

АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ  
СИСТЕМЫ

УДК 621.396.676

МАЛОГАБАРИТНЫЙ ДВУХДИАПАЗОННЫЙ АНТЕННЫЙ МОДУЛЬ  
ДЛЯ ПРИЕМНИКОВ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ  
СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ ГЛОНАСС/GPS© 2020 г. С. Н. Бойко<sup>а</sup>, \*, А. В. Исаев<sup>а</sup>, В. Б. Марьянов<sup>а</sup><sup>а</sup>Филиал АО “ОРКК” – “НИИ КП”,

ул. Авиамоторная, 53, Москва, 111250 Российская Федерация

\*E-mail: npk6@orkkniikp.ru

Поступила в редакцию 07.02.2019 г.

После доработки 16.01.2020 г.

Принята к публикации 22.01.2020 г.

Предложен малогабаритный двухдиапазонный навигационный антенный модуль, состоящий из микрополоскового антенного элемента плоскостного типа и двухканального малошумящего усилителя с элементами защиты по входу. Двухканальная схема построения малошумящего усилителя реализована посредством двух дуплексных фильтров, расчет которых проведен по методу ориентированных графов. Микрополосковый антенный элемент предложен в топологии, позволяющей обеспечить возбуждение его в основной моде  $TM_{10}$  как в нижнем (L2), так и в верхнем (L1) диапазонах частот, что обеспечило идентичность формы диаграммы направленности в обоих частотных диапазонах. Приведены конструктивное исполнение антенного модуля, эквивалентная схема, частотные зависимости КСВН, графики зависимости коэффициента усиления от частоты, диаграммы направленности на центральных частотах диапазонов L1 и L2 антенного элемента, зависимости коэффициента усиления и коэффициента шума малошумящего усилителя от частоты, диаграммы направленности всего модуля.

DOI: 10.31857/S0033849420060066

## ВВЕДЕНИЕ

Микрополосковые антенны (МПА) нашли широкое применение в приемной аппаратуре глобальных навигационных систем связи (ГНСС) вследствие их компактности, технологичности изготовления и возможности интегрирования с активными цепями. При совмещении МПА с активными устройствами сборку обычно выполняют в виде единого модуля.

В настоящее время остается насущной проблема миниатюризации активных антенных модулей в целом. Если активные устройства (генераторы, усилители, модуляторы, преобразователи и т.п.) поддаются миниатюризации без особых проблем ввиду активного развития прецизионных технологий производства элементной базы, то миниатюризация самих МПА сталкивается с большими трудностями ввиду физических ограничений, накладываемых на минимальные габариты МПА. Проблема возрастает многократно при проектировании многодиапазонных МПА, к тому же с круговой поляризацией поля, как это имеет место в антенных модулях ГНСС [1, 2].

В настоящее время в многодиапазонных антенных модулях ГНСС часто используются МПА “этажерочного” типа, у которых антенные элементы на различные частотные диапазоны размещаются друг над другом таким образом, что ан-

тенные элементы на более высокие частотные диапазоны расположены над антенными элементами на более низкие частотные диапазоны [3–5]. Основными недостатками МПА “этажерочного” типа являются: громоздкость конструктивного исполнения, сложность схемы питания “этажей”, невозможность исключения взаимного влияния отдельных антенных элементов, нетехнологичность изготовления, что приводит к большим проблемам при попытке миниатюризации таких антенн. Поэтому более компактными реализациями многочастотных МПА являются конструкции, в которых топологии антенных элементов на различные частотные диапазоны размещаются в одной (в идеале) плоскости на единой подложке.

Одним из способов уменьшения габаритов плоскостных МПА является использование диэлектрических подложек с большим значением диэлектрической проницаемости [6]. Однако это приводит к уменьшению полосы согласования МПА и, как следствие, к необходимости применения толстых подложек, что, в свою очередь, ведет к возникновению поверхностных волн и падению эффективности излучения МПА. Еще одним способом уменьшения габаритов МПА является замыкание одной из ее кромок на экран [7]. Также применяются приемы “сворачивания” топологии [8, 9], комплексирования топологии (формирова-

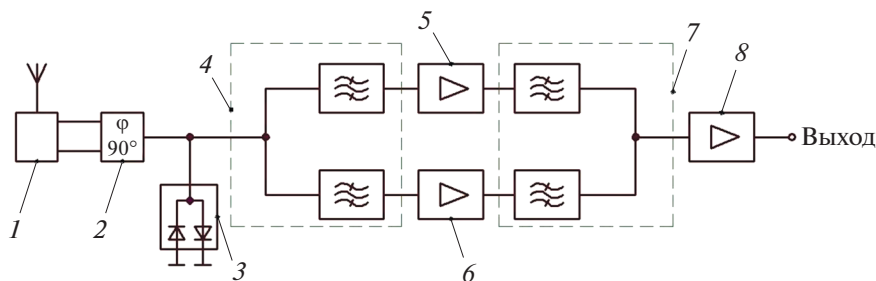


Рис. 1. Функциональная схема двухдиапазонного антенного модуля.

ние выступов, щелей, меандров, перемычек на экран и т.п.) [10–13], использования в конструкции МПА метаматериалов [14, 15]. В случае комплексирования топологии многочастотный режим работы МПА, как правило, достигается за счет формирования резонаторов с излучением как основной, так и высших типов колебаний, а также возбуждения гармоник с положительным и отрицательным знаком, как это имеет место в случае с метаматериалом. Недостатком многомодовых МПА является то, что для высших типов колебаний форма диаграммы направленности не является чисто полусферической, как для основного типа колебания, что не всегда приемлемо на практике. В случае применения метаматериала проблемным вопросом является получение малого отношения центральных частот рабочих диапазонов, как это требуется в ГНСС-приемниках.

Отметим, что в работе [7] описана активная ГНСС-антенна, содержащая МПА в виде двух соосных обращенных друг к другу закороченных колец, рассчитанных на диапазон L1 (внутреннее кольцо) и L2 (внешнее кольцо), сумматора принятых сигналов в один канал и выполненного по технологии печатных плат (*printed circuit board* – РСВ) широкополосного малошумящего усилителя (МШУ). Однако по своим габаритам (диаметром 280 мм, высотой 14 мм) эта активная антенна не может быть отнесена к категории малогабаритных антенн.

Целью работы является создание нового малогабаритного L1/L2 ГЛОНАСС/GPS антенного модуля.

## 1. ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ ДВУХДИАПАЗОННОГО АНТЕННОГО МОДУЛЯ

Функциональная схема предлагаемого антенного модуля представлена на рис. 1. Антенный модуль состоит из микрополоскового антенного элемента (МАЭ) с двумя точками питания 1 и двухканального МШУ, включающего широкополосный гибридный направленный ответвитель 2, ограничительную диодную сборку 3, дуплексный фильтр 4, парциальные (индивидуальные для

каждого канала) каскады усиления 5, 6, дуплексный фильтр 7, общий каскад усиления 8. Гибридный направленный ответвитель 2 обеспечивает прием кругополяризованной волны с двух ортогональных выходов антенного элемента в обоих диапазонах частот. Применение двухканальной схемы МШУ связано с необходимостью повышения помехозащищенности антенного модуля ГНСС. Этой цели служат два дуплексных фильтра и ограничительная диодная сборка 3 на входе, обеспечивающая защиту МШУ от импульсных помех большой мощности при их попадании в рабочие диапазоны частот.

## 2. ПРОЕКТИРОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВОГО АНТЕННОГО ЭЛЕМЕНТА

Геометрия рисунка проводящего слоя (топология) МАЭ представлена на рис. 2. При проектировании МАЭ была выбрана подложка из керамики МТ16 ( $\epsilon_r = 15.5$ ,  $\text{tg} \delta = 2 \times 10^{-4}$ ) толщиной 6 мм. Размеры МАЭ составили  $30.8 \times 30.8 \times 6$  мм, проводящего экрана –  $50 \times 50 \times 0.5$  мм. Расчет и оптимизацию параметров МАЭ осуществляли в электродинамическом пакете программ Ansoft HFSS 15.0. Начало декартовой системы координат, принятой при расчетах, привязано к центру МАЭ с ориентацией оси Oz перпендикулярно плоскости МАЭ, а оси Oy – параллельно линии, соединяющей две точки питания (совпадают с двумя отверстиями на рис. 2).

Топология (геометрия) МАЭ содержит внешнюю рамку квадратной формы, в углах которой имеются разрывы, а также планарную центральную часть квадратной формы, сформированную внутри рамки (см. рис. 2). Рамочная часть соединена с планарной частью с помощью четырех перемычек, расположенных по центрам сторон квадрата. В центральной части МАЭ имеется дополнительная “кольцевая” щель, “разомкнутая” проводящими перемычками в углах вблизи точек питания. “Кольцевая” щель, как будет показано ниже, введена для расширения рабочего диапазона в L2 (до ГЛОНАСС/GPS), а перемычки обеспечивают развязку между двумя точками питания

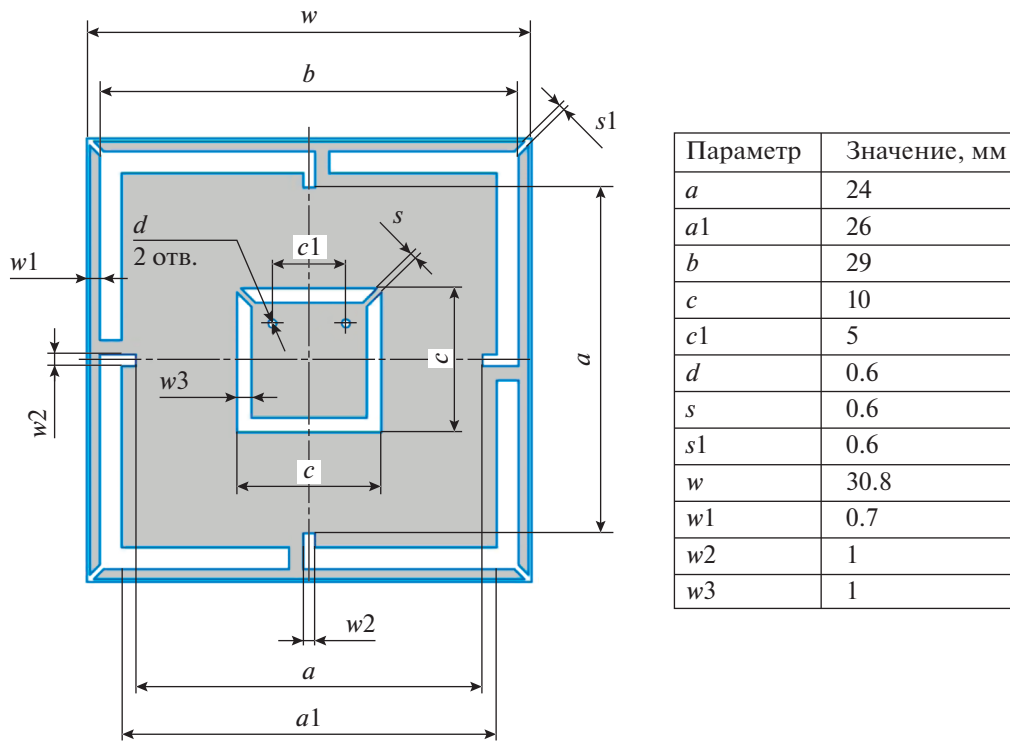


Рис. 2. Геометрия антенного элемента.

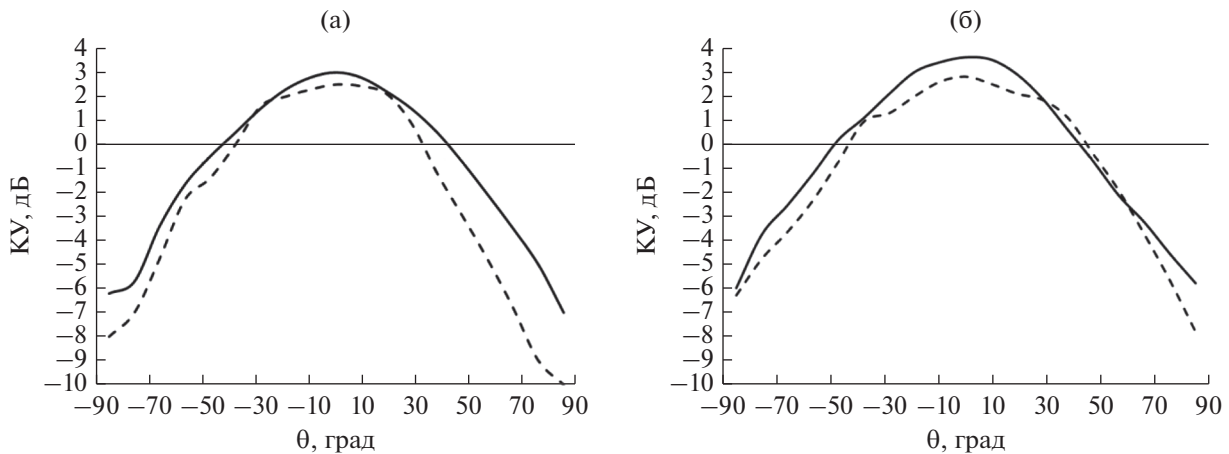


Рис. 3. Расчетные (штриховые линии) и экспериментальные (сплошные линии) ДН антенного элемента на частотах 1590 (а) и 1240 МГц (б).

МАЭ в обоих диапазонах частот не хуже 10 дБ. Питание МАЭ осуществляется штырями, проходящими через отверстия, которые расположены по диагоналям антенной платы под углом 90 град относительно друг друга (см. рис. 2). В рамочной части МАЭ имеются разрывы в углах, образующие конструкционные емкости, служащие как для настройки рамочной части антенной платы на диапазон L2, так и для задания требуемого интервала между центральными частотами диапазонов L1 и L2 всего МАЭ.

Оптимизированные значения параметров топологии приведены ниже.

На рис. 3а и 3б приведены расчетные (пунктирные линии) и экспериментальные (сплошные линии) диаграммы направленности (ДН) на центральных частотах диапазонов L1 и L2 для случая возбуждения одного входа МАЭ, т.е. для линейно поляризованного поля излучения. Экспериментальные ДН были измерены в безэховой камере (БЭК) размером  $7.6 \times 4.65 \times 4.0$  м с коэффициентом безэховости не более  $-35$  дБ в рабочих диапазонах частот. Для отсечки токов, затекающих на внешнюю оплетку питающего кабеля (по причине малости экрана), на кабеле было реализовано устройство, аналогичное описанному в работе

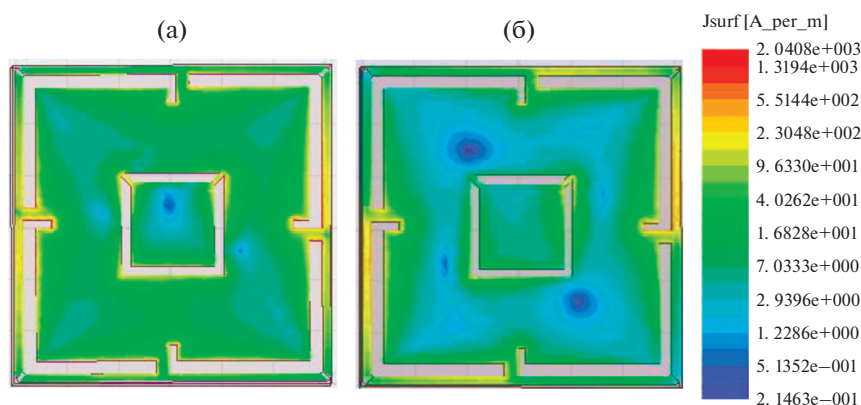


Рис. 4. Распределение плотности электрического тока в антенном элементе на частотах 1240 (а) и 1590 МГц (б).

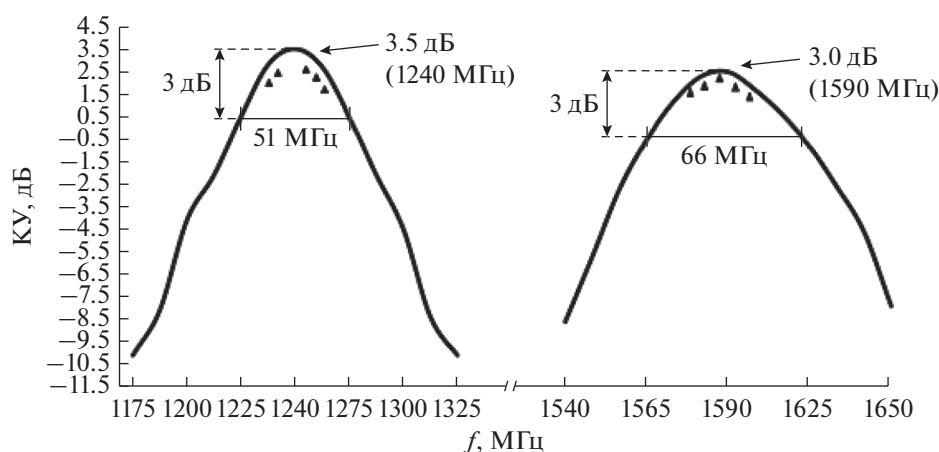


Рис. 5. КУ двухдиапазонного антенного элемента: сплошная кривая – экспериментальные данные, точки – расчет.

[16], опорно-поворотное устройство было выполнено преимущественно из пенополистирола. Расчетные и экспериментальные ДН изображены на рис. 3 для плоскости  $YOZ$ , но вследствие квадратной формы МАЭ и диагонального расположения точек питания ДН в плоскости  $XOZ$  идентичны изображенным на рис. 3. Из рис. 3 видно, что наблюдается хорошее совпадение расчетных и экспериментальных данных, при этом ДН МАЭ практически идентичны в обоих частотных диапазонах.

Идентичность форм ДН в диапазонах частот L1 и L2 является следствием формирования конструктивных емкостей в углах внешней рамки геометрии МАЭ, это позволило возбудить его в основной моде  $TM_{10}$  как в нижнем диапазоне частот (L2), так и в верхнем (L1). В известном аналоге (см. [10, разд. 9.5.2]), в нижнем частотном диапазоне МАЭ возбуждался в  $TM_{10}$ -моде, а в верхнем – в  $TM_{30}$ -моде, что приводило к искажению ДН в верхнем диапазоне частот. Кроме того, применение дополнительной кольцевой щели в центральной (планарной) части топологии МАЭ

позволило расширить рабочий диапазон в L2. Это происходит вследствие того, что кроме основного резонанса в частотном диапазоне L1 планарная часть МАЭ приобретает дополнительный резонанс в частотном диапазоне L2, что подтверждается распределением плотности электрического тока на поверхности МАЭ на центральных частотах диапазонов L1 и L2 (рис. 4, скриншот). Как видно из рис. 4, в диапазоне L1 поле сосредоточено в основном по краю планарной части МАЭ, а в диапазоне L2 – как по периферии антенного элемента, так и в области “кольцевой” щели. При этом периметр “кольцевой” щели выбран таким образом, что резонансные частоты внешней рамки и “кольцевой” щели МАЭ немного отличаются, в результате чего рабочий диапазон частот в L2 расширился (с 36 МГц без щели до 51 МГц со щелью), а эффективность излучения увеличилась (рис. 5).

На рис. 5 приведены экспериментальные зависимости коэффициента усиления КУ в направлении оси  $Oz$  МАЭ, запитанного от гибридного направленного ответвителя, от частоты в диапазо-

**Таблица 1.** Сравнение параметров антенных элементов, разработанных разными авторами

Литература	Размер, мм	$\epsilon_r$	ПП**, МГц (L1/L2)	Максимум усиления, дБи (L1/L2)
[11]	28 × 28 × 13	9.8	35/26	3.1/4.9
[12]	Ø25 × 11.3	45; 9.8*	50/45	3.5/3.2
[13]	28 × 28 × 13	2.65	57/41	4.1/4.5
Данная работа	30.8 × 30.8 × 6	15.5	66/51	3.0/3.5

\* Две склеенные подложки. \*\* Полоса пропускания по уровню усиления – 3 дБ.

нах L1 и L2. Измерения проводили в описанной выше безэховой камере. При измерении КУ была использована измерительная антенна спирального типа с коэффициентом эллиптичности поля  $K_s = 0.92$ , измерения проводили для соосного расположения измеряемой и измерительной антенн. На рис. 5 также приведены расчетные данные для КУ (точки). Видно, что расчетные и экспериментальные данные удовлетворительно совпадают. При этом частотный диапазон коэффициента усиления МАЭ по уровню – 3 дБ (от максимального значения) составляет 66 МГц для диапазона частот L1 и 51 МГц для диапазона частот L2, что перекрывает диапазоны ГЛОНАСС/GPS L1 (40 МГц) и ГЛОНАСС/GPS L2 (34 МГц). Максимальные значения КУ составляют: +2.5 дБи расчетный и +3.0 дБи измеренный – в диапазоне L1; +2.7 дБи расчетный и +3.5 дБи измеренный – в диапазоне L2.

В табл. 1 приведены параметры МАЭ, полученные в данной работе и в работах [11–13].

Как видим, все представленные МАЭ обладают сходными техническими параметрами (кроме МАЭ из [11], имеющего зауженную полосу пропускания в диапазоне L2), однако высота известных МАЭ в два раза превышает высоту МАЭ, предложенного нами.

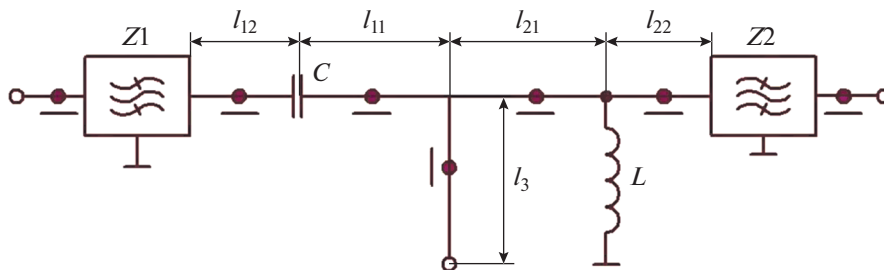
Кроме того, предлагаемый МАЭ выполнен на однослойной плате и не содержит дополнительных перемычек, как прототипы, поэтому он более технологичный и экономичный.

### 3. ПРОЕКТИРОВАНИЕ МАЛОШУМЯЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ

Ключевыми моментами при проектировании МШУ являются выбор материала подложки, расчет дуплексных фильтров и выбор элементной базы. В качестве материала платы МШУ выбран двусторонний фольгированный диэлектрик FR-4 толщиной 0.5 мм. Во входном дуплексере применены полосовые керамические фильтры VF1238B35M (Z2) и VF1592B43M (Z1) фирмы “РИТЕК – КОРУС”, в выходном дуплексере – ПАВ-фильтры ФП-541-1237 и ФП-671-1592 фирмы “Радиокомп”. Керамические фильтры во входном дуплексном фильтре применены по причине малых диссипативных потерь (около 1.2 дБ) для минимизации коэффициента шума МШУ. В качестве направленного ответвителя применен направленный ответвитель ХС 1400Р фирмы “Anaren”, в каскадах усиления – микросхемы МААLSS0044 (фирма “Macom”) и НМС618LP3 (фирма “Hittite”). При выборе микросхем усилителей учитывались их параметры по коэффициенту шума (для входных каскадов), коэффициенту усиления и динамическому диапазону.

Для расчета дуплексных фильтров применена оригинальная методика ориентированных графов [17], реализованная в виде программы в пакете LabVIEW12.

Для примера на рис. 6 приведена электрическая схема входного дуплексного фильтра. Плечи дуплексного фильтра в виде микрополосковых линий выполнены короткими, а для согласования выходов дуплексера в микрополосковые линии включены сосредоточенные емкость (последова-



**Рис. 6.** Электрическая схема входного дуплексного фильтра.

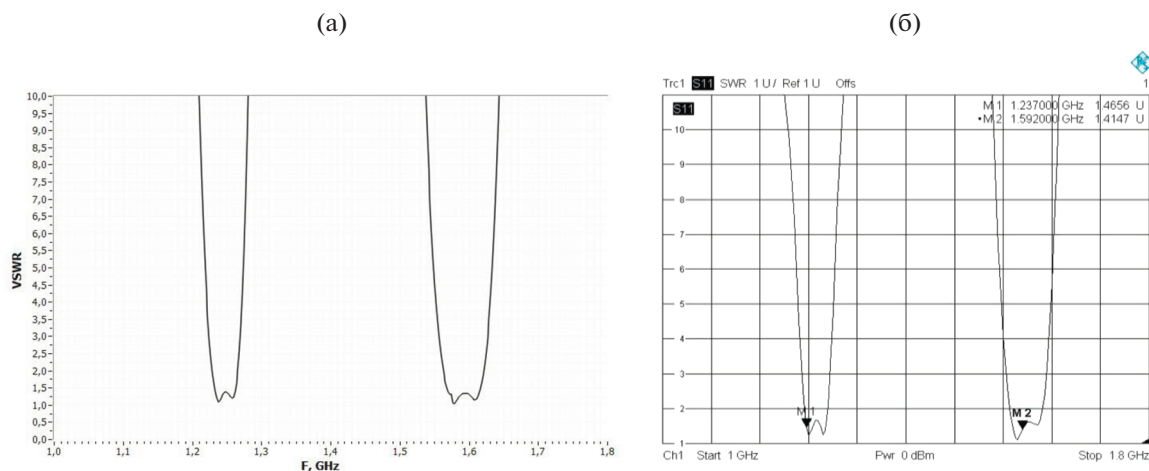


Рис. 7. Расчетная (а) и экспериментальная (б) зависимости входного КСВН дуплексного фильтра.

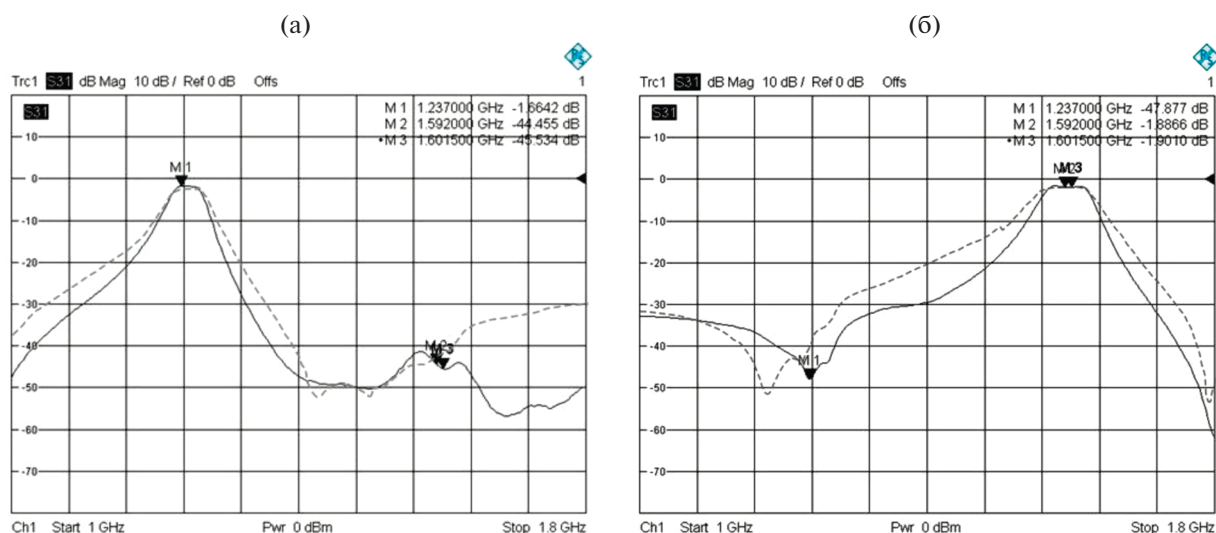


Рис. 8. Расчетные (штриховые) и экспериментальные (сплошные) АЧХ двух плеч дуплексного фильтра.

тельно в цепи высокой частоты) и индуктивность (параллельно в цепи низкой частоты). При расчетах в качестве исходных использованы матрицы S-параметров полосовых керамических фильтров VF1238B35M (Z2) и VF1592B43M (Z1). В процессе численного моделирования оптимизировались номинальные значения емкости и индуктивности и места их включения в микрополосковые линии.

На рис. 7, 8 приведены частотная зависимость коэффициента стоячей волны (КСВН) входа и амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) двух плеч дуплексного фильтра (расчетные и измеренные, скриншоты). Из графиков рис. 7, 8 видно, что расчетные и измеренные данные очень близки между собой, а КСВН входа в рабочих диапазонах частот не превышает величину 1,5, неравномерность АЧХ не более 0,5 дБ при дисси-

пативных потерях 1,9 дБ в диапазоне L1 и 1,66 дБ в диапазоне L2 (измеренные данные).

Аналогично был спроектирован и выходной дуплексный фильтр. Он выполнен на базе ПАВ-фильтров и сумматора SP-2G1+ фирмы “Mini – Circuits”. В результате проведенного моделирования выходного дуплексного фильтра КСВН входа и выходов в рабочих диапазонах частот не превышает величину 1,5, неравномерность АЧХ не более 0,5 дБ при диссипативных потерях 3,6 дБ в диапазоне L1 и 3,5 дБ в диапазоне L2 (данные измерений).

Экспериментальная АЧХ, а также зависимость коэффициента шума  $K_{ш}$  МШУ от частоты представлены на рис. 9 (скриншот). Коэффициент усиления МШУ в рабочих диапазонах частот со-



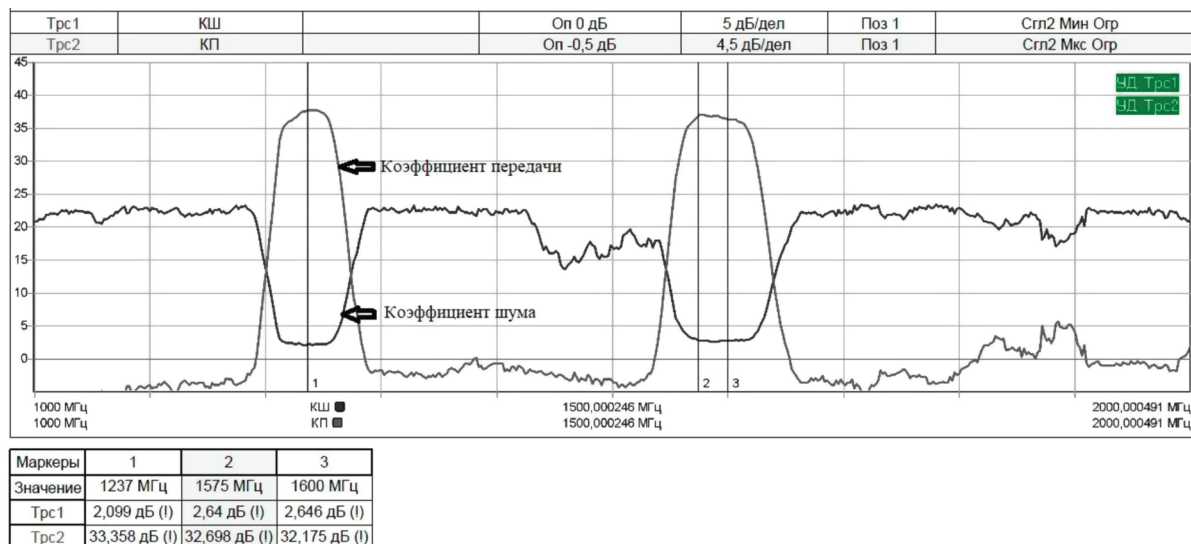
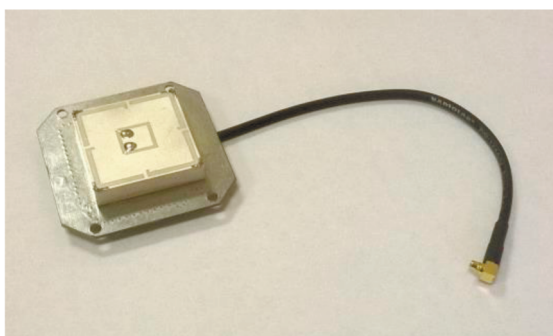


Рис. 9. Графики АЧХ и частотной зависимости коэффициента шума МШУ.

(а)



(б)

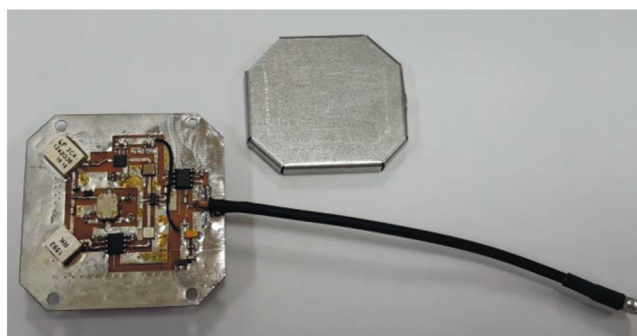


Рис. 10. Общий вид компактного двухдиапазонного навигационного антенного модуля: а) вид сверху; б) вид снизу (экран снят).

ставил не менее 31 дБ, коэффициент шума – не более 2.7 дБ.

#### 4. ОПЫТНЫЙ ОБРАЗЕЦ АНТЕННОГО МОДУЛЯ, ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МОДУЛЯ

На основании проведенных расчетов и исследований был спроектирован активный навигационный антенный модуль ГЛОНАСС/GPS, работающий одновременно в частотных диапазонах L1 и L2. Конструктивно навигационный антенный модуль диапазонов L1, L2 ГЛОНАСС/GPS выполнен в виде единого моноблока размером 50 × 50 × 11 мм, который включает МАЭ, плату МШУ, коаксиальный кабель и высокочастотный соединитель (рис. 10а). Две точки питания МАЭ соединены с помощью штырей с выходами направленного ответвителя, который смонтирован на плате МШУ. Обратная сторона платы МШУ является экраном МАЭ, а сам МШУ закрыт металлическим экраном для предотвращения вза-

имной связи с МАЭ (рис. 10б). Напряжение питания в модуль подается через высокочастотный кабель с соединителем.

Коэффициент подавления внеполосных помех (избирательность) в модуле при отстройке ±65 МГц от центральных частот диапазонов L1 и L2 составил не менее 50 дБ.

Измерения ДН всего антенного модуля проводились в БЭК с помощью измерительной антенны спирального типа в двух взаимно ортогональных плоскостях (XOZ и YOZ). Экспериментальные ДН антенного модуля в плоскости YOZ приведены на рис. 11 для центральных частот диапазонов L1 и L2 (ДН антенного модуля в плоскости XOZ идентичны приведенным).

Использование в измерениях ДН антенны круговой поляризации позволяет автоматически учесть поляризационные потери при приеме навигационного сигнала вследствие деградации коэффициента эллиптичности антенного модуля под низкими углами места. Из рис. 11 следует, что

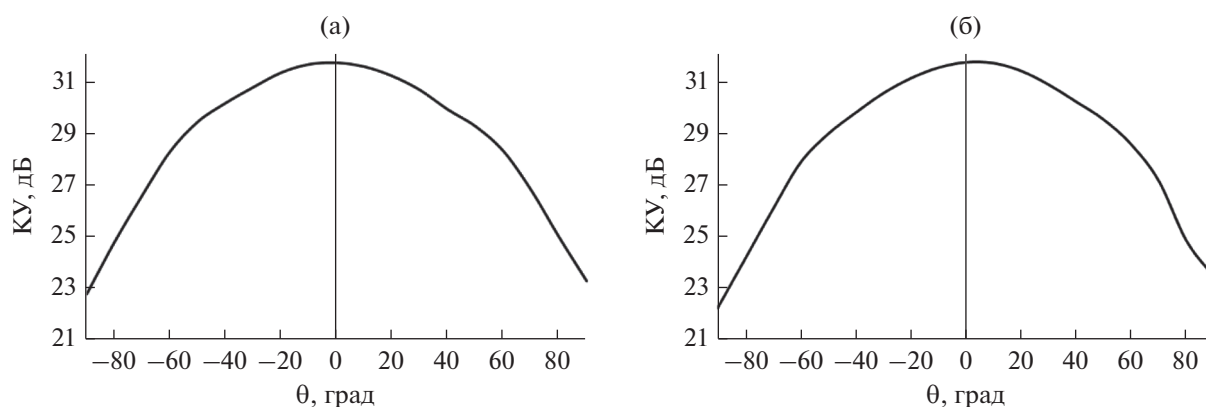


Рис. 11. Экспериментальные ДН антенного модуля в плоскости YOZ на частотах 1240 (а) и 1590 МГц (б).

ширина экспериментальных ДН по уровню минус 10 дБ в диапазоне L1 равна  $190^\circ$ , а в диапазоне L2 –  $200^\circ$ . Широкая ДН в обоих частотных диапазонах очень важна с точки зрения приема сигналов низкоорбитальных спутников для повышения точности определения координат пользователя.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрен компактный двухдиапазонный L1/L2 ГЛОНАСС/GPS антенный модуль, включающий однослойный микрополосковый антенный элемент – МАЭ, двухканальный МШУ со схемой питания МАЭ на основе гибридного направленного ответвителя, защитой входа от помех большого уровня мощности. Малошумящий усилитель выполнен под МАЭ таким образом, что его земляная плоскость служит для него экраном. Двухканальная схема МШУ реализована с помощью двух дуплексных фильтров.

Размеры двухдиапазонного L1, L2 антенного модуля ГЛОНАСС/GPS составили  $50 \times 50 \times 11$  мм при габаритах платы МАЭ  $30.8 \times 30.8 \times 6$  мм, масса модуля 0.035 кг. Экспериментально получены следующие характеристики модуля: коэффициент усиления в рабочих диапазонах частот не менее 33 дБ, максимальные значения коэффициента усиления МАЭ 3 дБ в диапазоне L1 и 3.5 дБ в диапазоне L2, коэффициент шума МШУ не более 2.7 дБ для обоих диапазонов частот, подавление внеполосных помех при отстройке  $\pm 65$  МГц от центральных частот диапазонов L1, L2 не менее 50 дБ, ток потребления не более 40 мА.

В данный момент спроектированный антенный модуль является самым малогабаритным из всех известных. Он может использоваться как самостоятельный, встраиваемый элемент в навигационных приемниках ГЛОНАСС/GPS, так и в качестве базового элемента внешних антенн или адаптивных фазированных антенных решеток.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Петров А.С. // Антенны. 2013. № 3. С. 22.
2. Бойко С.Н., Косякин С.В., Кухаренко А.С., Яскин Ю.С. // Антенны. 2013. № 12. С. 38.
3. Jianxing Li, Hongyu Shi, Hang Li, Anxue Zhang // IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett. 2014. V. 13. P. 372.
4. Yinting Liu, Dan Shi, Shuyi Zhang, Yougang Gao // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2016. V. 15. P. 1329.
5. Kang M.C., Choo H., Byun G. // IEEE Trans. 2017. V. AP-65. № 6. P. 2865.
6. Kula J.S., Psychoudakis D., Liao W.-J. et al. // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2006. V. 48. № 6. P. 13.
7. Zhongbao Wang, Hongmei Liu, Shaojun Fang, Yuan Cao // Progress in Electromagnetics Research. 2014. V. 144. P. 281.
8. Банков С.Е., Давыдов А.Г., Папилов К.Б. // Журн. радиоэлектроники. 2010. № 8. <http://jre.cplire.ru/jre/aug10/1/text.pdf>.
9. Podilchak S.K., Murdoch A.P., Antar Y.M. // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2017. V. 59. № 4. P. 88.
10. Wong K. Compact and Broadband Microstrip Antennas. N.-Y.: John Wiley @ Sons. 2002. P. 324.
11. Gupta S., Mumcu G. // IEEE Trans. 2013. V. AP-61. № 6. P. 2904.
12. Ming Chen, Chi-Chih Chen // IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett. 2013. V. 12. P. 245.
13. Chao Sun, Huili Zheng, Ying Liu // IEEE Trans. 2016. V. AP-64. № 1. P. 365.
14. Boyko S.N., Kosiakin S.V., Kukharenko A.S., Yaskin Y.S. // 2014 Loughborough Antennas & Propagation Conf. (LAPC). Loughborough. 10–11 Nov. 2014. P. 410.
15. Cao Jie, Liu-Zhi Gang, Fu Lu, Zhu Shou-Zheng // Proc. 3rd Asia-Pacific Conf. on Antennas and Propagation. Harbin 26–29 Jul. 2014. N.Y.: IEEE, 2014. P. 450.
16. Icheln C., Krogerus J., Vainikainen P. // IEEE Trans. 2004. V. IM-53. № 2. P. 498.
17. Силаев М.А., Брянецев С.Ф. Приложение матриц и графов к анализу СВЧ устройств. М.: Сов. радио, 1970.