

В.А. Золотарёв

Радиоастрономический институт НАН Украины
4, ул. Искусств, Харьков, 61002, Украина
E-mail: greenlight057@gmail.com

Эффективный приемопередающий модуль S-диапазона для фазированных антенных решеток

***Предмет и цель работы.** В статье представлен новый приемопередающий модуль (ППМ) S-диапазона. Целью работы является описание характеристик модуля, а также основных технических и технологических решений, использованных при его разработке.*

***Методы и методология работы.** При проектировании ППМ использовались численные методы моделирования микрополосковых сверхвысокочастотных (СВЧ) устройств. Проверка предложенных технических и технологических решений проводилась экспериментальным путем. Уменьшение стоимости производства ППМ, а также доступность комплектующих являлись одними из основных критериев при выборе соответствующих решений.*

***Результаты работы.** В статье описаны результаты разработки ППМ S-диапазона с выходной мощностью 50 Вт, предназначенного для использования в локаторах с активными фазированными антенными решетками. Описаны решения, позволившие уменьшить стоимость такого модуля, упростить его производство при достижении характеристик, привлекательных для потребителей. Модуль выполнен с широким использованием микроволновых монолит-интегральных схем (ММИС), используемых в системах связи 3G, 4G. Все компоненты размещены на общей печатной плате с подложкой из FR-4. Приемный тракт обеспечивает усиление 36 дБ при коэффициенте шума 1,4 дБ в полосе частот 2,8...3,2 ГГц. Для управления усилением и фазовым сдвигом применяются отдельные 6-битные аттенюатор и фазовращатель. Введенные системы защиты допускают безопасную работу модуля при произвольном значении коэффициента стоячей волны по напряжению антенного порта.*

***Заключение.** В статье представлен новый ППМ S-диапазона, в котором применены ММИС, широко используемые в системах связи. Применение этих электронных компонентов, а также современных мощных нитрид-галлиевых (GaN) усилителей и недорогих композитных материалов в качестве подложки для печатной платы позволило повысить эффективность и снизить стоимость ППМ по сравнению с существующими аналогами. Высокий уровень выходной мощности, низкий уровень шумов приемника и высокая изоляция приемного и передающего трактов в предложенном ППМ делают его перспективным для применения в современных локаторах с активными фазированными антенными решетками. Ил. 6. Табл. 1. Библиогр.: 11 назв.*

***Ключевые слова:** приемопередающий модуль, фазированная антенная решетка, нитрид-галлиевый усилитель, микрополосковые СВЧ-устройства, тепловой режим.*

Прогресс в развитии радиолокационных систем в значительной мере связан с разработкой и созданием радиолокаторов на основе активных фазированных антенных решеток (АФАР) [1–3]. Ключевыми элементами таких решеток являются приемопередающие модули (ППМ), количество которых, в зависимости от назначения локатора, может составлять от сотен до нескольких тысяч штук. В силу этого уменьшение стоимости таких модулей, совершенство-

вание их конструкции, а также улучшение их характеристик остается актуальной задачей. Постоянное развитие элементной базы сверхвысокочастотных (СВЧ) приборов, а также появление новых материалов стимулируют работы по дальнейшему развитию и совершенствованию ППМ [4–6].

Основными путями снижения стоимости производства ППМ является применение наиболее распространенных технологий, а также

использование радиочастотных компонентов, которые широко применяются в других областях. С этой точки зрения весьма перспективным является использование последних разработок в системах беспроводной связи, работающих в частотных диапазонах, примыкающих к традиционным радиолокационным полосам частот. Например, каналы связи поколения 3G, 4G располагаются в диапазоне частот ~ 1,8...4,0 ГГц.

Следует отметить, что в следующем поколении связи 5G, в свою очередь, планируется широкое применение принципов и техники антенных решеток с целью повышения энергоэффективности каналов связи и расширения их функциональных возможностей.

Данная статья описывает результаты разработки ППМ с выходной мощностью 50 Вт, предназначенного для работы в диапазоне частот 2,8...3,2 ГГц. В данном ППМ применяются микроволновые монолит-интегральные схемы (ММИС), которые широко используются в каналах беспроводной связи. Это решение, а также использование других современных компонент позволило создать ППМ, стоимость которого является привлекательной для широкого круга потребителей. Достигнутые характеристики ППМ являются также конкурентными по сравнению с характеристиками подобных ППМ, разработанных для данного диапазона частот.

1. Структура и режимы работы ППМ. Приемопередающий модуль выполнен в соответствии с «классической» архитектурой, которая предполагает наличие независимых передающего и приемного трактов. В каждом из них осуществляется управление фазой соответствующих сигналов. При разработке схемы ППМ и выборе ее компонент требуется решить множество нетривиальных задач, которые включают в себя минимизацию потерь выходной мощности, обеспечение эффективного отвода тепла, обеспечение высокой изоляции передающего и приемного трактов, разместив при этом все компоненты в очень ограниченном объеме. Необходимо реализовать низкий коэффициент шума приемника и обеспечить большой динамический диапазон приемного тракта. Также требуется малое время восстановления входного ограничителя и обеспечение эффектив-

ной защиты выходного усилителя мощности и малошумящего усилителя (МШУ) во входном тракте от изменения импеданса нагрузки в антенном порту. Надежность, стоимость и время на изготовление ППМ также находятся в одном ряду с перечисленными требованиями.

Указанные выше требования в значительной мере выполнены в представляемом ППМ, функциональная схема которого приведена на рис. 1.

Рассмотрим работу предлагаемого модуля в режимах «Передача» и «Прием».

1.1. Режим работы «Передача». Сформированные в модуле управления радиочастотные (РЧ) импульсы поступают на вход фазовращателя 8 (рис. 1). Применяемый фазовращатель является обратимым, поэтому равноценно используется как для приемного, так и для передающего трактов. Фазовый сдвиг сигнала дискретно регулируется соответствующим управляющим сигналом с шагом $5,6^\circ$ в диапазоне $0...360^\circ$. В случае фазированной антенной решетки необходимый фазовый сдвиг устанавливается отдельно для каждого ППМ.

Поддача РЧ-импульсов с фазовращателя в передающий тракт осуществляется при помощи быстродействующего радиочастотного переключателя 7. В режиме «Передача» переключатель связывает общий порт, подключенный к фазовращателю, и порт передающего тракта, связанного со входом цепочки усилителей. Переключение производится внешним логическим сигналом. Важно отметить, что ППМ разрабатывался для решения задач радиолокации и в нем четко разделены приемная и передающая фазы со строго фиксированными временными зазорами. Время переключения коммутатора составляет менее 100 нс. В рабочей полосе частот коммутатор характеризуется малыми потерями (около 0,8 дБ) и высокой степенью изоляции между портами (не менее 60 дБ). Порты коммутатора согласованы на сопротивление 50 Ω . Через коммутатор допускается прохождение сигналов мощностью до 33 дБм.

Передающий тракт включает в себя цепочку из трех усилителей: усилитель малой мощности 6, усилитель средней мощности 5, а также выходной усилитель мощности 4. Усилитель малой мощности, в качестве которого используется микросхема TQL9092, работает в линейном режиме.

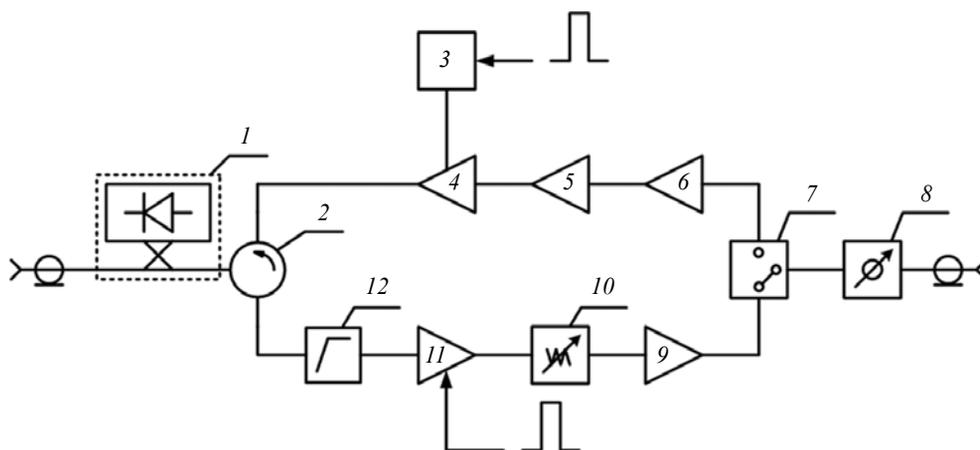


Рис. 1. Функциональная схема ППМ: 1 – блок контроля; 2 – циркулятор UIYSC25A2700T3100; 3 – модулятор; 4 – выходной усилитель мощности; 5 – усилитель средней мощности; 6 – усилитель малой мощности; 7 – радиочастотный коммутатор HMC8038; 8 – управляемый фазовращатель MAPS-010164; 9 – дополнительный МШУ; 10 – управляемый аттенюатор MAAD-000523; 11 – МШУ с встроенным функционалом управления; 12 – ограничитель

Усилитель средней мощности (микросхема QPA9842) выполнен по балансной схеме. Такая конфигурация обеспечивает хорошее согласование в рабочей полосе частот, а также низкую чувствительность усилителя при изменении импеданса нагрузки или источника сигнала. Следует также отметить, что балансная конфигурация хорошо сочетает в себе функции буферного усилителя для выходного усилителя мощности (УМ).

Суммарный коэффициент усиления первых двух каскадов составляет 40 дБ. Эти усилители увеличивают мощность сигнала до 25 дБм. Сигнал с указанной мощностью является оптимальным для стабильной работы выходного УМ. Мощность этого сигнала на выходе УМ составляет 47 дБм.

Для достижения значений выходной мощности в 50 Вт мощность сигнала на входе ППМ должна быть не менее -10 дБм.

В качестве выходного усилителя 4 используется нитрид-галлиевый (GaN) усилитель QPA1000, обеспечивающий выходную мощность 50 Вт в диапазоне частот 2,8...3,2 ГГц. Он также обладает высоким КПД, который в среднем составляет 58 %. Усилитель характеризуется малым значением температурного коэффициента мощности, который составляет $-0,004$ дБм/°С, что является важным для рассматриваемых приложений. Оптимальные рабочие параметры выходного усилителя обеспечиваются в режиме насыщения выходной мощности. Усилитель работает в режиме AB

при суммарном токе смещения (ток покоя) стоков всех каскадов 200 мА и мощности сигнала на входе не менее 22 дБм. Для достижения оптимальных рабочих параметров УМ должен работать в режиме насыщения, поэтому амплитудное взвешивание в режиме «Передача» не производится.

Выходной УМ 4 работает в импульсном режиме с модуляцией по питанию. Питание на усилитель подается синхронно с входным радиоимпульсом. Такой режим питания уменьшает влияние собственных шумов передающего тракта на приемный тракт ППМ, а также повышает суммарный КПД устройства. Управление питанием усилителя осуществляется с помощью модулятора 3. В качестве модулятора используется специализированная микросхема управления питанием BQ500101, представляющая собой полумостовую схему из мощных транзисторов MOSFET (от англ. *metal oxide semiconductor field effect transistor*). Модулятор обеспечивает предельную частоту переключения 600 кГц при токе коммутации 10 А. Он управляется логическим сигналом синхронно с зондирующими радиоимпульсами. При этом подача импульса питания на выходной УМ производится с контролируемым временным зазором до начала появления радиоимпульса и выключается с заданной временной паузой после завершения радиоимпульса.

Сигнал с выходного УМ поступает на выходной разъем ППМ через циркулятор 2 и блок контроля коэффициента стоячей волны по на-

пряжению (КСВН) и выходной мощности 1. Выходной разъем напрямую стыкуется с антенным портом.

1.2. Режим работы «Прием». В паузах между зондирующими импульсами передающий тракт находится в выключенном состоянии. Сигналы, поступающие с антенного порта, проходят через блок контроля 1, а затем через циркулятор 2 поступают в приемный тракт. Первый функциональный блок приемного тракта – это входной ограничитель 12, который выполнен на основе ММИС TGL2927-SM. Ограничитель понижает уровень сигнала, поступающего в МШУ 11, до безопасного уровня. Применяемый в данном ППМ входной ограничитель обеспечивает защиту приемника от импульсных сигналов с мощностью до 200 Вт. При этом уровень остаточной мощности, прошедшей на вход МШУ, составляет не более +18 дБм. При выборе «защиты» приемника также принималось во внимание поведение излучающих элементов активных модулей. При наклоне главного лепестка диаграммы направленности (ДН) антенной решетки относительно направления нормали в диапазоне углов $\pm 45^\circ$, КСВН отдельно взятых излучающих элементов решетки может возрастать, что приводит к появлению значительной мощности отраженной волны на входе приемника [6].

В качестве МШУ 11 используется ММИС TQL9092, которая обладает функцией быстрого переключения. Такие МШУ получили широкое распространение при внедрении в приемопередающие тракты связных устройств таких стандартов связи, как *Long Term Evolution (LTE)* и *Time-division synchronous code-division-multiple-access (TD-CDMA)*, работающих в режимах с временным разделением каналов [7–10]. Использование МШУ с указанным свойством позволяет:

- упростить структурную схему приемного тракта;
- увеличить изоляцию приемного и передающего трактов;
- снизить энергопотребление.

Для задач радиолокации важно время, за которое приемник перейдет в активное состояние после завершения передачи радиоимпульса. На рис. 2 приведены измеренные нами временные диаграммы, показывающие переход МШУ из

активного состояния в закрытое и наоборот в составе приемного тракта. При измерениях на вход (со стороны антенного порта) ППМ подавался непрерывный высокочастотный (ВЧ) сигнал с мощностью –20 дБм. Управление переключением МШУ 11 (рис. 1) производилось внешним логическим сигналом, этот же сигнал используется для управления режимом «Прием». На осциллограмме (рис. 2) сигнал управления – канал 2 – находится в инвертированном состоянии. Сигнал отклика снимается с детектора, подключенного к выходу ППМ. Этот сигнал отображен на осциллограмме – канал 1. Измеренное время включения режима «Прием» и соответственно МШУ составляет 150 нс, что достаточно близко к значению, заявленному производителем. Время выключения этого МШУ сопоставимо с временем включения, но фактическое время выключения режима «Прием» определяется уже временем переключения коммутатора 7 (рис. 1) и составляет 20 нс.

Используемый МШУ характеризуется коэффициентом усиления 22 дБ и коэффициентом шума 0,6 дБ. Усилитель остается работоспособным при поступлении на вход сигнала мощностью до 2 Вт в импульсном и непрерывном режимах.

Усиленный в МШУ сигнал поступает в электрически управляемый аттенюатор 10 (рис. 1), который используется для формирования амплитудного взвешивания принимаемого сигнала в АФАР на основе разработанного ППМ. Коэффициент передачи аттенюатора регулируется с шагом 0,5 дБ от 0 до 31,5 дБ.

Далее взвешенный сигнал поступает на дополнительный МШУ 9. Это усилитель, выполненный на основе TQP3M9019, имеет больший динамический диапазон по сравнению с первым МШУ 4 и позволяет одним каскадом увеличить усиление приемного тракта на 20 дБ, не снижая при этом существенно диапазон линейного усиления.

Радиочастотный коммутатор 7 (рис. 1) во время приема связывает порт приемного тракта, подключенного к выходу второго МШУ 9, с общим портом коммутатора. При этом порт передающего тракта подключается на согласованную нагрузку 50 Ω внутри коммутатора.

Важно также отметить динамические характеристики компонентов, участвующих в обес-

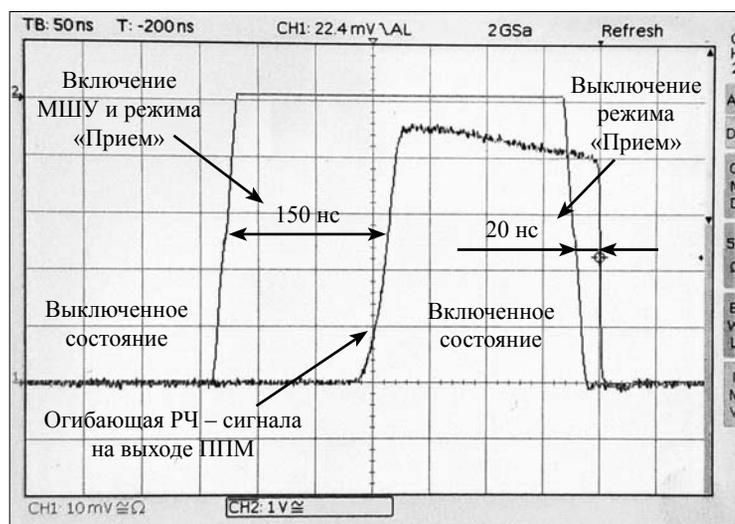


Рис. 2. Временные диаграммы включения и выключения МШУ в составе приемного тракта управляющим сигналом через встроенный функционал

печении работы ППМ как в режиме «Прием», так и в режиме «Передача». Комбинации последовательно соединенных фазовращателя, радиочастотного коммутатора и аттенюатора обеспечивают значения $IIP3$ на уровне +45 дБм и реализуют линейную передачу сигналов с мощностью до +25 дБм. Указанные компоненты не снижают динамический диапазон приемного и передающего трактов. Приемный тракт на частоте 3 ГГц характеризуется уровнем $IP1дБ = -20$ дБм, выходным значением $OP1дБ = +14,4$ дБм и $OIP3 = +32,5$ дБм.

Завершая анализ схемы построения ППМ, отметим, что она также включает в себя блок контроля I , в котором производятся измерения выходной мощности и КСВН антенного порта. Этот функциональный блок расположен между циркулятором и входом/выходом антенного элемента, как показано на рис. 1. Измерение КСВН производится путем сравнения уровней падающей и отраженной волны в антенной цепи в портах направленного ответвителя. Ответвленная мощность при помощи дискретных SMD (от англ. *Surface Mount Device*) аттенюаторов масштабируется в диапазон измеряемой мощности для детекторов огибающей ВЧ-сигнала. Детекторы падающей и отраженной волны реализованы на одной ММИС ADL5519. Такое решение минимизирует ошибку измерения мощности в диапазоне температур по сравнению со схемой с двумя отдельными детекторами.

Разделение сигналов приемного и передающего трактов на выходе ППМ осуществляется при помощи циркулятора 2 (рис. 1). Этот циркулятор обеспечивает изоляцию портов не хуже 20 дБ, величина вносимых потерь не превышает значение 0,3 дБ. Нами также анализировалась возможность применения альтернативного решения по обеспечению изоляции приемного и передающего трактов. Таким решением является применение радиочастотного коммутатора, например, MASW-000936 фирмы MACOM. Однако анализ показывает, что данное решение заметно снижает общий КПД устройства, а также увеличивает стоимость ППМ по сравнению с принятым решением, основанным на применении циркулятора.

2. Конструкция ППМ. Каждый отдельно взятый функциональный блок ППМ реализован на одиночной ММИС. Все используемые компоненты выполнены в QFN (от англ. *Quad Flat No-leads package*) корпусах, за исключением циркулятора. Компоненты размещены на одной многослойной печатной плате с радиочастотной и сигнальной топологией. Микросхемы припаиваются к плате по технологии поверхностного монтажа с использованием стандартного оборудования для этих целей. Циркулятор размещается на плате по той же технологии, что важно для минимизации размеров ППМ.

Для успешной реализации АФАР необходимо очень тщательно сбалансировать тепло-

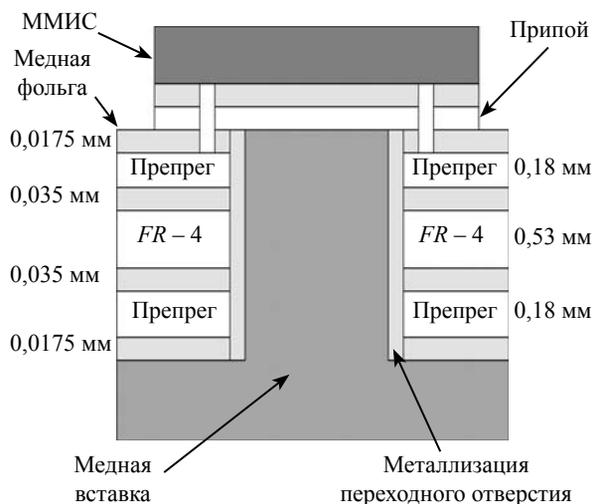


Рис. 3. Расположение слоев печатной платы и теплоотводящей медной вставки под корпусом микросхемы УМ

вой режим одиночных ППМ. Основное тепловыделение ППМ определяется тепловыделением микросхемы выходного УМ 4 (рис. 1) и, следовательно, существенно образом зависит от скважности зондирующих радиоимпульсов. Выходной УМ выполнен в компактном (7×7 мм) QFN корпусе, и вся выделяемая тепловая мощность должна выводиться с основания площадью $31,3 \text{ мм}^2$. Максимально допустимая мощность рассеивания для этого усилителя составляет 44 Вт при температуре основания $85 \text{ }^\circ\text{C}$. С целью предотвращения локального перегрева микросхема усилителя размещена на медной вставке, внедренной в основную плату (рис. 3). Плата совместно со вставкой плотно прилегает к корпусу, и тем самым обеспечивается достаточный теплообмен и отвод тепла. Следует отметить, что такое решение обеспечивает снижение теплового сопротивления более чем в 40 раз по сравнению с использованием массивов металлизированных переходных отверстий под основанием микросхемы [5].

Наши измерения показали, что максимальный перегрев корпуса УМ при длительной работе с импульсами длительностью 3 мкс и коэффициентом заполнения 22 % составляет $15 \text{ }^\circ\text{C}$. Полученное значение содержит вклад от нагрева током смещения в паузах между импульсами, когда модуляция по питанию не применялась. В состоянии покоя без использования модуляции по питанию в УМ выделяется 5 Вт тепловой мощности, обусловленной током смещения.

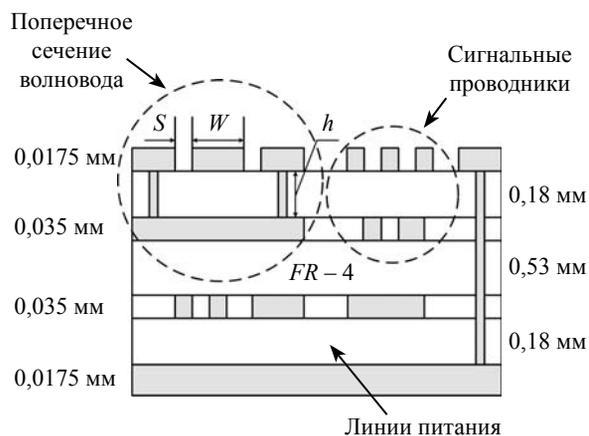


Рис. 4. Пример многослойного расположения сигнальных и радиочастотных проводников на одной печатной плате

Расположение сигнальных и радиочастотных проводников, а также линий питания на одной печатной плате привело к необходимости разводки проводников в 4-х слоях (рис. 4). Для изготовления печатной платы был выбран недорогой материал FR-4. Использование FR-4 также обусловлено отсутствием сложной радиочастотной топологии в ППМ и возможностью достижения приемлемого затухания в волноводных линиях. В соответствии с результатами, представленными в [11], значение вещественной составляющей комплексной диэлектрической проницаемости для материала FR-4 равно $4,5 \pm 0,05$ на частоте 3 ГГц, а тангенс угла потерь не превышает 0,02.

В качестве волноведущей линии используется компланарный волновод с заземлением (рис. 4). Толщина диэлектрического заполнения h составляет 0,18 мм, ширина дорожки W равняется 0,3 мм, а величина зазора S равна 0,2 мм. Указанные геометрические размеры обеспечивают волновое сопротивление линии 50 Ом. Исходя из наших расчетов, в такой линии погонные потери составляют величину 0,012 дБ/мм на частоте 3 ГГц.

Выбранная ширина линии W является удобной с точки зрения стыковки на одной плате радиочастотных ММИС, поскольку в большинстве случаев ширина контактной площадки под вывод микросхемы в QFN корпусе совпадает с выбранной шириной линии 0,3 мм.

Радиочастотная часть ППМ размещена на верхнем слое, а слои внутри платы используются как заземление для компланарных волноводов и разводки сигнальных линий и провод-

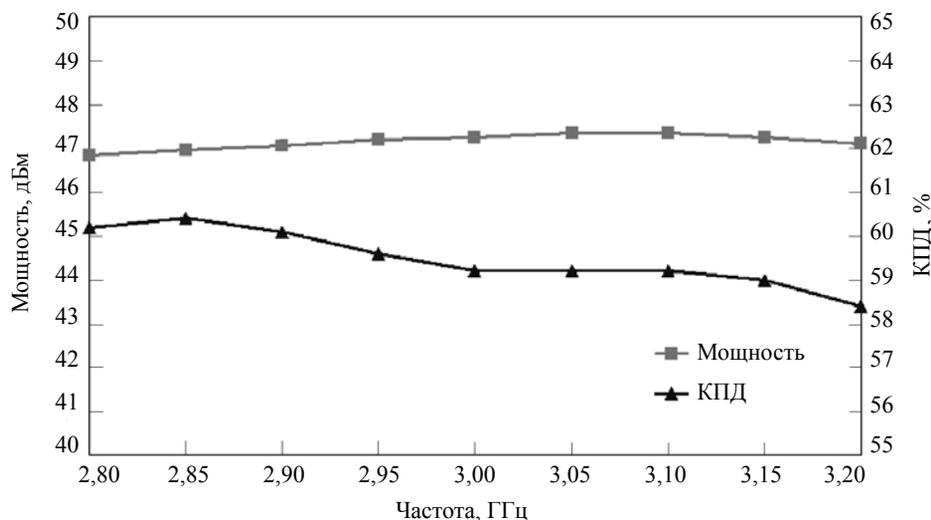


Рис. 5. Зависимость выходной мощности усилителя от частоты и КПД

ников питания. Изоляция волноводных линий от сигнальных и линий питания внутри платы осуществляется чередой сквозных переходных отверстий с металлизацией вдоль волновода. Медная теплоотводящая вставка, показанная на рис. 3, внедрена в плату через сквозное переходное отверстие диаметром 5 мм. Цилиндрическая поверхность переходного отверстия и медной вставки соединены припоем с дополнительным креплением вставки к плате винтами.

Интеграция всех радиочастотных компонентов с элементами питания и логическими схемами на одной печатной плате существенно повышает технологичность изделия. Экземпляр такой платы просто тиражируется в большом количестве и быстро комплектуется элементами поверхностного монтажа на автоматизированных производственных линиях.

3. Характеристики ППМ представлены в таблице.

К достоинствам данного ППМ следует отнести большое значение выходной мощности, малый коэффициент шума, высокое значение КПД. С точки зрения построения АФАР, важным является простота отвода тепла, а также возможность мониторинга значения КСВН и выходной мощности для каждого ППМ. Нами были проведены измерения характеристик ППМ в рабочем диапазоне частот. На рис. 5 приведен пример измерения частотных зависимостей выходной мощности и КПД при уровне входной мощности 25 дБм и при температуре

окружающей среды 20 °С. Вариации выходной мощности не превышают 0,5 дБ, а изменения КПД не превышают 2 % при среднем значении примерно 59,5 %.

К особенностям ППМ следует отнести возможность измерения мощности зондирующих импульсов, измерения КСВН, блокировки передатчика при превышении КСВН.

Параметр	Значение
Диапазон частот, ГГц	2,8...3,2
Максимальная мощность излучения (импульсная), дБм (Вт)	47 (50)
Максимальный коэффициент усиления приемного тракта, дБ	36,5
КПД выходного усилителя мощности, %	59,5
Коэффициент шума приемника, дБ	1,4
Точка компрессии на 1 дБ коэффициента усиления приемного тракта (вход приемника), дБм	-20
Точка пересечения интермодуляционных искажений 3-го порядка (выход приемника), дБм	32,5
Диапазон изменения фазы, °	0...360 (6-бит)
Диапазон изменения усиления, дБ	0...31,5 (6-бит)
Ошибка установки фазы, °	3
Среднеквадратическое отклонение коэффициента передачи через фазовращатель, дБ	0,3
Напряжение питания, В	+27
Рабочий диапазон температур, °С	-40... +85
Габаритный размер модуля, мм	44 × 130 × 32

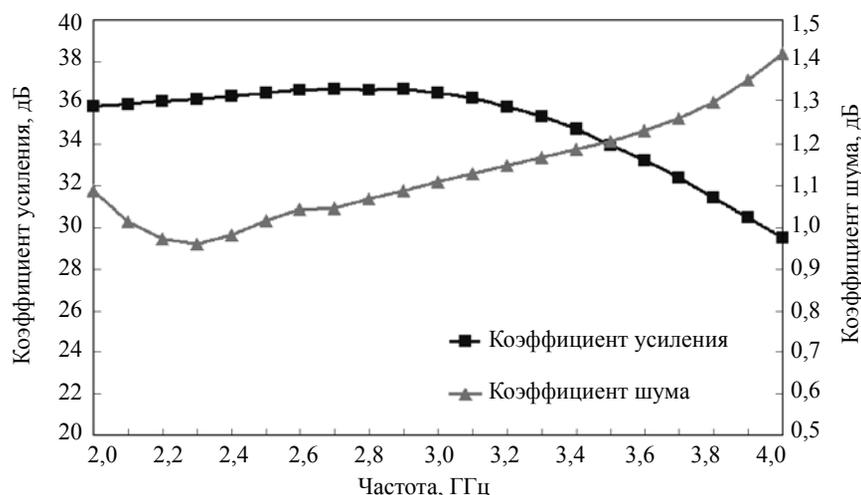


Рис. 6. Частотные зависимости коэффициента шума и усиления приемного тракта ППМ

Частотные зависимости коэффициента шума и усиления приемного тракта отображены на рис. 6. Максимальное значение коэффициента шума составляет 1,15 дБ при максимальной вариации 0,2 дБ, а коэффициент усиления составляет 36 дБ при вариациях меньше 1 дБ в диапазоне частот 2,8...3,2 ГГц. Приведенные значения коэффициента шума и усиления соответствуют нулевому положению перестраиваемого аттенуатора и слабо зависят от значения сдвига фазы в фазовращателе.

Интерфейс управления ППМ – последовательный SPI на частоте 25 МГц. По этому интерфейсу устанавливаются значения амплитуды и фазы для ППМ. Модуль конфигурируется 16-битным словом. Используемый интерфейс позволяет подключать несколько ППМ последовательно, на каждый последующий ППМ выводятся из предыдущего сигналы – информационный, тактовый, выборки.

Выводы. В данной статье представлен новый ППМ S-диапазона. Мотивацией для разработки такого модуля послужило появление

на рынке целого ряда ММИС, широко используемых в системах связи. Применение этих электронных компонент, а также современных мощных нитрид-галлиевый и недорогих композитных материалов в качестве подложки позволило повысить эффективность и снизить стоимость ППМ по сравнению с существующими аналогами. Предложенные решения по отводу тепла от выходного усилителя мощности дали возможность обеспечить работу ППМ в широком температурном диапазоне. Рабочие циклы приемного и передающего трактов разнесены во времени с малыми временными зазорами 200 нс. Такое разделение позволяет упростить экранирование этих трактов в самом модуле. Применение поверхностного монтажа упрощает процедуру производства с возможностью ее автоматизации.

Автор выражает благодарность д.ф.-м.н., проф., чл.-кор. НАНУ Д.М. Вавриву и к.ф.-м.н. с.н.с. В.А. Волкову за полезные обсуждения и рекомендации по усовершенствованию статьи.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Fulton C., Yeary M., Thompson D., Lake J. and Mitchell A. Digital phased arrays: Challenges and opportunities *Proc. IEEE*. 2016. Vol. 104, N 3. P. 487–503. DOI: 10.1109/jproc.2015.2501804.
2. Talisa S.H., O'Haver K.W., Comberiate T.M., Sharp M.D. and Somerlock O.F. Benefits of Digital Phased Array Radars. *Ibid.* P. 530–543.
3. Brookner E. Advances and breakthroughs in radars and phased-arrays. *2016 IEEE Int. Symp. on Phased Array Systems and Technology (PAST)* (USA, Waltham, Massachusetts, 18–21 Oct. 2016.); *proc. IEEE*, 2016. P. 1–8.
4. Salazar J.L., Medina R.H. and Loew E. T/R modules for active phased array radars. *2015 IEEE Radar Conf. (RadarCon)* (Arlington, Virginia, USA, 10–15 May 2015). IEEE, 2015. P. 1125–1133.
5. Filleböck M. and Hensoldt F.T. Full SMT low cost X-band multichannel T/R-module. *Proc. 47th European Microwave Conf. (EuMC)* (Nuremberg, Germany, 10–12 Oct. 2017). Nuremberg, 2017. P. 1317–1320.
6. Jones R.Z. and Kopp B.A. Duplexer Considerations for X-Band T/R Modules. *Microwave J.* 2000. Vol. 43, N 5. P. 348–352.

7. Trantanella C. and Blount P. Low Noise GaN Amplifiers with Inherent Overdrive Protection. *Ibid.* 2015. Vol. 58, N 5. P. 78–88.
8. Novaris N., Blount P. and Trantanella C., 2017. On the measurement of pulse recovery times in Gallium Nitride low noise amplifiers. *Proc. 47th European Microwave Conf.* (EuMC) (Nuremberg, Germany, 10–12 Oct. 2017). Nuremberg, 2017. P. 580–583.
9. Medina-Sanchez Rafael H. *Beam Steering Control System for Low-Cost Phased Array Weather Radars: Design and Calibration Techniques*. PhD. Graduate School of the University of Massachusetts Amherst. Available at: https://scholarworks.umass.edu/dissertations_2/117.
10. Chin-Leong Lim. LNA integrates fast shutdown function. *Microwave & RF*. 2014. Vol. 53, Iss. 12. P. 84–88.
11. Djordjevic A.R., Biljic R.M., Likar-Smiljanic V.D. and Sarkar T.K. Wideband frequency-domain characterization of FR-4 and time-domain causality. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* 2001. Vol. 43, Iss. 4. P. 662–667. DOI: 10.1109/15.974647.

Стаття надійшла 10.07.2019

REFERENCES

1. Fulton, C., Yearly, M., Thompson, D., Lake, J., and Mitchell, A., 2016. Digital phased arrays: Challenges and opportunities. *Proc. IEEE*, **104**(3), pp. 487–503. DOI: 10.1109/jproc.2015.2501804.
2. Talisa, S.H., O'Haver, K.W., Comberiate, T.M., Sharp, M.D., and Somerlock, O.F., 2016. Benefits of Digital Phased Array Radars. *Ibid.*, pp. 530–543.
3. Brookner, E., 2016. Advances and breakthroughs in radars and phased-arrays. In: *2016 IEEE Int. Symp. on Phased Array Systems and Technology (PAST)*. Proc. Waltham, Massachusetts, USA, 18–21 Oct. 2016. Waltham, IEEE, pp. 1–8.
4. Salazar, J.L., Medina, R.H. and Loew, E., 2015 T/R modules for active phased array radars. In: *2015 IEEE Radar Conf. (RadarCon)*. Proc. Arlington, Virginia, USA, 10–15 May 2015. Arlington: IEEE, pp. 1125–1133.
5. Filleböck, M. and Hensoldt, F.T., 2017. Full SMT low cost X-band multichannel T/R-module. In: *Proc. 47th European Microwave Conf.* (EuMC). Nuremberg, Germany, 10–12 Oct. 2017. Nuremberg, 2017, pp. 1317–1320.
6. Jones, R.Z. and Kopp, B.A., 2000. Duplexer Considerations for X-Band T/R Modules. *Microwave J.*, **43**(5), pp. 348–352.
7. Trantanella, C. and Blount, P., 2015. Low Noise GaN Amplifiers with Inherent Overdrive Protection. *Ibid.*, **58**(5), pp. 78–88.
8. Novaris, N., Blount, P. and Trantanella, C., 2017. On the measurement of pulse recovery times in Gallium Nitride low noise amplifiers. In: *Proc. 47th European Microwave Conf.* (EuMC). Nuremberg, Germany, 10–12 Oct. 2017. Nuremberg, 2017, pp. 580–583.
9. Medina-Sanchez Rafael, H., 2014. *Beam Steering Control System for Low-Cost Phased Array Weather Radars: Design and Calibration Techniques*. PhD. Graduate School of the University of Massachusetts Amherst. Available at: https://scholarworks.umass.edu/dissertations_2/117.
10. Chin-Leong Lim, 2014. LNA integrates fast shutdown function. *Microwave & RF*, **53**(12), pp. 84–88.
11. Djordjevic, A.R., Biljic, R.M., Likar-Smiljanic, V.D. and Sarkar, T.K., 2001. Wideband frequency-domain characterization of FR-4 and time-domain causality. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, **43**(4), pp. 662–667. DOI: 10.1109/15.974647.

Received 10.07.2019

V.A. Zolotarev

Institute of Radio Astronomy of the NAS of Ukraine
4, Mystetstv St., Kharkiv, 61002, Ukraine

AN EFFICIENT S-BAND TRANSCEIVER FOR PHASED ARRAY RADAR

Subject and Purpose. A new S-band transceiver module (TRM) is presented. The purpose of the work is to describe the module characteristics and the main technical and technological solutions adopted.

Methods and Methodology. The TRM design is based on the numerical methods of the microstrip high-frequency line simulation. The proposed technical and technological solutions are experimentally validated. The TRM cost reduction as well as the availability of the components were the main criteria in the choice of the appropriate solutions.

Results. The consideration is given to the development results of an S-band TRM with output power of 50 W intended for the use in active phased array radar. The technical solutions to reduce the module cost, simplify the manufacture, and provide the consumer attractive characteristics are presented. The module is performed with a wide use of the microwave solid integrated circuits widespread in 3G and 4G communication systems. All the module components are placed on the same printed circuit board (PCB) upon an FR-4 substrate. The reception path provides 36 dB amplification with a noise figure of 1.4 dB in the 2.8–3.2 GHz frequency band. For the amplification and the phase shift control, a separate 6-bit attenuator and a 6-bit phase shifter are used. The introduced protection systems allow safe operation of the module at an arbitrary value of antenna port voltage standing-wave ratio.

Conclusion. A new S-band TRM is suggested, based on the microwave solid integrated circuits widespread in communication systems. The employment of these electronic components as well as modern powerful gallium-nitride (GaN) components and inexpensive composite materials for a PCB substrate make it possible to improve the efficiency and reduce the cost of TRM compared to the existing analogues. High output power, low noise of the receiver and a reliable separation of the reception and transmission channels make the proposed TRM promising as part of modern active phased array radar.

Key words: transceiver module (TRM), phased antenna array, gallium-nitride (GaN) amplifier, microstrip SHF devices, thermal conditions.

В.О. Золотарьов

Радіоастрономічний інститут НАН України
4, вул. Мистецтв, Харків, 61002, Україна

ЕФЕКТИВНИЙ ПРИЙМАЛЬНО-ПЕРЕДАВАЛЬНИЙ МОДУЛЬ S-ДІАПАЗОНУ ДЛЯ ФАЗОВАНИХ АНТЕННИХ РЕШТОК

Предмет і мета роботи. У статті представлено новий приймально-передавальний модуль (ППМ) S-діапазону. Метою роботи є опис характеристик модуля, а також основних технічних і технологічних рішень, що використовувалися при його розробці.

Методи і методологія роботи. Для проектування ППМ використовувалися чисельні методи моделювання мікросмужкових надвисокочастотних (НВЧ) пристроїв. Перевірка запропонованих технічних і технологічних рішень проводилася експериментальним шляхом. Зменшення вартості виробництва ППМ, а також доступність комплектуючих були одними з основних критеріїв для вибору відповідних рішень.

Результати роботи. У статті описано результати розробки ППМ S-діапазону з вихідною потужністю 50 Вт, який призначено для використання в локаторах з активними фазованими антенними решітками. Описані рішення, які дозволили зменшити вартість такого модуля, спростити його виробництво при досягненні характеристик, привабливих для споживачів. Модуль виконаний з широким використанням мікрохвильових моноліт-інтегральних схем (ММІС), які використовуються в системах зв'язку 3G, 4G. Усі компоненти розміщені на спільній друкованій платі з підкладкою з FR-4. Приймальний тракт забезпечує підсилення 36 дБ з коефіцієнтом шуму 1,4 дБ у смузі частот 2,8...3,2 ГГц. Для керування підсиленням і фазовим зміщенням застосовуються окремі 6-бітні атенюатор і фазообертач. Введені системи захисту допускають безпечну роботу модуля при довільному значенні коефіцієнта стоячої хвилі за напругою антенного порту.

Висновок. У статті представлено новий ППМ S-діапазону, в якому застосовані ММІС, широко використовувані в системах зв'язку. Застосування цих електронних компонент, а також сучасних потужних нітрид-галієвих компонентів і недорогих композитних матеріалів у якості підкладки для друкованої плати дозволило підвищити ефективність і знизити вартість ППМ у порівнянні з існуючими аналогами. Високий рівень вихідної потужності, низький рівень шумів приймача і висока ізоляція приймального і передавального трактів у запропонованому ППМ роблять його перспективним для застосування в сучасних локаторах з фазованими антенними решітками.

Ключові слова: приймально-передавальний модуль, фазована антенна решітка, нітрид-галієвий підсилювач, мікросмужковий НВЧ-пристрій, тепловий режим.