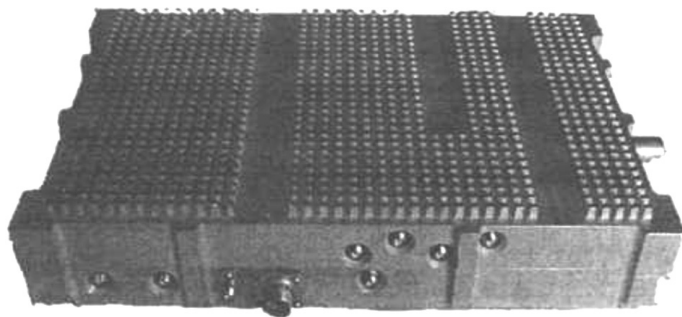


Рис. 11.40. Приемный модуль 3-см диапазона для изделия «Печора-2М»

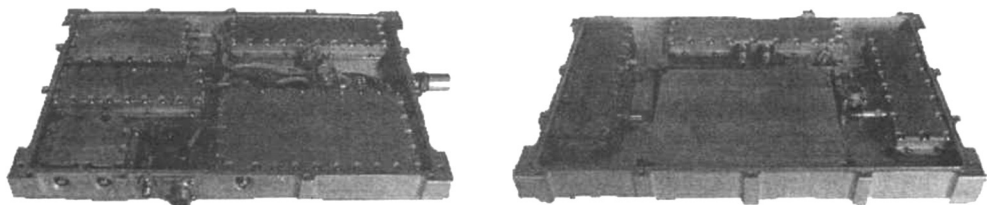


Рис. 11.41. Компонировка приемного и частотозадающего модуля 3-см диапазона

- СВЧ-синтезаторы частоты;
- миниатюрные усилительно-умножительные цепочки с использованием фильтров на ПАВ;
- микрополосковые и объемно-полосковые СВЧ-фильтры дециметрового и сантиметрового диапазонов длин волн;
- миниатюрные фильтры сосредоточенной селекции на основе планарных L-С-контуров;
- разнообразные СВЧ-усилители, работающие в непрерывном и импульсном режимах с выходной мощностью до 20 Вт.

## 11.6. Высокоскоростные аналого-цифровые преобразователи для РЛС

Как известно, для современных усовершенствованных радиолокационных систем требуется обеспечить ряд дополнительных эксплуатационных требований, в том числе поддержку многофункциональной обработки и динамических режимов настройки. Поскольку многие РЛС работают в полосе частот, близкой к частотным спектрам других систем, в частности коммуникационной инфраструктуры, возникает необходимость в разработке РЛС, которые можно динамически настраивать в соответствии с новыми требованиями, обусловленными окружающей средой и особенностями эксплуатации, что стимулирует создание полностью цифровых когнитивных радиолокационных систем.

Потребность в цифровой обработке сигнала заставляет разработчиков предусматривать возможность преобразования сигнала в цифровую форму уже на начальных каскадах цепи обработки сигнала, перемещая АЦП ближе к антенному входу, что создает ряд проблем системного характера. Для примера на рис. 11.42 приведена блок-схема типовой РЛС частотного диапазона X, где обычно используют два аналоговых каскада смешения частот. В первом каскаде осуществляется смешивание импульсного отраженного РЛС с сигналом частотой около 1 ГГц, а во втором – с промежуточной частотой в диапазоне 100–200 МГц, чтобы обеспечить выборку сигнала с помощью 200-МГц/с АЦП с разрешением не менее 12 бит [38].

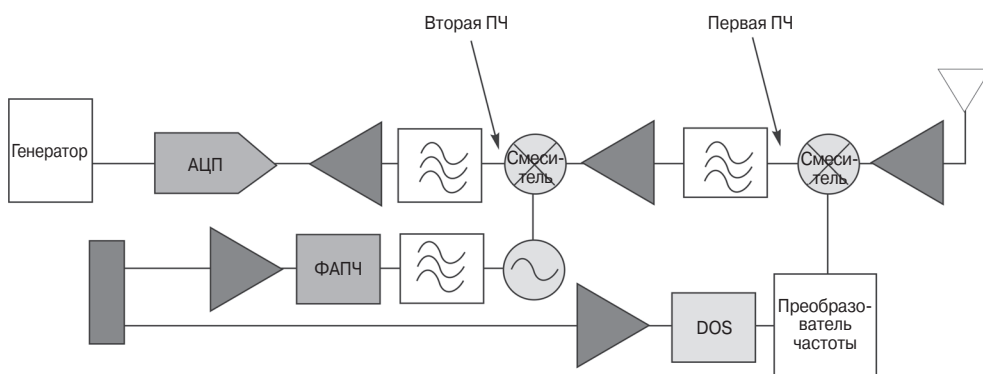


Рис. 11.42. Блок-схема приемного тракта радиолокационной системы с двумя промежуточными частотами

В такой архитектуре задачи быстрой перестройки частоты и сжатия сигнала могут быть реализованы в аналоговой области, что требует модификации процесса обработки сигнала. Следует отметить, что даже выборка на частоте 200 МГц/с уже является значительным шагом вперед в области систем обработки радиолокационных данных, но на следующем этапе эволюции нужно реализовать новые решения на пути к созданию полностью цифровых РЛС.

В последние годы на рынке появились АЦП с частотой выборки более 1 ГГц/с, что позволяет перенести преобразование сигналов в цифровой вид еще ближе к антенне — после первого каскада смесителя. Преобразователи с аналоговой полосой более 1,5 ГГц уже поддерживают оцифровку первой промежуточной частоты (ПЧ), однако во многих случаях линейность и спектральная плотность современных АЦП не отвечают системным требованиям.

Кроме того, до недавнего времени высокоскоростные АЦП в качестве средства передачи данных между этим АЦП и платформой цифровой обработки сигнала (как правило, ПЛИС или процессором) использовали преимущественно параллельные LVDS-интерфейсы. Однако использование LVDS-шины данных на выходе АЦП связано с определенными проблемами, поскольку LVDS-шина должна работать на такой частоте, которая значительно превышает допустимые нормы, установленные стандартом IEEE, и не может быть приемлемой для ПЛИС.

Для решения этой проблемы разработчики систем демультимплексируют выходные данные на две или четыре LVDS-шины, чтобы снизить скорость передачи данных в расчете на одну шину. Например, для 10-разрядного АЦП, работающего на частоте выборки свыше 2 Гвыб/с, потребовалось бы реализовать демультимплексирование на выходе с коэффициентом 4 для создания 40-разрядной LVDS-шины. Учитывая, что многие радиолокационные системы, в особенности фазированные антенные решетки, используют множество гигагерцевых АЦП, проектирование системы становится трудноразрешимой задачей, поскольку требуется разводка и согласование по длине множества линий. Не говоря уже о необходимости соединений множества выводов ПЛИС.

Новые высокоскоростные АЦП обеспечивают решения, которые не только преодолевают существующие проблемы, но и позволяют дополнительно оптимизировать систему. Эти преобразователи имеют весьма высокую линейность, а также полосу пропускания аналогового сигнала более 3 ГГц, что позволяет реализовать субдискретизацию в L- и, частично, в S-диапазоне частот. За счет этого обеспечивается прямая выборка радиочастотного сигнала в этих частотных диапазонах. При этом снижается количество компонентов и уменьшаются размеры системы за счет исключения одного смесителя. Для более высокочастотных систем это также позволяет использовать более высокую ПЧ, появляется возможность уменьшить число смесителей и фильтров, а также повысить гибкость распределения частот, поскольку можно использовать более широкий спектр промежуточных частот.

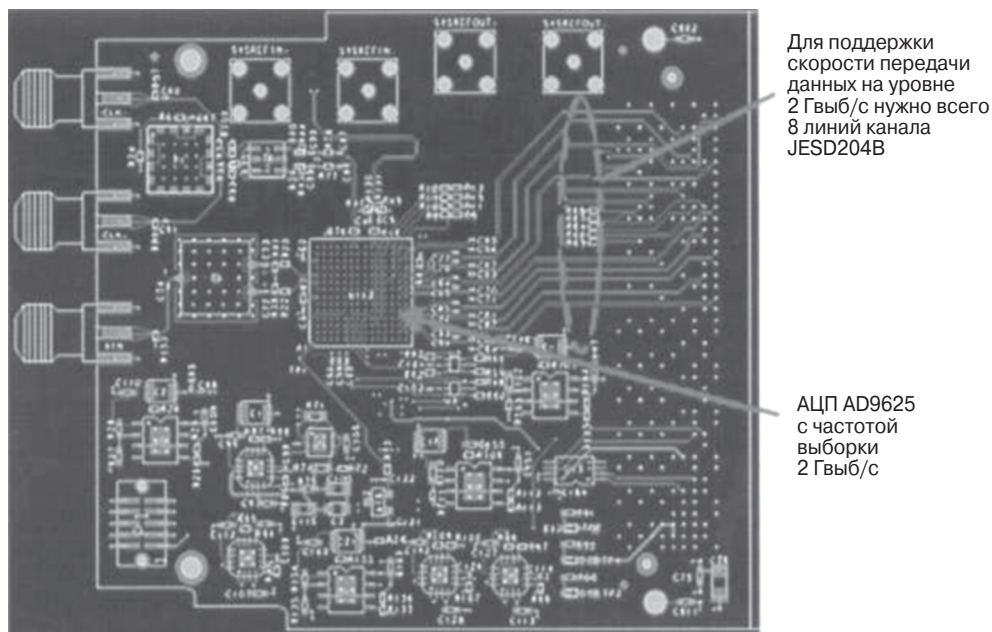
Более высокая линейность и меньшая спектральная плотность новых преобразователей позволяет использовать их в РЛС последнего поколения. С увеличением спектральной плотности и расширением динамического диапазона важно иметь возможность управлять сигналами помех, частота которых близка к частоте от-

раженного радиолокационного сигнала. Новейшие гигагерцевые АЦП способны обеспечить динамический диапазон без паразитных составляющих более 75 дБс, т.е. почти на 20 дБс лучше, чем у устройств, доступных в течение последних 10 лет. Этот значительный шаг даже более важен, чем недавно введенное распределение частот для связной инфраструктуры [38].

В качестве следующего логического шага производителей АЦП по совершенствованию этих устройств можно было предполагать улучшение таких характеристик, как полоса пропускания, линейность и уровень шума. Однако две дополнительные функции, реализованные в новейших гигагерцевых АЦП, – интерфейс канала передачи данных стандарта JESD204В и встроенная в АЦП DSP-функциональность – предоставляют системному разработчику еще больше возможностей при реализации системы [39].

Так, канал передачи данных стандарта JESD204В реализован в ряде высокоскоростных АЦП, но наибольшие преимущества он обеспечивает для гигагерцевых преобразователей, в которых LVDS-интерфейсы не отвечают всем системным требованиям. JESD204В – это высокоскоростной последовательный стандарт передачи данных между высокоскоростными АЦП и ПЛИС или другими процессорами с использованием сниженного числа дифференциальных межсоединений (выводов ПЛИС). Этот протокол способен поддерживать скорость передачи данных до 12,5 Гбит/с.

На рис. 11.43 [40] показана плата, на которой для передачи данных между 12-разрядным АЦП типа AD9625 и ПЛИС используется всего 8 линий стандарта JESD204В для поддержки полной скорости передачи данных на уровне 2 Гвыб/с.



**Рис. 11.43.** Пример печатной платы с использованием каналов передачи данных JESD204В

Когда используется множество линий JESD204B, требования по согласованию длин проводников печатной платы значительно смягчаются, поскольку этот стандарт требует синхронизации всех линий в пределах 920 пс, что позволяет допускать широкий разброс задержек между отдельными линиями JESD204B. Новейшая версия В стандарта JESD204 также поддерживает детерминированную задержку, что позволяет рассчитать время передачи данных из высокоскоростного АЦП в ПЛИС. Когда время задержки известно, его можно скомпенсировать с помощью последующей цифровой обработки с целью синхронизации потоков данных, т.е. выполнения ключевого требования для фазированной антенной решетки и систем формирования диаграммы направленности на базе высокоскоростных преобразователей.

Канал передачи данных стандарта JESD204B обеспечивает значительные преимущества для разработчика аппаратных средств, но, возможно, наиболее полезным нововведением высокоскоростных АЦП является реализация встроенных функций цифровой обработки сигнала [41]. Последние поколения АЦП способны поддерживать широкий набор операций цифровой обработки сигнала на высоких скоростях передачи данных. В ближайшей перспективе ожидается, что высокоскоростные АЦП будут поддерживаться динамически выбираемыми преобразователями с понижением частоты (digital down converter – DDC), встроенными в эти устройства, как показано на рис. 11.44.

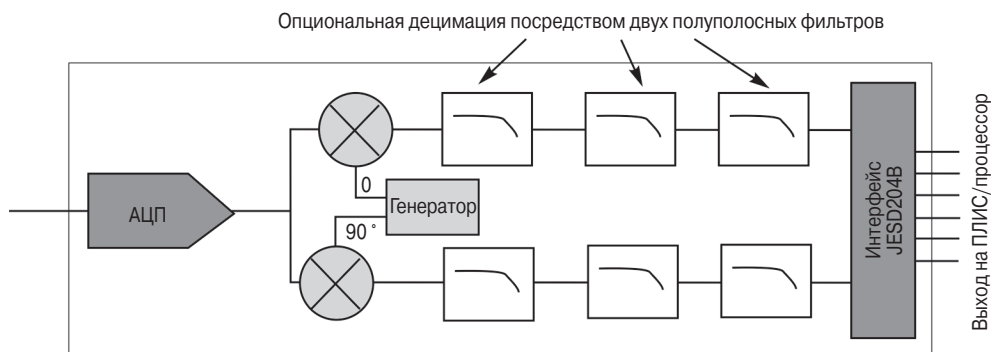


Рис. 11.44. Блок-схема высокоскоростного АЦП со встроенным цифровым сигнальным процессором

Полоса частот радиолокационных сигналов может существенно изменяться в зависимости от приложения, например, сигналы РЛС формирования радиолокационного изображения с синтезированной апертурой требуют сотен мегагерц, в то время как РЛС сопровождения целей могут использовать сигналы с полосой пропускания десятки мегагерц и менее. В прошлом смещение высокоскоростного АЦП ближе к антенне означало, что большое число нежелательных частот попадало в ПЛИС или процессор.

В современных ПЛИС и высокоскоростных АЦП значительная, если не большая, часть потребляемой мощности связана с мощностью, рассеиваемой в интерфейсах, поэтому передача нежелательных частот без необходимости повы-

шает мощность, потребляемую системой. В перспективных многорежимных РЛС возможность динамического выбора преобразователей с понижением частоты обеспечивает существенные преимущества, разгружая ПЛИС от выполнения сложных задач обработки данных.

Преобразователи с понижением частоты (digital down converter – DDC) объединяют генератор с числовым управлением и фильтры децимации, которые обеспечивают возможность выбора полосы пропускания сигнала и положения сигнала в пределах полосы Найквиста высокоскоростного АЦП и передают только те данные, которые необходимы устройствам обработки сигнала.

Рассмотрим для примера радиолокационную систему, использующую сигналы с 30-МГц полосой на промежуточной частоте 800 МГц. Если этот сигнал выбирать с помощью АЦП со скоростью 2 Гвыб/с с разрешением 12 бит, то выходная полоса пропускания составила бы 1000 МГц, т.е. была бы намного выше полосы пропускания сигнала, а скорость выходных данных от преобразователя была бы равна 3 Гвыб/с.

Если децимацию данных выполнять с помощью DDC с коэффициентом 16, то будет обеспечено не только более существенное снижение уровня шума, но и скорость выходных данных будет снижена до 625 Мбит/с и менее, что позволяет передавать данные с помощью всего лишь одной линии стандарта JESD204В. Это существенно снижает общее энергопотребление системы. Обладая способностью динамически конфигурировать DDC, новые высокоскоростные АЦП обеспечивают возможность переключения между разными режимами энергопотребления и реализуют оптимизированные решения, позволяющие создавать когнитивные РЛС.

Новые высокоскоростные АЦП предлагают широкие возможности для создания радиолокационных систем за счет широкой полосы пропускания и высокой скорости выборки, что позволяет уменьшить число компонентов системы или обеспечить прямую выборку радиочастотного сигнала. Возможность динамически конфигурировать высокоскоростные АЦП обеспечивает многофункциональную поддержку и отвечает перспективной цели создания полностью цифровой когнитивной радиолокационной системы.

## 11.7. Зарубежные микросхемы для приемопередающих модулей РЛС на основе нитрида галлия

### 11.7.1. Приемопередающие модули АФАР на основе GaN

Применение активных фазированных антенных решеток (АФАР) в современных системах радиолокации и средствах радиоэлектронной борьбы РЭБ непрерывно расширяется. Ряд стран уже успешно продемонстрировали уникальные возможности АФАР в бортовых системах вооружения самолетов F/A-18E/F (США), Rafale (Франция) и др. [42–49]. Аналогичные работы проводятся и в России, где АФАР входит в состав РЛС истребителя пятого поколения. Основные элементы АФАР высокочастотных диапазонов – это СВЧ приемопередающие модули (ППМ) на основе монолитных интегральных схем (МИС). Обеспечение РЛС с АФАР приемопередающими модулями – приоритетная задача мировой СВЧ-промышленности.

До последнего времени ППМ строились в основном на основе GaAs СВЧ-микросхем. В рамках реализованных в США и Европе двух крупных программ по исследованиям нитрида галлия (WBGSTI и KORRIGAN) завершены интенсивные разработки ППМ следующего поколения – на основе этого материала. В США наряду с демонстрацией и испытаниями на надежность уже с 2005 г. выполняются поставки GaN-модулей для космической и военной аппаратуры, в том числе для известной РЛС стратегической системы ПРО [66]. Чтобы сократить отставание от США, европейские компании также предпринимают энергичные меры по развитию собственной технологии GaN-микросхем для ППМ [67–71].

Поэтому ниже более детально рассмотрим GaN МИС-компоненты ППМ европейских компаний.

Поскольку мощность ППМ на нитриде галлия на порядок выше, чем у арсенид-галлиевых устройств, АФАР, реализованные на основе таких ППМ, имеют либо большую объемную пространственную зону поиска, либо большую дальность сопровождения цели, либо, при прочих равных условиях, существенно меньшую апертуру [67]. При этом GaN ППМ более устойчивы к повышенной температуре и имеют более высокий КПД. В состав ППМ обычно входят несколько МИС, в том числе малошумящие усилители, предварительные усилители мощности, мощные выходные усилители, переключатели и др. По оценкам компании Thales (Франция), на ППМ и входящие в них МИС приходится около половины стоимости всей АФАР [69]. Рассмотрим относительно «старые» разработки GaN МИС-компонентов ППМ европейских компаний.

Как говорилось выше, GaN МИС-усилители – ключевые компоненты ППМ. Кратко рассмотрим типичные устройства, созданные ранее европейскими фирмами. Это комплект микрополосковых МИС-усилителей X-диапазона для ППМ, в который вошли предварительный усилитель, усилитель мощности и малошумящий усилитель, разрабатывался совместными усилиями отделения электроники военного назначения компании EADS Deutschland GmbH (г. Ульм) и Института прикладной физики твердого тела Фраунгофера (г. Фрайбург, Германия) [66, 68]. При этом GaN МИС изготавливались специалистами Института Фраунгофера, тогда как их проектирование и измерение характеристик проводились отделением электроники военного назначения компании EADS. AlGaIn/GaN HEMT-структуры изготавливались на подложках карбида кремния диаметром 75 мм методом химического осаждения из паровой фазы металлоорганических соединений (MOCVD-методом). Затвор длиной 0,25 мм и полевой электрод транзисторов формировались с помощью электронно-лучевой литографии. SiC-подложка после обработки ее верхней поверхности утонялась до 100 мкм, после чего с ее обратной стороны выполнялись сквозные отверстия.

Поскольку после 2010 г. резко ограничено количество публикаций по этой тематике в открытой периодической печати, по открытым источникам известно, что первый каскад предварительного усилителя образует транзистор с шириной затвора  $8 \times 60$  мкм, второй каскад – транзистор с шириной затвора  $8 \times 125$  мкм. По входу и выходу усилитель согласован с импедансом 50 Ом. Максимальная выходная мощность была достигнута в режиме насыщения при компрессии усиления 5 дБ и превышала 38 дБм·Вт. Но даже при компрессии 1 дБ этой выходной мощности