

УДК 621.3.049.774 DOI 10.30894/issn2409-0239.2019.6.2.25.37

Моделирование маломощной части приемо-передающих модулей *C*-диапазона для АФАР в виде монолитной интегральной схемы

В. А. Будняев, *VABudnyaev@sevsu.ru*

Инжиниринговый центр изделий микро- и нанoeлектроники, Севастопольский государственный университет, Севастополь, Российская Федерация

И. В. Кравченко, *IVKrauchenko@sevsu.ru*

Инжиниринговый центр изделий микро- и нанoeлектроники, Севастопольский государственный университет, Севастополь, Российская Федерация

Д. А. Снегур, аспирант, *DASnegur@sevsu.ru*

Инжиниринговый центр изделий микро- и нанoeлектроники, Севастопольский государственный университет, Севастополь, Российская Федерация

В. В. Тумко, *VVTumko@sevsu.ru*

Инжиниринговый центр изделий микро- и нанoeлектроники, Севастопольский государственный университет, Севастополь, Российская Федерация

И. Ф. Филиппов, аспирант, *IFFilippov@sevsu.ru*

Инжиниринговый центр изделий микро- и нанoeлектроники, Севастопольский государственный университет, Севастополь, Российская Федерация

В. В. Вертегел, к. т. н., *VVVertegel@sevsu.ru*

Инжиниринговый центр изделий микро- и нанoeлектроники, Севастопольский государственный университет, Севастополь, Российская Федерация

Аннотация. В статье представлены результаты разработки электрических схем функциональных блоков и топологии интегрального приемо-передающего модуля активных фазированных антенных решеток *C*-диапазона на основе 0,18 мкм *SiGe* БиКМОП-технологии. Интегральная схема включает в себя блоки управления амплитудой и фазой СВЧ-сигнала, коммутаторы режимов приема и передачи, усилители, цифровой блок управления, блоки температурной коррекции параметров. Среднеквадратическое отклонение (СКО) по амплитуде не превышает 0,4 дБ. СКО по фазе не превышает 4,2 град. Значение коэффициента шума приемного тракта не превышает 5,2 дБ. Выходная мощность в точке компрессии 1 дБ в режиме передачи составляет 8,5 дБм. Потребляемая мощность в режимах приема и передачи не превышает 195 мВт и 365 мВт соответственно. Площадь топологии — 6 мм².

Ключевые слова: микроволновая монолитная интегральная схема (МИС), приемо-передающий модуль (ППМ), активная фазированная антенная решетка (АФАР), *SiGe*, БиКМОП, *C*-диапазон

Simulation of the Low-Power Part of the C-Band Transceiving Modules for AESA in the MMIC Form

V. A. Budnyaev, *VABudnyaev@sevsu.ru*

*Engineering Center of Micro- and Nanoelectronics Devices, Sevastopol State University,
Sevastopol, Russian Federation*

I. V. Kravchenko, *IVKravchenko@sevsu.ru*

*Engineering Center of Micro- and Nanoelectronics Devices, Sevastopol State University,
Sevastopol, Russian Federation*

D. A. Snegur, *postgraduate student, DASnegur@sevsu.ru*

*Engineering Center of Micro- and Nanoelectronics Devices, Sevastopol State University,
Sevastopol, Russian Federation*

V. V. Tumko, *VVTumko@sevsu.ru*

*Engineering Center of Micro- and Nanoelectronics Devices, Sevastopol State University,
Sevastopol, Russian Federation*

I. F. Filippov, *postgraduate student, IFFilippov@sevsu.ru*

*Engineering Center of Micro- and Nanoelectronics Devices, Sevastopol State University,
Sevastopol, Russian Federation*

V. V. Vertegel, *Cand. Sci. (Engineering), VVVertegel@sevsu.ru*

*Engineering Center of Micro- and Nanoelectronics Devices, Sevastopol State University,
Sevastopol, Russian Federation*

Abstract. The paper presents the development results of electric circuits of functional units and layout of the integrated transceiver module of active electronically scanned arrays (AESA) of the C-band based on the 0.18 μm SiGe BiCMOS technology. The integrated circuit consists of control units for amplitude and phase of a microwave signal, reception and transmission modes switchers, amplifiers, digital control unit, and units for parameter temperature corrections. The root mean square (RMS) deviation in amplitude does not exceed 0.4 dB. The RMS deviation in phase is below 4.2 degree. The noise factor value of the reception path does not exceed 5.2 dB. The output power in the compression point 1 dB in the transmission mode is 8.5 dBm. The power consumption in the reception and transmission modes is below 195 mW and 365 mW, respectively. The layout area is 6 mm².

Keywords: monolithic microwave integrated circuit (MMIC), transceiver module, active electronically scanned array (AESA), SiGe, BiCMOS, C-band

Введение

Активные фазированные антенные решетки (АФАР) широко используются в системах радиолокации, радионавигации, радиоэлектронной борьбы, телекоммуникационных системах специального назначения. Одним из ключевых направлений развития отечественной электроники является наращивание производства радиоэлектронных компонентов, систем двойного и сугубо гражданского назначения. Системы АФАР обладают перспективами применения в телекоммуникационных системах пятого поколения, системах спутниковой связи и пр.

В настоящее время приемо-передающие модули (ППМ) АФАР строятся, как правило, на основе микроволновых монолитных интегральных схем (МИС) различных групп технологий. Мировой объем продаж МИС для систем АФАР в последние годы обладает значительными темпами роста. Однако, несмотря на огромную функциональность подобных систем, они обладают рядом недостатков. Ключевым недостатком, ограничивающим их широкое применение в гражданском секторе, является крайне высокая стоимость МИС ППМ, выпускаемых преимущественно по *GaAs*-технологии.

Снижение стоимости ППМ может быть достигнуто применением интегральных приемо-передающих устройств (англ. *Core Chip*), изготовленных по кремниевым (англ. *silicon, Si*) и кремний-германиевым (англ. *silicon-germanium, SiGe*) технологиям. Применение *SiGe* БиКМОП-технологического процесса может решить задачу интеграции цифровой и аналоговой частей приемопередатчика, что положительно скажется на конечной стоимости системы при сохранении приемлемых для гражданских приложений характеристик ППМ.

В статье представлены результаты разработки электрических схем и топологий функциональных блоков интегрального ППМ С-диапазона на основе 0,18 мкм *SiGe* БиКМОП-технологии. Актуальность исследования заключается в достижении важных для систем с АФАР миниатюризации, стабильности параметров при воздействии внешних климатических факторов, а также снижения стоимости при серийном производстве.

В статье представлены результаты разработки электрических схем и топологий функциональных блоков интегрального ППМ С-диапазона на основе 0,18 мкм *SiGe* БиКМОП-технологии. Актуальность исследования заключается в достижении важных для систем с АФАР миниатюризации, стабильности параметров при воздействии внешних климатических факторов, а также снижения стоимости при серийном производстве.

Структурная схема МИС

На основе аналитического обзора серийно выпускаемой продукции [1–3] и литературных источников [4–9], содержащих результаты исследований ППМ АФАР, разработана структурная схема сложнофункциональной МИС (СФ МИС), представленная на рис. 1.

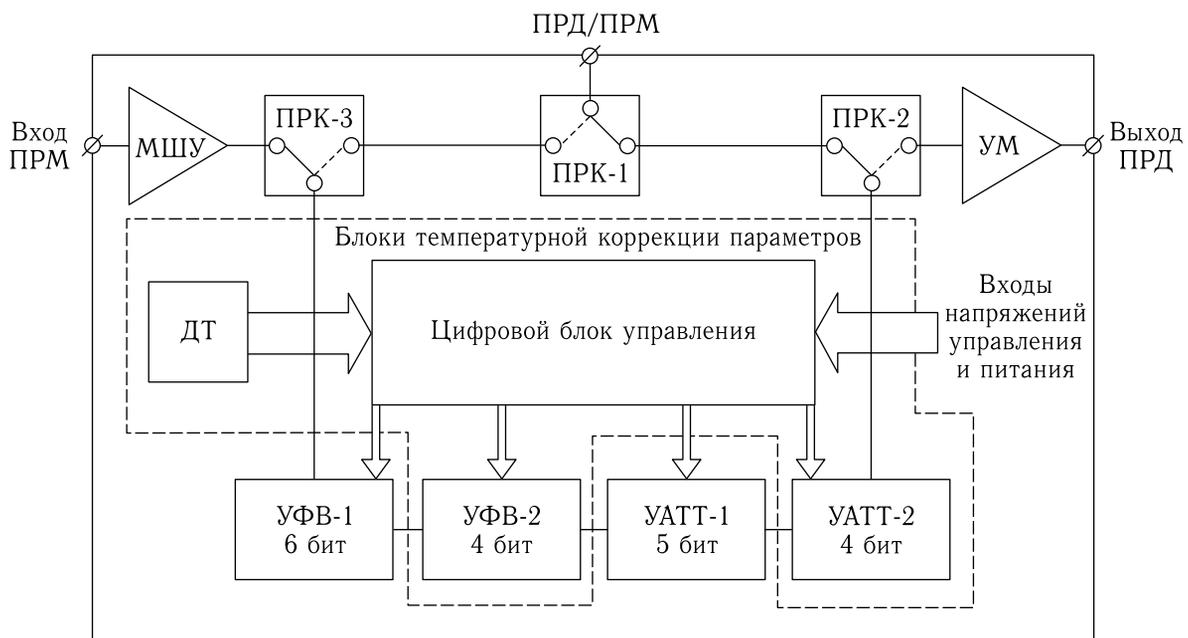


Рис. 1. Структурная схема разрабатываемой СФ МИС

В отличие от типовой структурной схемы СФ МИС приемо-передающих модулей она содержит цифровой датчик температуры, а также корректирующие фазовращатель и аттенюатор, позволяющие уменьшить погрешности установки амплитуды и фазы сигналов, обусловленные изменениями температуры.

Управляемые фазовращатель УФВ-1 и аттенюатор УАТТ-1 являются общими блоками приемо-передающего тракта. Переключение режимов работы прием/передача (ПРМ/ПРД) СФ МИС осуществляется двухпозиционными переключателями ПРК-1, ПРК-2 и ПРК-3. Малошумящий усилитель (МШУ) обеспечивает повышение уровня сигнала на входе приемного тракта до требуемого значения, обладая минимально возможным значением коэффициента шума. Усилитель мощности (УМ) обеспечивает требуемый уровень СВЧ-сигнала на выходе передающего тракта.

Интегральный датчик температуры (ДТ) формирует температурно-зависимое напряжение и преобразует его в цифровые коды. На основе этих кодов цифровой блок управления (ЦБУ) осуществляет коррекцию сдвига фазы и ослабления фазовращателем УФВ-2 и аттенюатором УАТТ-2. Для обмена данными между СФ МИС и управляющим микроконтроллером в состав ЦБУ включен последовательный периферийный интерфейс. С помощью

внешних цифровых сигналов ЦБУ обеспечивает переключение между режимами работы, управление параметрами фазовращателя УФВ-1 и аттенюатора УАТТ-1.

На структурной схеме не представлен функциональный блок источника опорного напряжения (ИОН), при помощи которого обеспечиваются заданные режимы работы по постоянному току всех функциональных блоков СФ МИС.

Функциональные узлы МИС и их характеристики

Малошумящий усилитель

Упрощенная электрическая схема МШУ приведена на рис. 2.

Транзистор $VT1$ включен по схеме с общей базой для обеспечения согласования входного импеданса первого каскада МШУ с сопротивлением 50 Ом в широкой полосе частот. Каскодный усилитель на полевых транзисторах $VT2$ и $VT3$, благодаря частичному устранению влияния эффекта Миллера, обладает высоким коэффициентом усиления по напряжению без сужения рабочей полосы частот. Фильтр нижних частот в цепи базы транзистора $VT1$ необходим для предотвращения

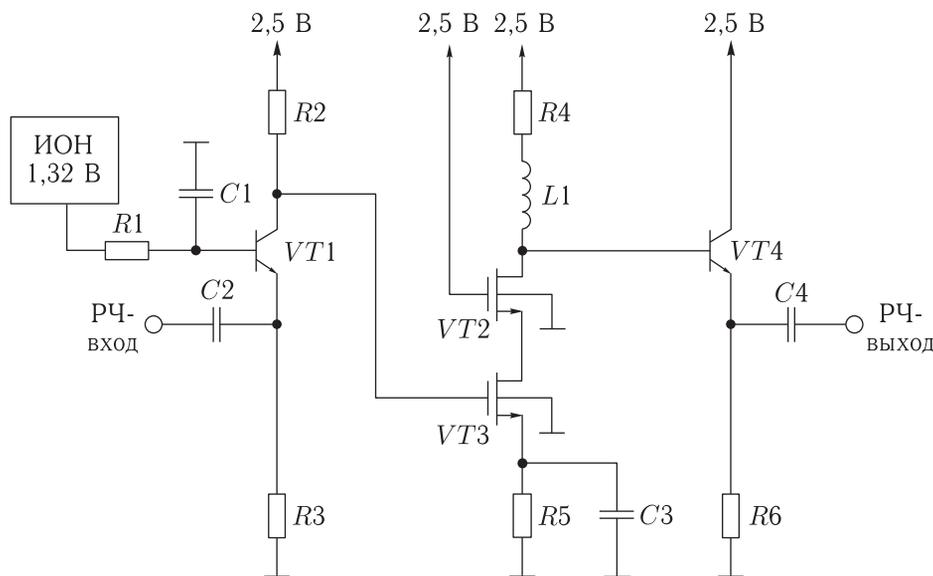


Рис. 2. Электрическая схема МШУ

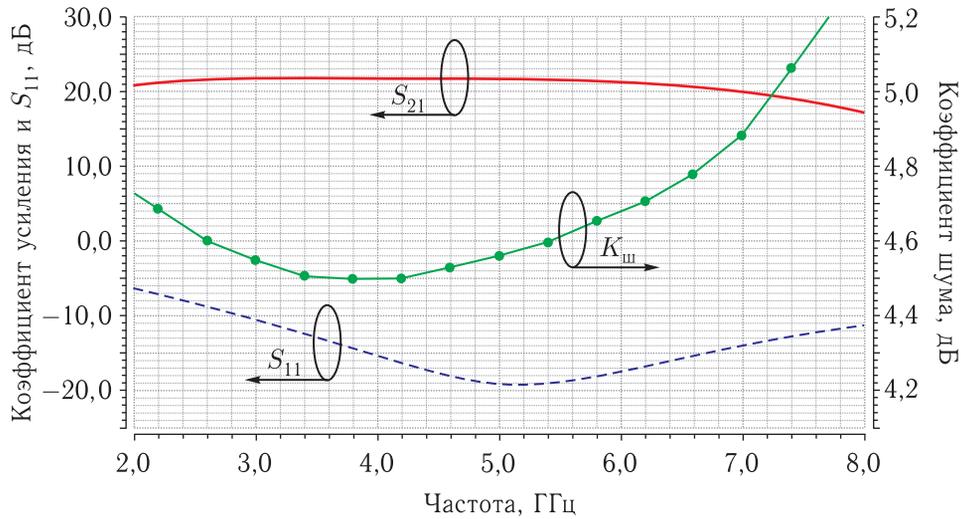


Рис. 3. Частотные зависимости малосигнальных параметров МШУ

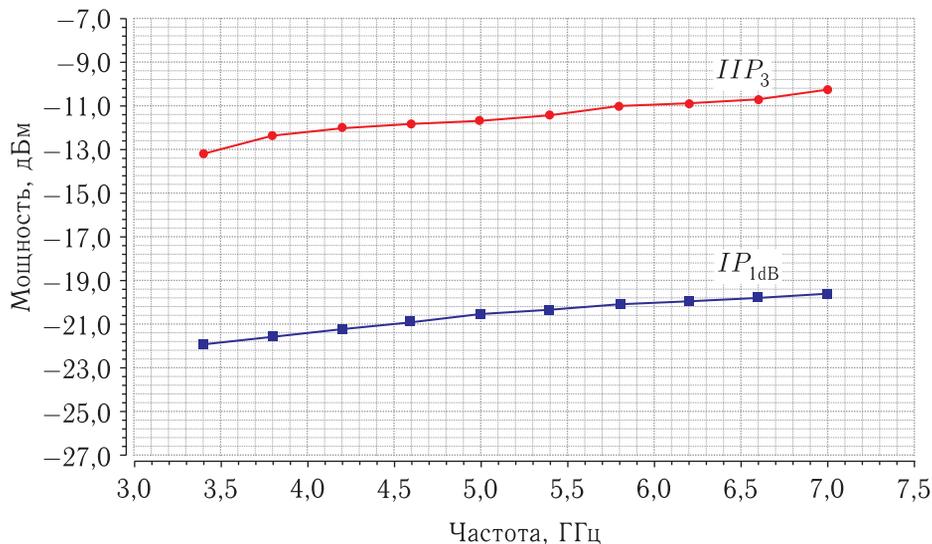


Рис. 4. Зависимость IP_{1dB} и IIP_3 от частоты

попадания переменной составляющей напряжения на выход источника опорного напряжения. Таким образом, достигается стабилизация рабочей точки транзистора $VT1$, а также уменьшение коэффициента шума каскада.

На рис. 3–4 приведены результаты схемотехнического моделирования МШУ с учетом паразитных элементов топологии.

Коэффициент усиления в диапазоне частот 4–6 ГГц составляет 21–22 дБ, а коэффициент шума не превышает 4,7 дБ. Величина возвратных потерь по входу в рабочем диапазоне частот превышает 15 дБ.

Точка компрессии 1 дБ по входу (IP_{1dB}) в рабочем диапазоне частот превышает -22 дБм. Точка пересечения интермодуляции 3-го порядка по входу (IIP_3) — не менее -12 дБм.

Управляемый фазовращатель

В состав УФВ-1 входят (рис. 5):

- симметрирующее устройство (СУ), выполняющее преобразование несимметричного входного сигнала в симметричный (балансный) выходной сигнал;

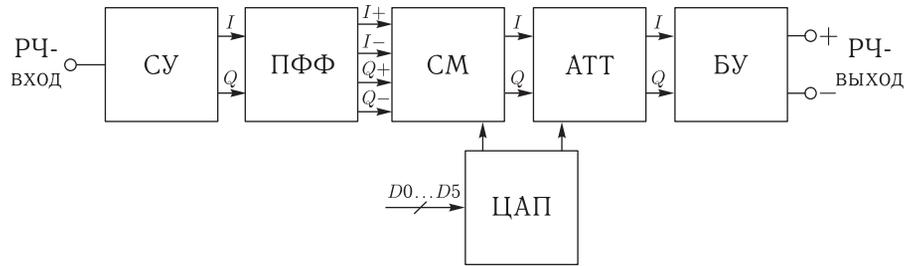


Рис. 5. Структурная схема УФВ-1

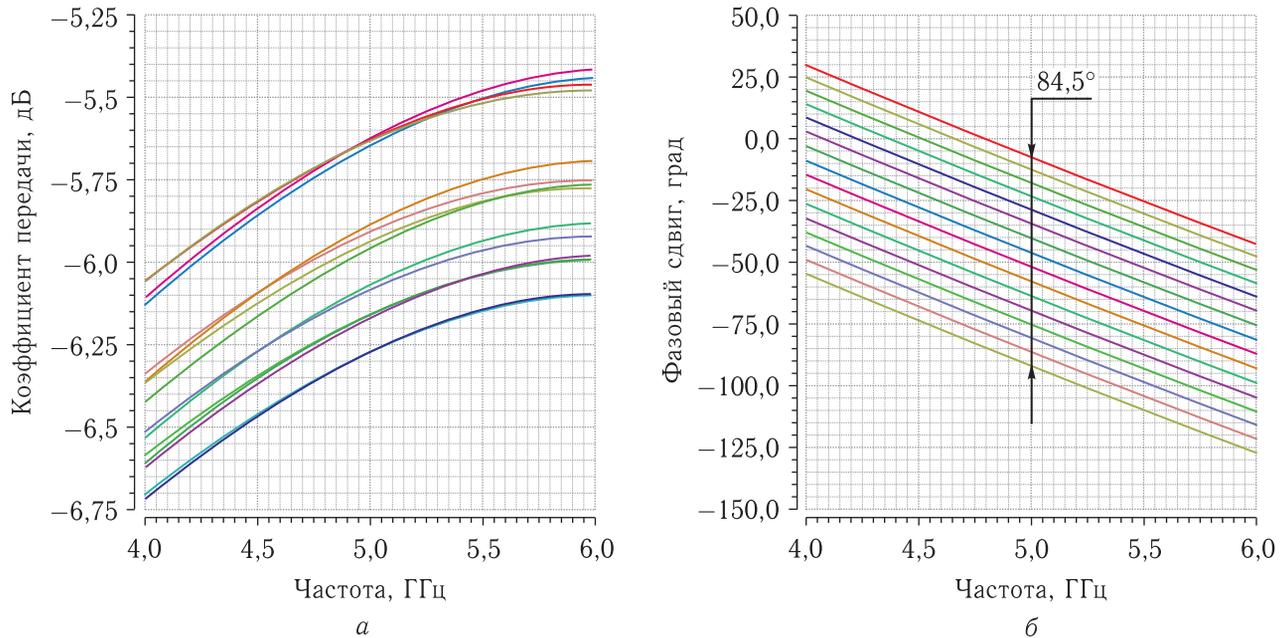


Рис. 6. Амплитудная (а) и фазовая (б) частотные характеристики УФВ-1 при перестройке фазы в пределах одного квадранта

- полифазный фильтр (ПФФ), разделяющий балансный сигнал на ортогональные составляющие;
- двоянный сумматор на основе ячеек Гильберта (СМ), осуществляющий взвешенное суммирование составляющих;
- управляемый аттенюатор (АТТ);
- схема формирователя аналоговых управляющих сигналов сумматором в виде токового цифроаналогового преобразователя (ЦАП);
- буферный усилитель (БУ) на выходе схемы, который необходим для компенсации ослабления сигнала, вносимого указанными блоками УФВ-1.

Ключевой особенностью данного фазовращателя является использование дополнительного каска-

да управляемого аттенюатора, позволяющее уменьшить вносимую при переключении фазовых дискретов амплитудную ошибку. Применение в аттенюаторе частотно- и термозависимой обратной связи позволяет скорректировать амплитудно-частотную и температурную характеристики фазовращателя.

Управление сумматором и аттенюатором осуществляется одновременно при помощи схем токовых ЦАП, представляющих собой двоичную токовую матрицу, управляемую транзисторами в ключевом режиме. При этом входы каждого токового ЦАП соединены параллельно. Таким образом, для корректировки не требуется дополнительных разрядов управления [10]. На рис. 6 приведены частотные зависимости коэффициента передачи и фазовых состояний УФВ-1 при переключении фазовых дискретов.

Таблица 1. Параметры разработанных фазовращателей

Параметр, единица измерения	УФВ-1	УФВ-2
Диапазон рабочих частот, ГГц	4–6	
Диапазон рабочих температур, °С	–60–85	
Диапазон перестройки фазы, град	360	8
Шаг перестройки, град	5,625	0,5
Погрешность установки фазы, град	<1,005	<0,25
Коэффициент передачи, дБ	–6	5,9
Амплитудная погрешность, дБ	<0,703	<0,1
Напряжение питания, В	2,5; 5	
Потребляемый ток, мА	<35	<27

Схема корректирующего фазовращателя УФВ-2 аналогична схеме основного УФВ-1. Корректирующий фазовращатель не включает в себя схему управляемого аттенюатора, поскольку обладает относительно малым значением амплитудной погрешности в пределах диапазона рабочих частот и температур.

Основные параметры фазовращателей, полученные в результате их моделирования, приведены в табл. 1.

Управляемый аттенюатор

При разработке СФ МИС на основе кремний-германиевой технологии для управления амплитудой выходного сигнала целесообразно применить активный управляемый аттенюатор (усилитель с изменяемым коэффициентом передачи), поскольку он обладает относительно низкой амплитудной погрешностью, позволяет исключить вносимые потери и занимает относительно небольшую площадь на кристалле. Функциональная схема разработанного УАТТ-1 представлена на рис. 7.

Ключевым элементом схемы является ядро УАТТ, которое осуществляет изменение амплитуды дифференциального СВЧ-сигнала на входе аттенюатора. Ядро состоит из классического дифференциального каскада с парой встречновключенных транзисторов с «плавающим эмиттером» [11]. Такое включение позволяет расширить диапазон регулирования коэффициента ослабления схемы. Для согла-

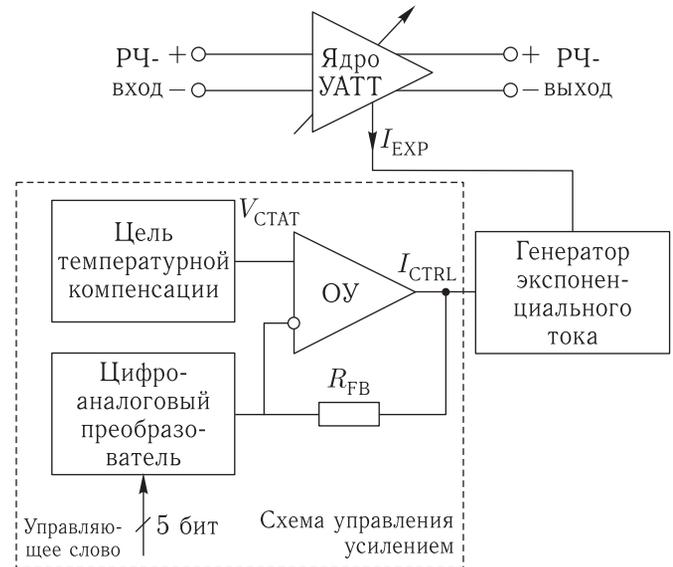


Рис. 7. Функциональная схема УАТТ-1

сования УАТТ-1 со следующим каскадом ППМ на выходе схемы применены эмиттерные повторители.

Для обеспечения равномерного шага изменения коэффициента передачи аттенюатора в схему введен генератор нелинейного тока, использующий экспоненциальную форму передаточной характеристики биполярного транзистора.

Схема управления формирует управляющий сигнал для генератора экспоненциального тока и включает ЦАП, цепь температурной компенсации и операционный усилитель (ОУ). Напряжение на выходе цепи температурной коррекции обратно пропорционально температуре ($V_{СТАТ}$), что позволяет скомпенсировать увеличение тока через дифференциальный каскад ядра и обеспечить температурную стабильность аттенюатора.

На рис. 8,а представлены частотные зависимости коэффициента передачи аттенюатора при различных состояниях управляющего кода (от 0 до 31). На рис. 8,б представлены частотные зависимости абсолютной амплитудной погрешности аттенюатора.

Диапазон изменения коэффициента передачи составляет 31,3 дБ на центральной частоте 5 ГГц. При этом неравномерность коэффициента передачи при максимальном ослаблении составляет 1,38 дБ, а при минимальном ослаблении — 1,08 дБ. Во всем диапазоне рабочих частот абсолютная погрешность установления коэффициента передачи не превышает

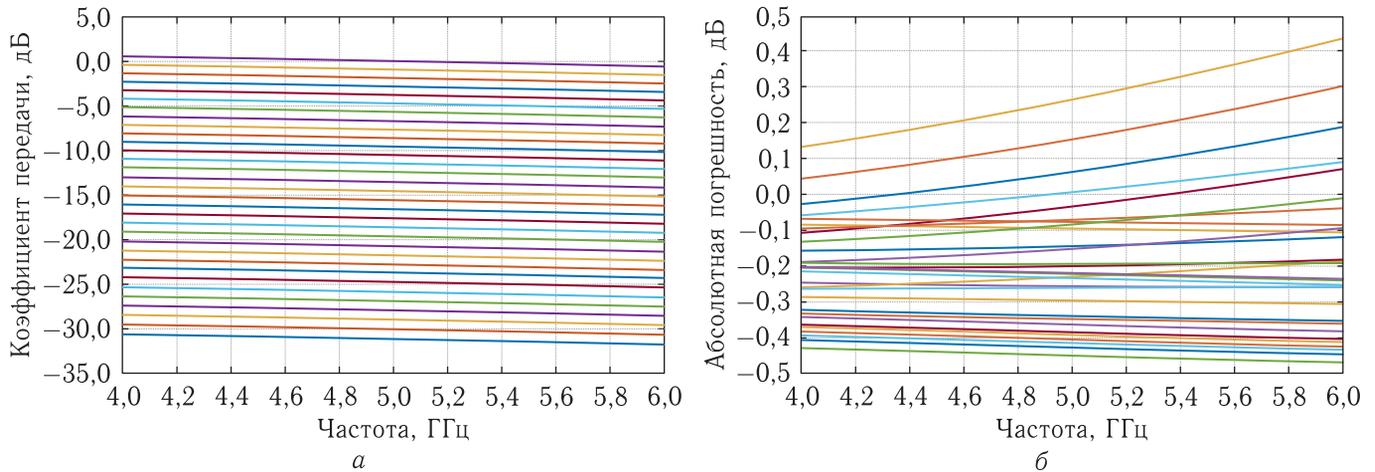


Рис. 8. Частотные зависимости коэффициента передачи (а) и абсолютной амплитудной погрешности (б) УАТТ-1

0,48 дБ, среднеквадратическое отклонение составляет 0,178 дБ.

Функциональный блок корректирующего УАТТ-2 схемотехнически повторяет основной УАТТ-1. Отличие заключается в величине опорных токов ЦАП. В ЦАП УАТТ-2 они уменьшены с целью получить меньший диапазон регулировки коэффициента передачи схемы. Основные параметры разработанных основного и корректирующего аттенуаторов приведены в табл. 2.

СВЧ-переключатель

В разработанной схеме однополюсного переключателя на два направления (рис. 9) для увеличения развязки используется параллельное включение шунтирующих полевых транзисторов.

Транзисторы $M1$ и $M4$ управляются синфазно напряжением $CTRL$, а транзисторы $M2$ и $M3$ — напряжением $NCTRL$. Таким образом, когда $M4$ находится в открытом состоянии, та часть сигнала, которая прошла через закрытый транзистор $M2$, шунтируется на землю. В другом канале переключателя транзистор $M3$ будет находиться в закрытом состоянии и практически не повлияет на прохождение сигнала. Транзисторы $M5$ и $M6$ формируют инверсный сигнал управления $NCTRL$.

Передаточные характеристики открытого (S_{21}) и закрытого (S_{31}) каналов переключателя приведены на рис. 10, а. Вносимые потери в рабочей полосе частот не превышают 1,9 дБ, а развязка — более

Таблица 2. Параметры разработанных аттенуаторов

Параметр, единица измерения	УАТТ-1	УАТТ-2
Диапазон рабочих частот, ГГц	4–6	
Диапазон рабочих температур, °С	–65–85	
Диапазон вносимых ослаблений, дБ	–31–0	–3,56–0,21
Шаг изменения ослабления, дБ	1	0,25
Амплитудная погрешность, дБ	<0,48	<0,028
Фазовая погрешность, град	<5,3	<0,37
Точка компрессии 1 дБ по выходу, дБм	–30	–27
КГИ при макс. амплитуде сигнала, %	0,72	0,8
Коэффициент шума, дБ	<18	
Напряжение питания, В	2,5; 5	
Потребляемая мощность, мВт	17,3	15,45
Занимаемая площадь, мм ²	0,009	

37 дБ. Возвратные потери по входу и по выходу превышают 21 дБ (рис. 10, б).

Усилитель мощности

Упрощенная электрическая схема УМ изображена на рис. 11. УМ обеспечивает требуемый

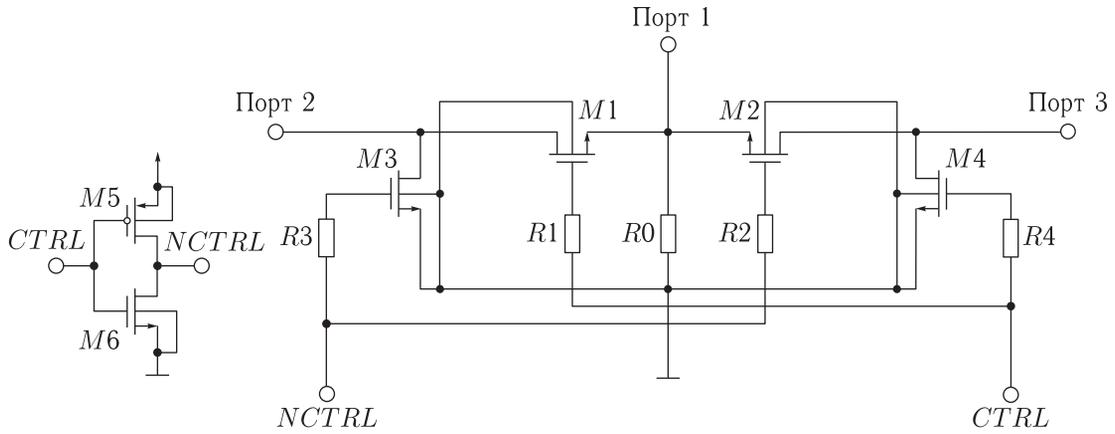


Рис. 9. Электрическая схема СВЧ-переключателя

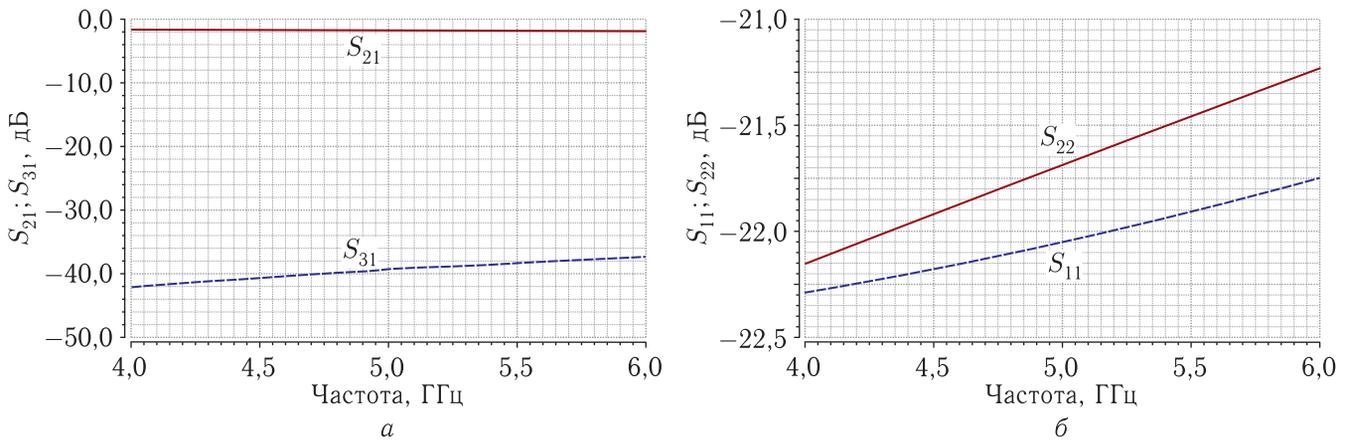


Рис. 10. Частотные зависимости параметров S_{21} , S_{31} (а) и S_{11} , S_{22} (б) СВЧ-переключателей

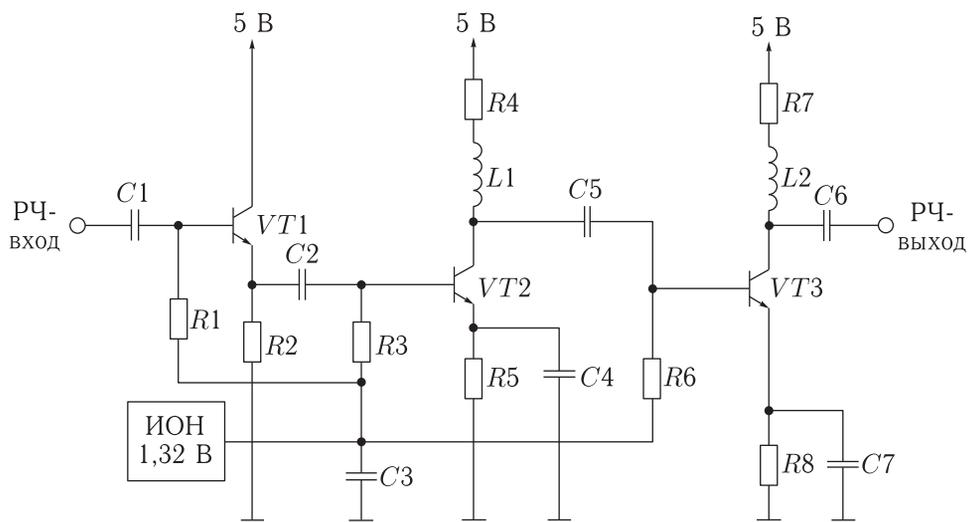


Рис. 11. Электрическая схема УМ

уровень мощности сигнала на выходе разрабатываемой СФ МИС при минимальном уровне нелинейных искажений.

Первый каскад по схеме с общим коллектором обеспечивает согласование входного импеданса УМ с выходным импедансом предыдущего каскада. Второй и третий каскады по схеме с общим эмиттером обеспечивают необходимое значение коэффициента усиления. Напряжение смещения транзисторов $VT1-VT3$ составляет 1,3 В и задано при помощи ИОН. Для стабилизации рабочих точек транзисторов и предотвращения попадания пере-

менной составляющей напряжения на выход ИОН применяются элементы $R1, R3, R6$ и $C3$.

В диапазоне частот 4–6 ГГц усилитель обеспечивает коэффициент усиления 26,5–28 дБ. Возвратные потери по выходу превышают 13 дБ (рис. 12).

На рис. 13 показаны зависимости точки компрессии 1 дБ по выходу (OP_{1dB}) и точки пересечения интермодуляции 3-го порядка по выходу (OIP_3) от частоты. Потребляемая мощность от источника питания с напряжением 5 В составляет 295 мВт.

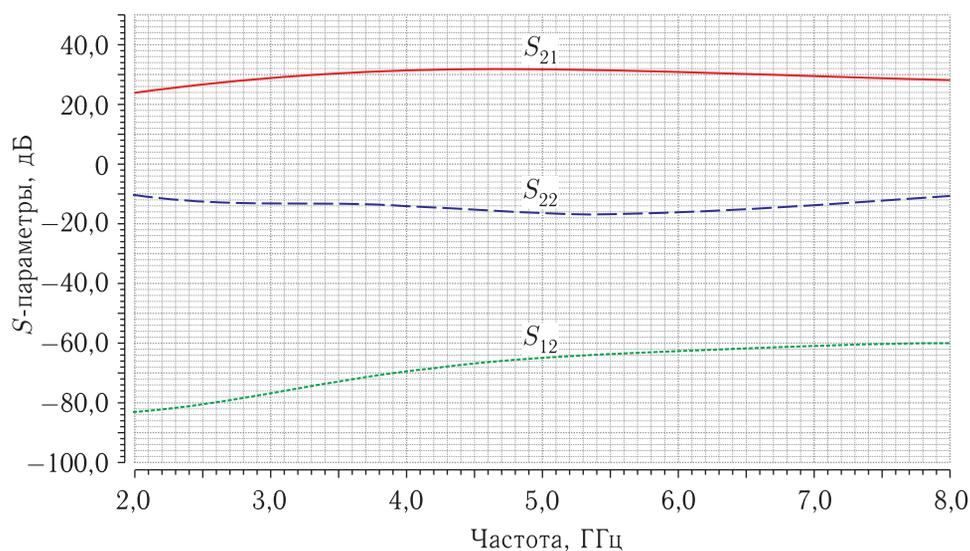


Рис. 12. Частотные зависимости малосигнальных параметров УМ

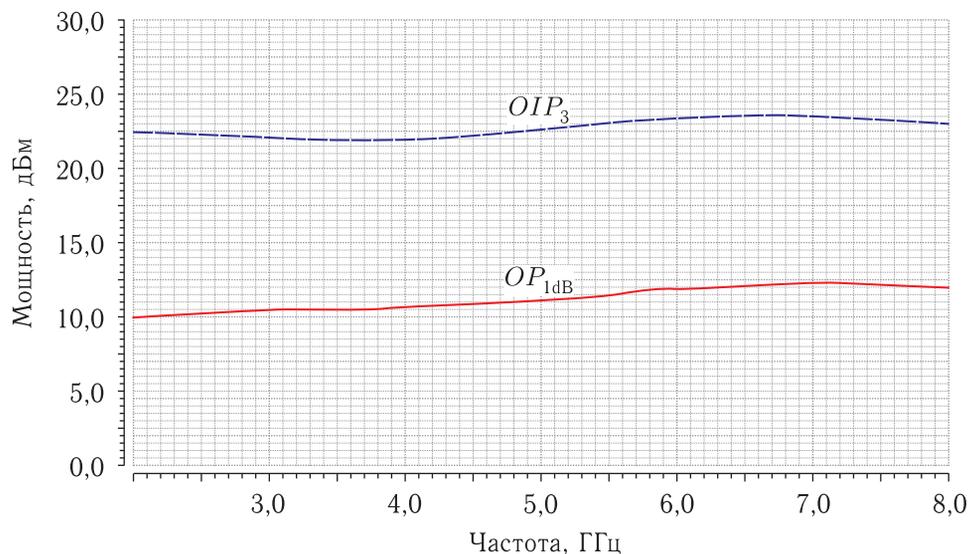


Рис. 13. Зависимость OP_{1dB} и OIP_3 УМ от частоты

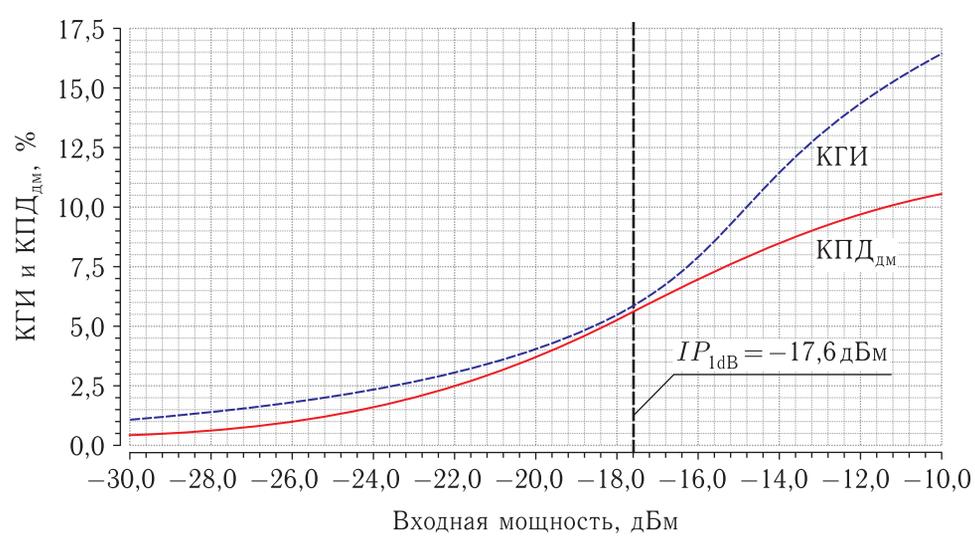


Рис. 14. Зависимость КГИ и КПД_{дм} от уровня входной мощности

Зависимости коэффициента гармонических искажений (КГИ) и коэффициента полезного действия добавленной мощности (КПД_{дм}) от уровня входной мощности представлены на рис. 14. При уровне входной мощности УМ $-17,6$ дБм (точка компрессии 1 дБ по входу) КГИ составляет 5,8%, а КПД_{дм} — 5,6%.

Датчик температуры

Интегральный ДТ включает в себя три функциональных блока: сенсор температуры, аналого-цифровой преобразователь и стабилизатор напряжения.

В сенсоре использован принцип компенсации первого рода, заключающийся в сложении температурных коэффициентов сопротивления *p-n*-перехода биполярного транзистора и добавочных резисторов. Схема сенсора включает в себя пару биполярных транзисторов, управление которыми осуществляется напряжением на выходе делителя, образованного резисторами, подобранными таким образом, чтобы напряжение на коллекторе одного из транзисторов максимально зависело от температуры (рис. 15).

Для обеспечения питания температурного сенсора использован стабилизатор на основе ОУ с обратной связью, формирующий на своем выходе

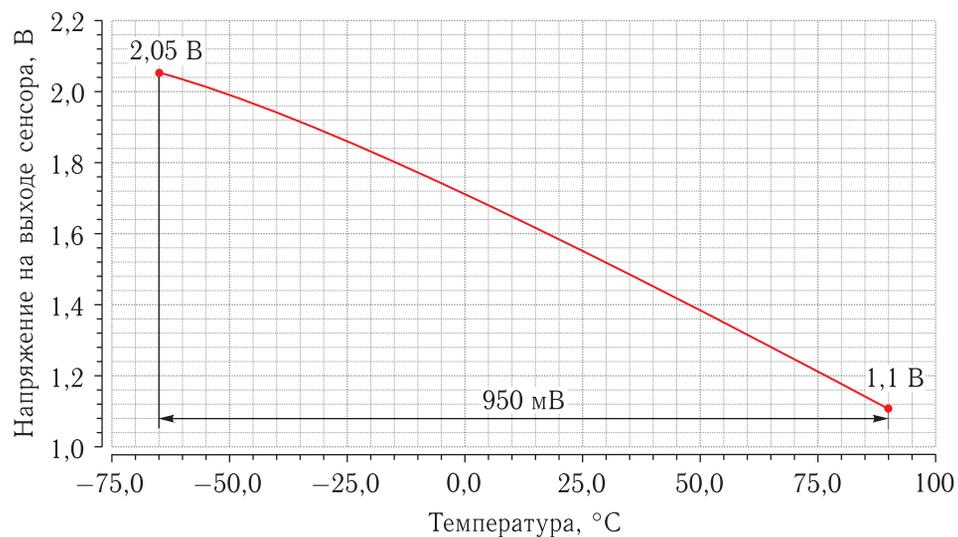


Рис. 15. Зависимость выходного напряжения сенсора

Таблица 3. Параметры интегрального ДТ

Параметр, единица измерения	Значение
Диапазон измеряемых температур, °С	–65–90
Разрядность датчика, бит	5
Разрешающая способность, °С	5,156
Ошибка измерения, °С	<5
Время измерения, мкс	<1 ($f_{\text{такт}} = 50 \text{ МГц}$)
Ток потребления, мА	6
Площадь топологии, мм ²	0,025

напряжение величиной 2,51 В при изменении питающих напряжений в диапазоне от 4,5 до 5,5 В. Выходное напряжение стабилизатора слабо зависит от температуры кристалла. Температурная зависимость выходного напряжения сенсора преобразовывается в параллельный цифровой код с помощью АЦП последовательного счета. Результаты моделирования датчика приведены в табл. 3.

Результаты моделирования СФ МИС

На рис. 16 представлена разработанная топология СФ МИС. Линейные размеры топологии — $2,5 \times 2,4$ мм. Площадь топологии — 6 мм^2 .

Характеристики СФ МИС, полученные по результатам схемотехнического моделирования с учетом паразитных элементов топологии, представлены в табл. 4. Выбранные подходы к проектированию, схемотехнические и топологические решения, а также стабильность технологического процесса позволяют рассчитывать на удовлетворительный результат после изготовления тестовой партии СФ МИС [12, 13].

Заключение

В статье представлены результаты разработки СФ МИС приемно-передающего модуля АФАР С-диапазона. Интегральная схема содержит один

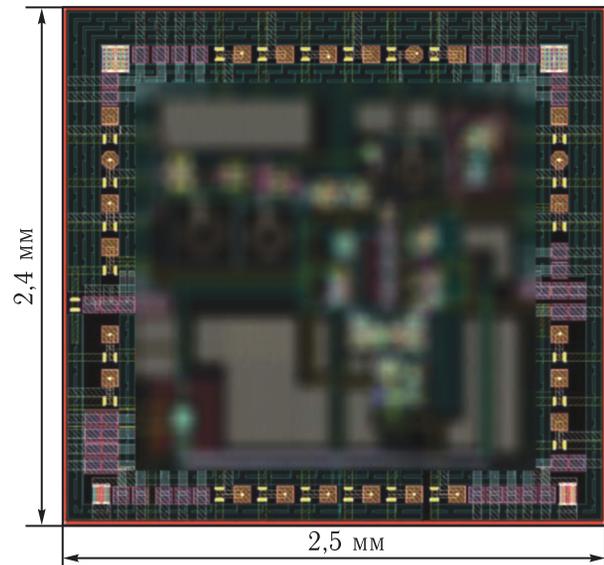


Рис. 16. Топология СФ МИС

канал прием/передача. Переключение между режимами работы СФ МИС осуществляется посредством изменения состояния СВЧ-переключателей. Управление амплитудой и фазой выходного сигнала осуществляется посредством изменения состояний управляемых фазовращателя и аттенюатора.

Применение схемы температурной коррекции параметров СФ МИС на основе интегрального ДТ, корректирующих УФВ-2 и УАТТ-2 позволяет обеспечить стабильность параметров ППМ в широком диапазоне рабочих температур. Коэффициент шума в режиме приема не превышает 5,2 дБ. Точка компрессии 1 дБ по выходу в режиме передачи составляет 8,5 дБм. Потребляемая в режимах приема и передачи мощность не превышает 195 мВт и 365 мВт соответственно. Учитывая полученные характеристики, СФ МИС может найти широкое применение в составе маломощных базовых станций телекоммуникационных систем пятого поколения.

Источники финансирования

Статья подготовлена по результатам исследования, проводимого при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, проект № 8.3962.2017/4.6.

Таблица 4. Параметры СФ МИС

Параметры, единица измерения	Разрабатываемая СФ МИС	
	Режим приема	Режим передачи
Диапазон рабочих частот, ГГц	4–6	
Диапазон рабочих температур, °С	–60–85	
Разрядность УФВ-1, бит	6	
Младший разряд УФВ-1, град	5,625	
Разрядность УАТТ-1, бит	5	
Младший разряд УАТТ-1, дБ	1	
СКО по фазе, град	<4,2	
СКО по амплитуде, дБ	<0,4	
Коэффициент передачи на частоте 5 ГГц, дБ	35	33
Неравномерность коэффициента передачи в полосе рабочих частот, дБ	<1,9	<3,5
Верхняя граница линейности по выходу, дБм	–19,7	8,5
Коэффициент шума на частоте 5 ГГц, дБ	<5,2	–
КСВН по выходу, ед.	<1,8	<1,3
КСВН по входу, ед.	<1,33	<1,8
Развязка между каналами приема и передачи, дБ	>50,5	>62,5
Разрядность управляющего кода ЦБУ, бит	19	
Напряжения «0»/«1» ЦБУ, В	0/1,8	
Напряжения питания, В	2,5; 5	
Ток потребления, мА	<39	<73
Потребляемая мощность, мВт	<195	<365
Площадь топологии, мм ²	6	

Список литературы

1. CGY2175AHV/C1 3-Port C-Band Integrated Core Chip / OMMIC. <http://www.ommic.fr/produits/w2175ah-46> (Дата обращения 15.04.2019).
2. METDA Многоцелевые монокристаллы ИС (кристаллы) / Active Supply. <http://activesupply.ru/files/downloads/multifunctional%20chips.pdf> (Дата обращения 15.04.2019).
3. RFCore Multifunction ICs / RFCore. <http://www.rfcore.com/index.php/topic/product?id=8&v=7&topicid=136> (Дата обращения 15.04.2019).
4. *Oppermann M., Rieger R.* Multifunctional MMICs – Key Enabler for Future AESA Panel Arrays // 2018 IMAPS Nordic Conference on Microelectronics Packaging, Oulu, 2018. P. 77–80.
5. *Rebeiz G.M., Paulsen L.M.* Advances in low-cost phased arrays using silicon technologies // 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, San Diego, CA, 2017. P. 1035–1036.
6. *Timoshenkov V.P., Efimov A.G.* Use of Silicon-Germanium Technology for the Development of Active Microwave Units of Active Electronically Scanned Arrays // Russian Microelectronics, 2017, vol. 46, № 7. P. 516–522.
7. *Lohmiller P., Reber R., Schuh P., Oppermann M., Chartier S.* SiGe BiCMOS X-band transceiver-chip for phased-array systems // 2017 47th European Microwave Conference (EuMC), Nuremberg, 2017. P. 1253–1256.
8. *Hagiwara T., Shinjo S., Kagano M., Taniguchi E.* An L-band SiGe BiCMOS core chip MMIC for transmit/receive modules // 2014 9th European Microwave Integrated Circuit Conference, Rome, 2014. P. 73–76.
9. *Jeong J.-Ch., Shin D., Ju I., Yom I.-B.* An S-Band Multifunction Chip with a Simple Interface for Active Phased Array Base Station Antennas // ETRI Journal, 2013, vol. 35, № 3. P. 378–385.
10. *Cetindogan B., Ozeren E., Ustundag B.* A 6-Bit Vector-Sum Phase Shifter with a Decoder Based Control Circuit for X-Band Phased-Arrays // IEEE Microwave and wireless components letters, 2016. P. 64–66.
11. *Kumar T., Ma K., Yeo K., Yang W.* A 35 mW 30 dB Gain Control Range Current Mode Programmable Gain Amplifier With DC Offset Cancellation // 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014), Tampa, FL, 2014. P. 1–4.
12. *Saint C., Saint J.* IC Mask Design: Essential Layout Techniques // McGraw-Hill, New York, 2002.
13. TSMC 0.18 μm BiCMOS Mixed Signal SiGe 3P6M/3P5M/3P4M Salicide 1.8/3.3V Process Design Kit (PDK) Design Rules / Document No. T-018-BI-DR-001.