

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.9.10>

УДК: 621.372.57; 621.375

РАЗРАБОТКА РАДИОТРАКТА ПРИЕМНОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ ГНСС

А.А. Ерохин, Е.Р. Гафаров, А.М. Александрин,
Р.О. Рязанцев, Е.А. Стригова, С.В. Поленга

Сибирский федеральный университет
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28

Статья поступила в редакцию 17 июня 2025 г.

Аннотация. Радиотракт выделения и предварительного усиления является важной частью антенной системы. В статье представлены результаты разработки и экспериментального исследования малошумящего радиотракта антенной системы для приема сигналов современных ГНСС (ГЛОНАСС, GPS, Galileo, BeiDou, QZSS), включая сервисы дифференциальных поправок SBAS, OmniSTAR и CDGPS. Разработанная схема радиотракта обеспечивает низкий коэффициент шума (не более 1,6 дБ) и высокий коэффициент усиления (не менее 40 дБ). Проведено сравнение с коммерческим модулем Taoglas TFM.110A, подтвердившее преимущества разработанного решения по коэффициентам шума и усиления. Исследование включает: оптимизацию шумовых характеристик, разработку структурной схемы и экспериментальную проверку характеристик радиотракта.

Ключевые слова: ГНСС, радиотракт, малошумящий усилитель, коэффициент шума, многодиапазонная антенная система.

Финансирование: Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда №25-19-20106, <https://rscf.ru/project/25-19-20106/>, гранта Красноярского краевого фонда науки.

Автор для переписки: Ерохин Алексей Александрович, aerokhin@sfu-kras.ru

Введение

Современные глобальные навигационные спутниковые системы (ГНСС), включая GPS, ГЛОНАСС, Galileo, BeiDou, QZSS, а также сервисы дифференциальных поправок (SBAS, OmniSTAR, CDGPS), используют широкий спектр частотных диапазонов для обеспечения высокой точности позиционирования, надежности и помехоустойчивости. Разработка универсального радиотракта, способного эффективно выделять и усиливать сигналы всех этих систем, является актуальной задачей в связи с ростом требований к точности, надежности и помехоустойчивости навигационных устройств [1].

Ключевыми требованиями к современным радиотрактам ГНСС-антенн являются [2,3,4]:

- Низкий коэффициент шума (менее 2 дБ) – критически важен для приема слабых сигналов в условиях городской застройки и затенения, а также сигналов с низких углов, близких к горизонту.

- Высокий коэффициент усиления (порядка 40 дБ) – обеспечивает стабильное отношение сигнал/шум для высокоточных приложений, таких как RTK и PPP.

- Широкая полоса пропускания – необходима для поддержки всех существующих навигационных сигналов и поправок к ним.

Низкий коэффициент шума и высокий коэффициент усиления (КУ) радиотракта антенной системы позволяют значительно улучшить отношение сигнал/шум на входе приемника, тем самым повысить точность кодовых и фазовых измерений, а также расширить рабочую зону в условиях слабых сигналов (городская застройка, лесные массивы, сигналы с низких углов).

Таким образом, радиотракт выделения и предварительной обработки полезного сигнала является важной частью антенной системы. Высокое качество антенного элемента может быть нивелировано использованием радиотракта с низкими радиотехническими характеристиками [5]. Поэтому важно разработать радиотракт антенной системы, который не внесет значительных искажений в параметры принимаемого навигационного сигнала.

В настоящей работе проведено:

1. Исследование коэффициента шума и методов его минимизации.
2. Разработка структурной схемы с каскадным усилением и фильтрацией для подавления внеполосных помех.
3. Экспериментальная проверка параметров радиотракта, включая сравнение с Taoglas TFM.110A.

1. Коэффициент шума

Наиболее распространенным показателем шума активной схемы является так называемый коэффициент шума, который определяет ухудшение отношения сигнал-шум, вызванное усилителем [6]. Количественно коэффициент шума можно выразить как отношение сигнал/шум на входе к отношению сигнал/шум на выходе цепи:

$$F = \frac{(S / N)_{in}}{(S / N)_{out}}. \quad (1)$$

Через F будем обозначать коэффициент шума в линейном масштабе, а NF будет обозначать коэффициент шума в логарифмическом масштабе.

Кроме того, коэффициент шума активного устройства может принимать свое минимальное значение при сопротивлении источника отличном от 50 Ом. Минимальный коэффициент шума F_{min} достигим при некотором определенном импедансе, которому соответствует оптимальный комплексный коэффициент отражения Γ_{opt} . Так, коэффициент шума четырехполюсника при произвольном коэффициенте отражения можно описать следующим выражением [6,7]:

$$F = F_{min} + \frac{4R_n}{Z_0} \frac{|\Gamma_{opt} - \Gamma_s|^2}{|1 + \Gamma_{opt}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)}, \quad (2)$$

где F_{min} – минимальный коэффициент шума устройства, R_n – эквивалентное шумовое сопротивление, Z_0 – сопротивление источника, Γ_s – коэффициент отражения.

При этом, эквивалентное шумовое сопротивление – сопротивление резистора, которое создает в соответствующей полосе частот шум, равный шуму, возникающему в реальном устройстве при одинаковой температуре окружающей среды.

С помощью инвариантного параметра Ланге, введенного в работе [8]:

$$N = R_n \cdot \operatorname{Re}(Y_{\text{opt}}), \quad (3)$$

где $\operatorname{Re}(\cdot)$ – действительная часть комплексного числа, Y_{opt} – адмиттанс, соответствующий оптимальному коэффициенту отражения Γ_{opt} , можно показать, что нормированное эквивалентное сопротивление $r_n = R_n/Z_0$ должно удовлетворять следующему нестрогому неравенству [9,10]:

$$r_n \geq \frac{F_{\min} - 1}{4 \operatorname{Re}(Y_{\text{opt}})}. \quad (4)$$

Общий коэффициент шума системы может быть вычислен, если известны индивидуальные коэффициенты шума и коэффициенты передачи компонентов системы [11,12]. Выражение для оценки коэффициента шума можно записать в следующем виде:

$$F = F_1 + \sum_{n=2}^N \frac{F_n - 1}{\prod_{i=1}^{n-1} G_i}, \quad (5)$$

где F_n – коэффициент шума n -го каскада, G_i – КУ i -го каскада.

Наибольший вклад в коэффициент шума вносят первые каскады устройства: чем меньше коэффициент шума первого каскада, тем меньше коэффициент шума всей системы. Так же важно высокое усиление первых каскадов. Поэтому при создании радиотракта приёмной антенны важен коэффициент передачи малошумящего усилителя (МШУ) и минимальные потери во входном фильтре. Следует отметить, что первым каскадом является входной фильтр. Коэффициент шума пассивного устройства с диссипативными потерями можно считать равным величине потерь в этом устройстве.

Чтобы получить минимально возможный коэффициент шума радиотракта антенной системы (равный коэффициенту шума первого каскада) необходимо повышать усиление второго каскада (МШУ) или уменьшать его коэффициент шума. На рисунке 1 изображена зависимость коэффициента шума от КУ второго каскада при различных коэффициентах шума второго каскада (NF_2), полученная по формуле (5). Коэффициент шума первого каскада равен 0,7 дБ, первый каскад не имеет усиления (т.е. является пассивным устройством – фильтром нижних частот).

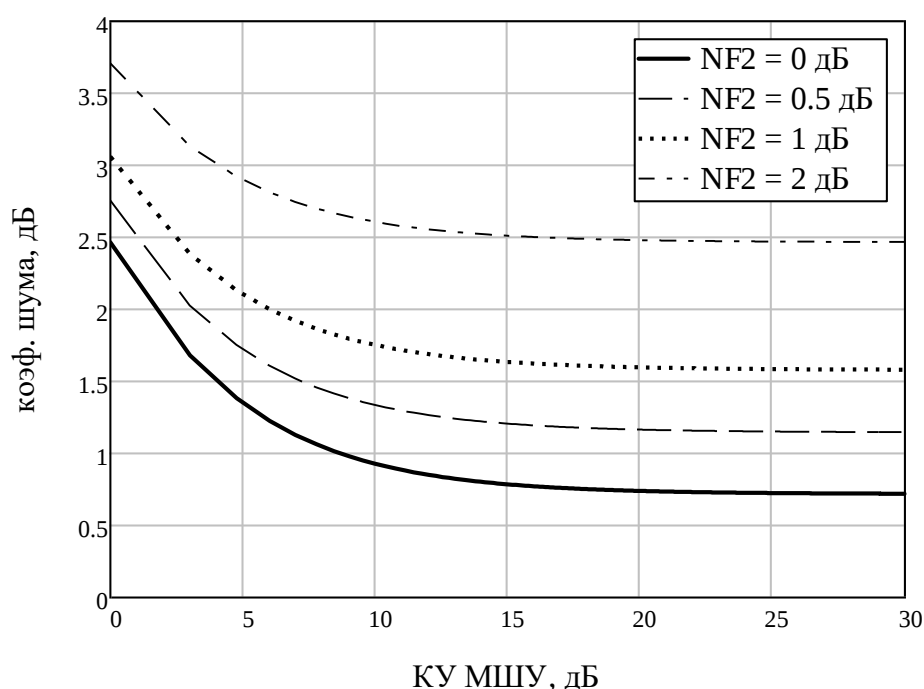


Рис. 1. Коэффициент шума радиотракта.

Из рисунка выше видно, что коэффициент шума радиотракта снижается при увеличении КУ МШУ или при снижении его коэффициента шума. Так, для достижения коэффициента шума радиотракта менее 2 дБ достаточно усиления второго каскада (МШУ) больше 10 дБ и коэффициента шума МШУ менее 1 дБ.

2. Структурные схемы радиотрактов

Будем считать, что требуется получить двухчастотный радиотракт, пропускающий сигналы в диапазонах частот L_1 и L_2/L_3 современных ГНСС.

Так полосы пропускания составляют 1520-1615 МГц и 1164- 1300 МГц. При этом необходимо обеспечить КУ 40 дБ.

Проведем исследование двух структурных схем радиотрактов, показанных на рисунке 2.

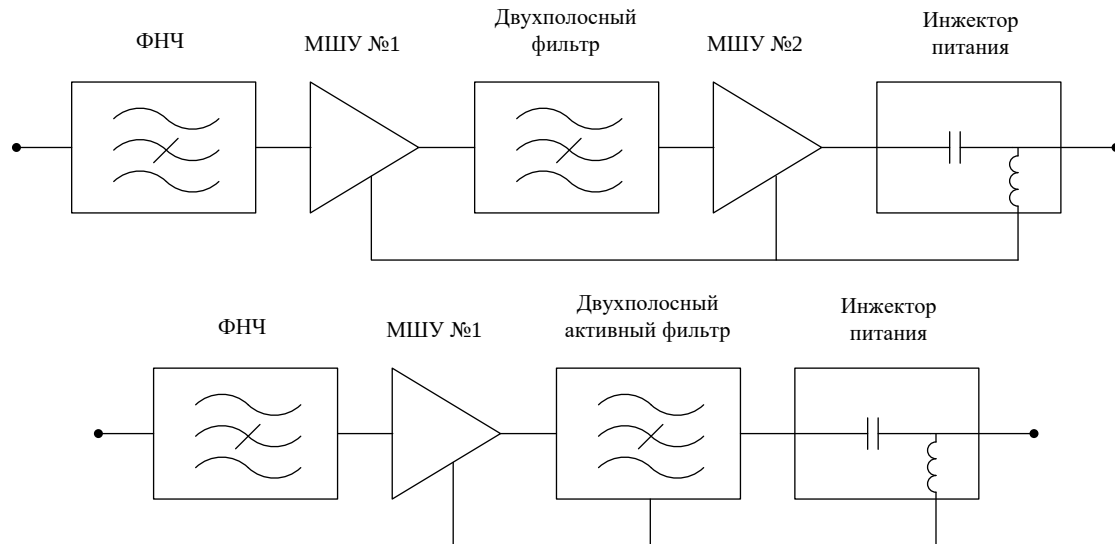


Рис. 2. Схемы радиотрактов.

В первой схеме используется два МШУ (рисунок 2, сверху). Двухполосный фильтр (ДПФ), структурная схема которого приведена на рисунке 3, выделяет сигналы ГНСС в полосах частот L1 и L2/L3.

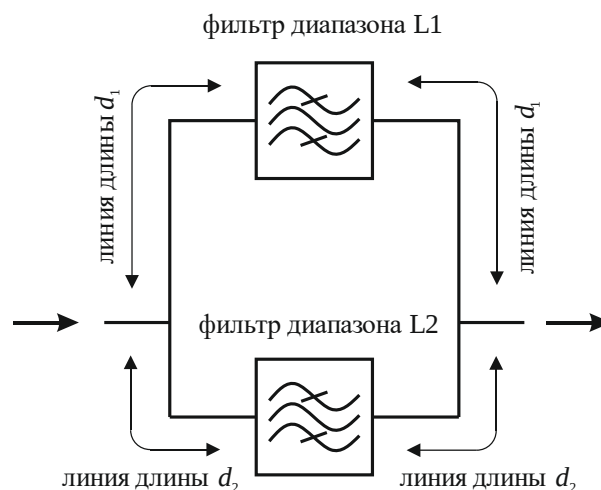


Рис. 3. Двухполосный фильтр.

ДПФ составлен из двух полосовых фильтров диапазонов L1 и L2/L3, включённых параллельно с помощью делителей мощности. При этом параллельно соединяются как входные порты фильтров, так и выходные.

Во второй схеме (рисунок 2, снизу) используется три МШУ. На рисунке 4 приведена структурная схема активного ДПФ. В данной схеме после полосно-пропускающих фильтров L1 и L2/L3 используются МШУ.

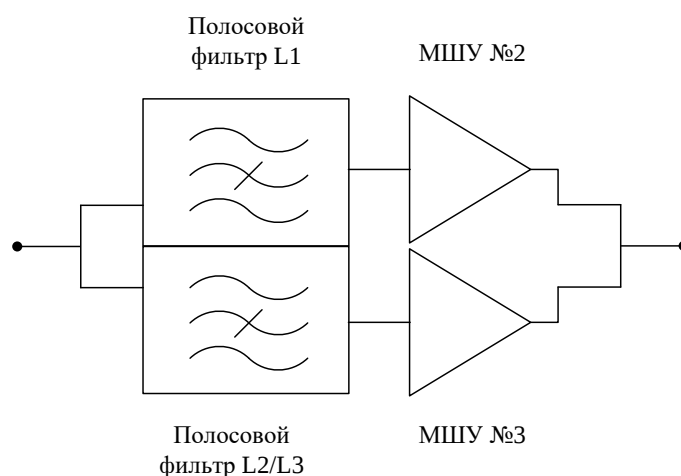


Рис. 4. Активный фильтр.

Как было отмечено выше, для обеспечения малого коэффициента шума всего радиотракта необходимо обеспечить малые потери в первых каскадах устройства. Так в качестве входного фильтра выберем фильтр низких частот Mini-Circuits LFCN-1575D+. Потери в таком фильтре на частотах ГНСС не более 0,7 дБ. Для обеспечения высокого КУ используется два МШУ: Mini-Circuits PMA2-63LN+ и Mini-Circuits TSS-53LNB+. МШУ PMA2-63LN+ обеспечивает КУ около 20 дБ и коэффициент шума менее 0,7 дБ на частотах ГНСС. Поэтому данный МШУ будем использовать во втором каскаде радиотракта. МШУ TSS-53LNB+ обладает усилением около 22 дБ и достаточно низким коэффициентом шума не более 1,3 дБ на частотах ГНСС. Для дальнейшего численного моделирования использовались характеристики в формате Touchstone (*.s2p) загруженные с веб-сайта производителя.

Для построения ДПФ используются диэлектрические фильтры фирмы Taoglas: для диапазона L1 – Taoglas DBP.1567.S.A.50, для L2/L3 – Taoglas DBP.1232.P.A.50.

Характеристики конкретных образцов фильтров были измерены векторным анализатором цепей PLANAR ОБЗОР-304/1 и приведены на рисунках 5 и 6. Для измерения характеристик фильтров использовался фрагмент печатной

платы с разъёмами типа SMA (рис. 7). Исследования проводились для двух разных экземпляров фильтров.

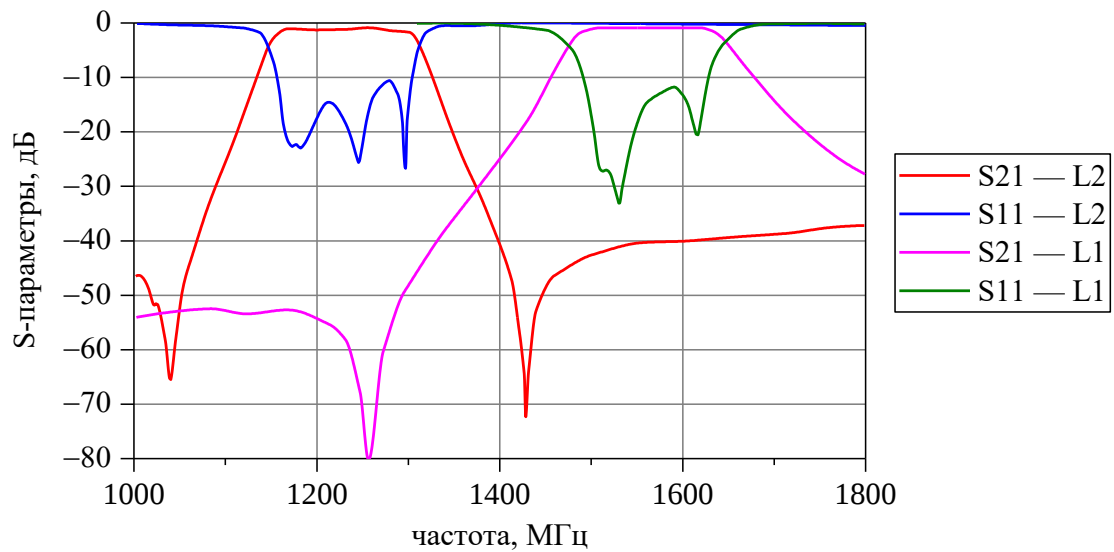


Рис. 5. Характеристики фильтров диапазона L1 и L2 – образец 1.

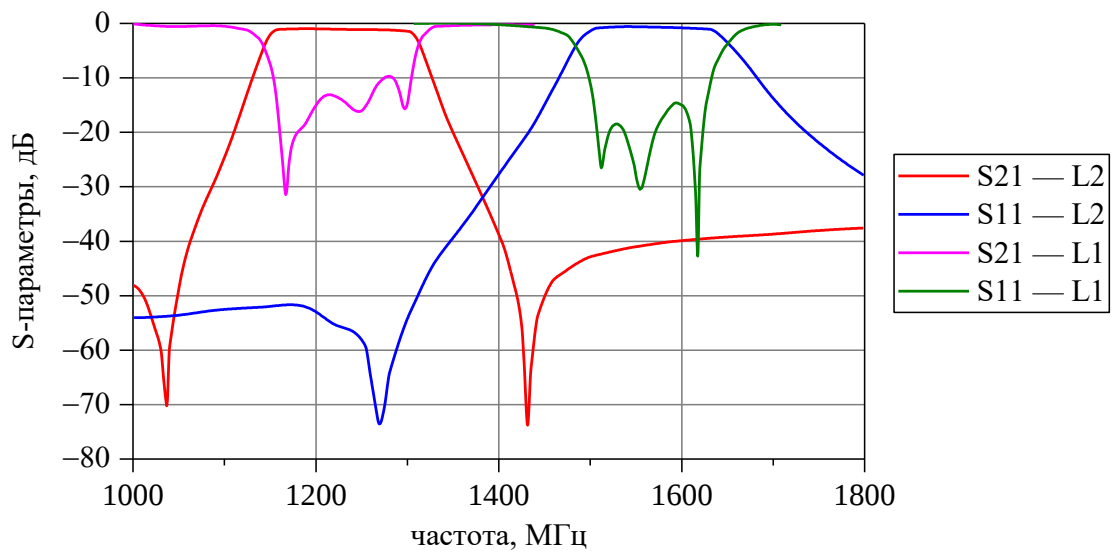


Рис. 6. Характеристики фильтров диапазона L1 и L2 – образец 2.

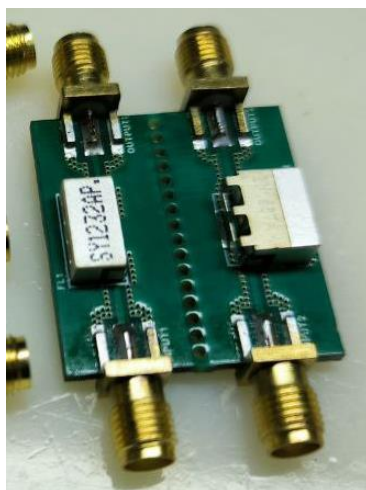


Рис. 7. Монтаж фильтров для измерения характеристик.

Данные измерений фильтров были сохранены в формате Touchstone (*.s2p). Эти данные в дальнейшем использовались для численного моделирования. Для повышения точности расчётов данные измерений фильтров были скорректированы, чтобы учесть влияние подводящих линий на S -параметры. Для этих целей было проведено измерение характеристик платы с разъёмами в режиме холостого хода, то есть при выпаянных фильтрах. По данным этих измерений был вычислен дополнительный фазовый набег на разъёмах и подводящих линиях, который был затем вычтен из измеренной фазы коэффициента отражения платы с фильтром.

Как видно из рисунка 3, питающие линии фильтра разветвляются на две линии различной длины d_1 и d_2 . Разветвление линий имеет вид простого тройника без согласующих трансформаторов (рисунок 8).

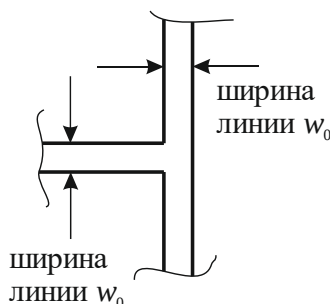


Рис. 8. Простой тройник из микрополосковых линий.

Принцип работы такого соединения фильтров состоит в следующем. В полосе пропускания одного из фильтров (например, $L1$), второй фильтр ($L2$)

имеет чисто реактивный входной импеданс. Длину подводящей к нему линии (d_2) можно подобрать так, чтобы трансформировать этот реактивный импеданс в холостой ход. В этом случае волна, подводимая к входному порту, не будет ответвляться в линию L2 и не будет претерпевать отражений от места разветвления. Волна будет полностью направлена в ветвь L1. Аналогично подбором длины d_1 линии, подводящей к фильтру L1, можно направить падающую волну целиком в ветвь L2 в полосе частот L2. Поскольку длины подводящих линий d_1 и d_2 привязаны к средним частотам диапазонов L1 и L2, на краях этих диапазонов возможно некоторое ухудшение характеристик ДПФ. Волны, прошедшие через фильтры, складываются на выходе с помощью тройника, идентичного входному.

3. Моделирование двухполосного фильтра

Основной задачей проводимых численных расчётов являлось определение длин подводящих линий d_1 и d_2 (см. рисунок 3). Моделирование проводилось двумя способами:

- 1) квазистатический расчёт методами теории цепей;
- 2) электродинамический расчёт простого тройника с подводящими линиями (см. рис. 8), результаты этого расчёта используются далее для квазистатического расчёта всего ДПФ методами теории цепей (далее – «гибридный расчёт»).

Ниже приведены результаты численной оптимизации ДПФ обоими методами.

3.1. Квазистатический расчёт фильтра

Расчёт проводился в программах для расчёта электрических цепей. На рис. 9 приведена схема для расчёта. Результаты измерений фильтров импортированы в схему в виде Touchstone-блоков. Подводящие линии и тройник набраны из стандартных элементов микрополосковых линий.

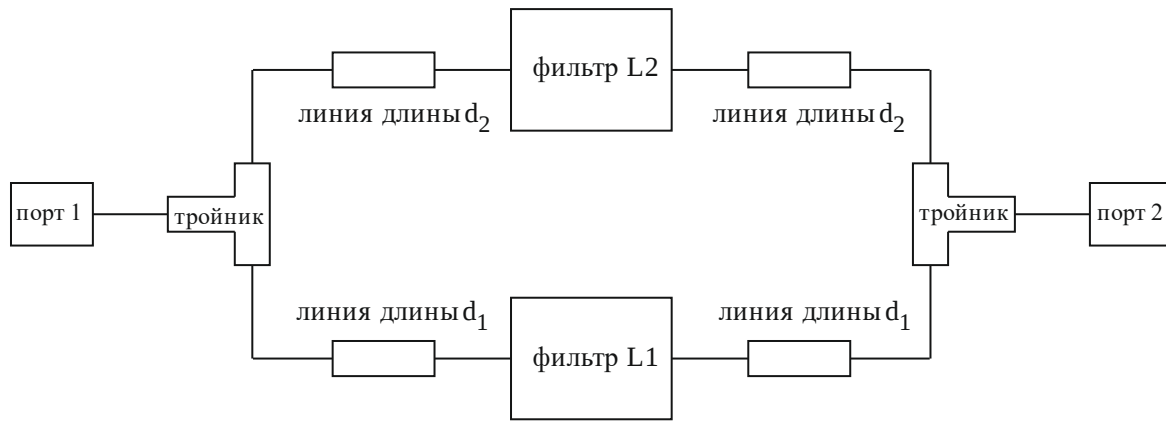


Рис. 9. Схема ДПФ для квазистатического расчёта.

Подбор длин линий d_1 и d_2 производится путём численной оптимизации градиентным методом. Критерием оптимизации является уровень S_{11} в полосах фильтров не выше -12 дБ.

Рабочие полосы частот ДПФ: 1164-1300 МГц в диапазоне L2/L3 и 1520-1615 МГц в диапазоне L1. Параметры подложки для микрополосковых линий: толщина 0,36 мм, диэлектрическая проницаемость 4,2, ширина линии 0,65 мм. Результаты моделирования представлены на рисунках 10, 11, размеры линий приведены в таблице 1.

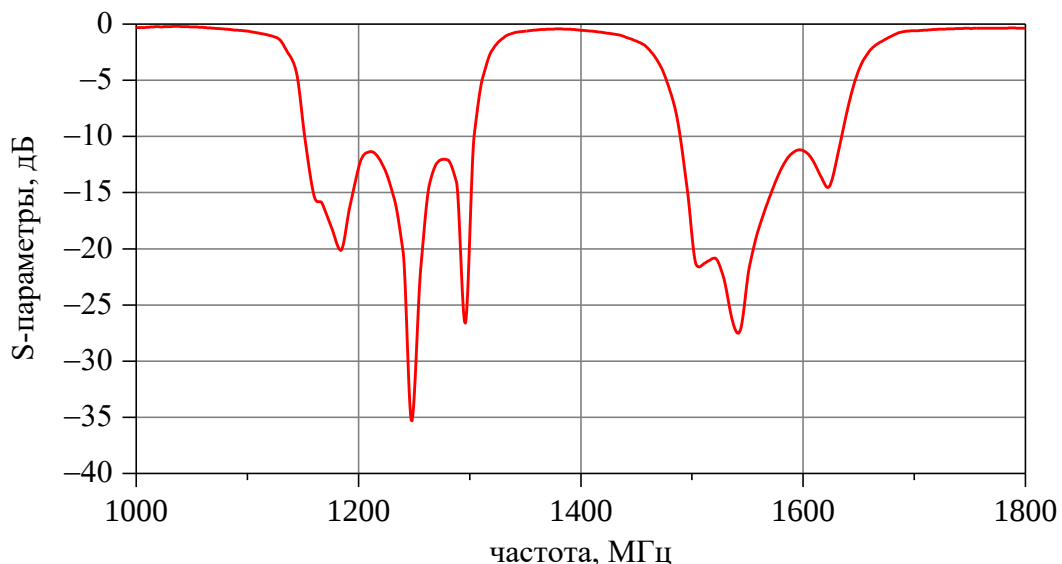


Рис. 10. Оптимизированные характеристики ДПФ, образец 1.

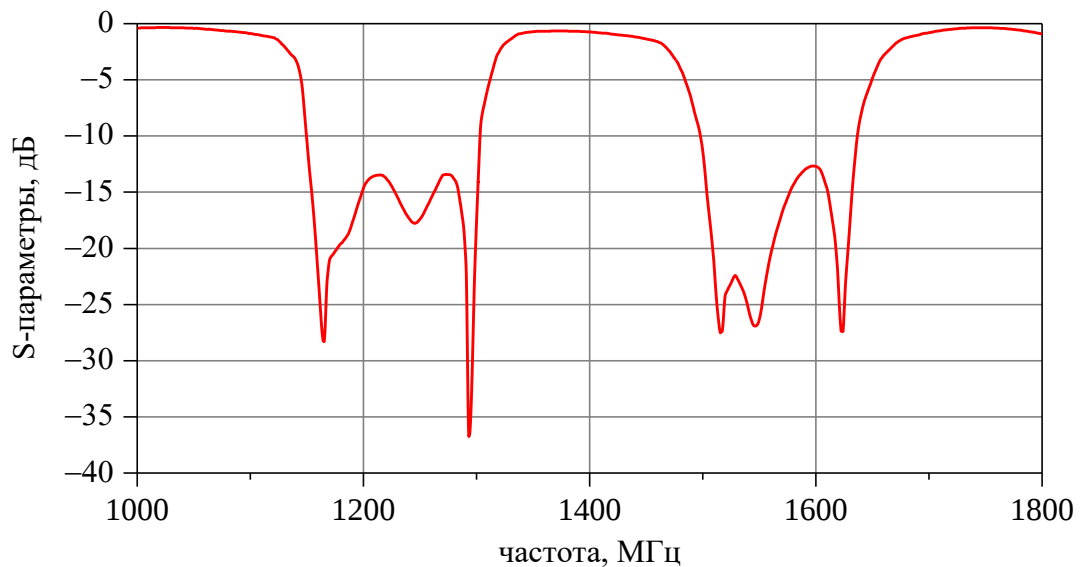


Рис. 11. Оптимизированные характеристики ДПФ, образец 2.

3.2. Электродинамическое моделирование

Для повышения надёжности расчётов было проведено электродинамическое моделирование микрополоскового тройника и подводящих линий (рис. 12). Модель не предусматривала изгибов в подводящей линии, так как задача состояла в определении их длины. На рис. 12 длинный отрезок линии питает фильтр L1, а короткий – L2. Входная линия подходит к тройнику снизу.

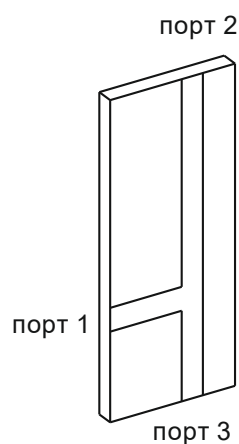


Рис. 12. 3D-модель простого микрополоскового делителя.

Микрополосковый тройник имеет параметры:

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = -9,5 \text{ дБ},$$

$$S_{21} = S_{31} = S_{32} = -3,5 \text{ дБ}$$

Рассчитанный тройник был импортирован в качестве блока в программу моделирования электрических цепей, где можно собирать устройство из различных блоков и рассчитывать их совместные характеристики. Схема соединений блоков представлена на рис. 13. Как и прежде, характеристики фильтров импортируются в виде Touchstone-блоков.

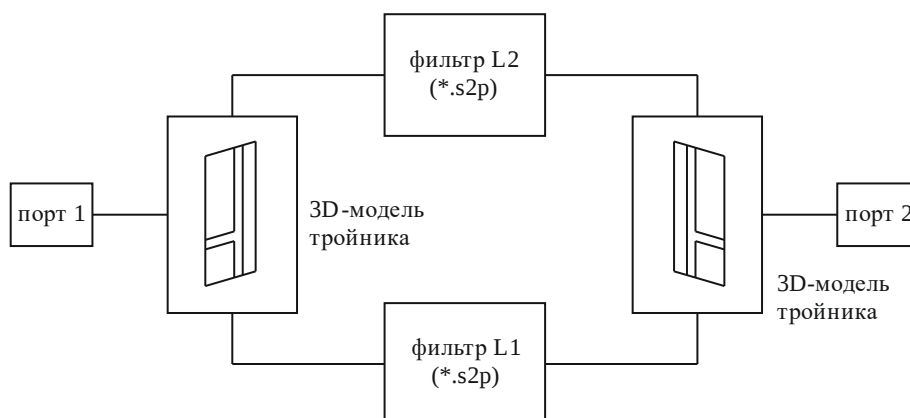


Рис. 13. Схема ДПФ.

Далее проводится численная оптимизация всей сборки. Критерием также является уровень S_{11} в полосах частот фильтров ниже -12 дБ. Результаты оптимизации представлены на рис. 14, 15.

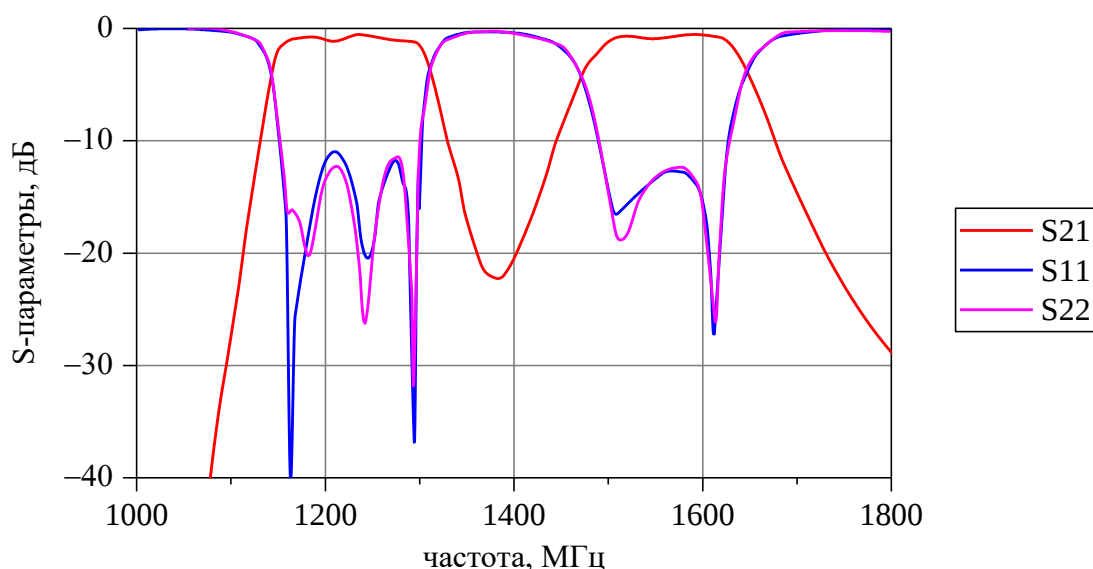


Рис. 14. S-параметры ДПФ, составленного из блоков Touchstone и 3D-моделей делителей. Образец №1.

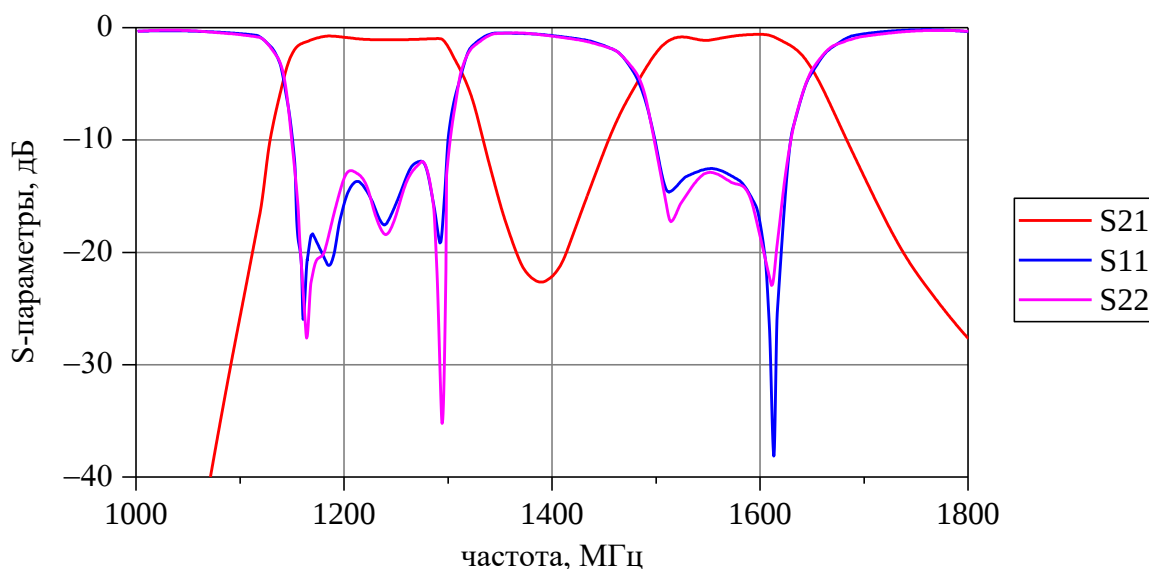


Рис. 15. S-параметры ДПФ, составленного из блоков Touchstone и 3D-моделей делителей. Образец №2.

Оптимальные длины подводящих линий для двух исследуемых образцов ДПФ приведены в таблице 1.

Таблица 1. Сравнение результатов оптимизации различными методами.

	Методы теории цепей		Гибридный расчёт	
	d_1	d_2	d_1	d_2
Длины подводящих линий, мм:				
образец 1	27,6	14,3	29,6	12,5
образец 2	31,0	11,5	32,2	10,3

Для изготовления ДПФ необходимо выбрать некие усреднённые длины подводящих линий, которые давали бы удовлетворительные результаты как для обоих образцов, так и для различных методов расчёта.

В качестве усреднённых величин были выбраны параметры, приведенные в таблице 2.

Таблица 2. Усреднённые значения длин подводящих линий.

	d_1	d_2
Длины подводящих линий, мм:	31,0	11,5

Для данных, представленных в таблице 2, были проведены расчёты обоими методами. Результаты приведены на рисунках 16-19.

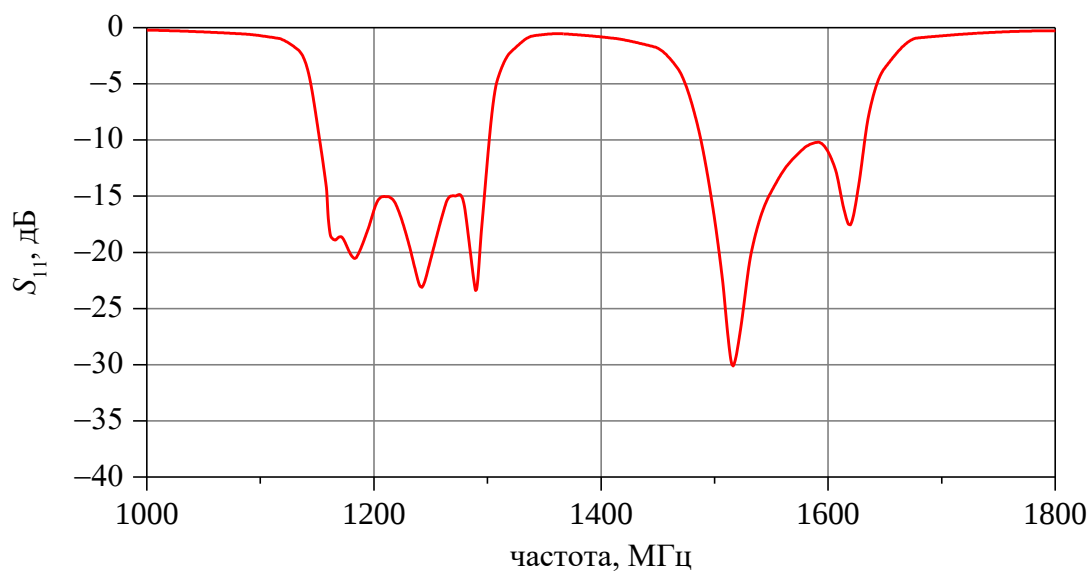


Рис. 16. S-параметры ДПФ с усреднёнными длинами подводящих линий по результатам расчётов. Расчёт методами теории цепей, образец 1.

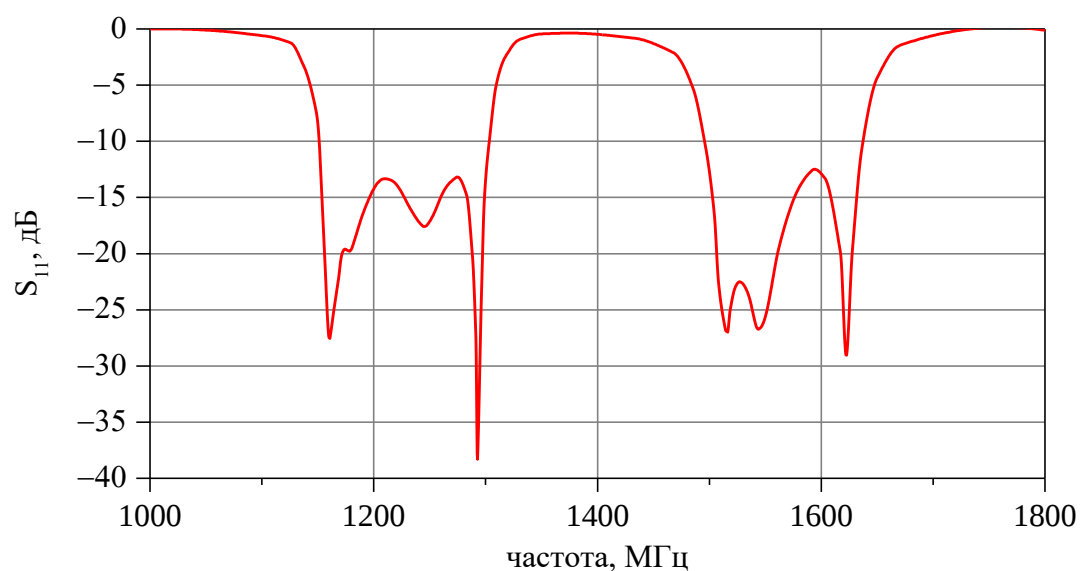


Рис. 17. S-параметры ДПФ с усреднёнными длинами подводящих линий по результатам расчётов. Расчёт методами теории цепей, образец 2.

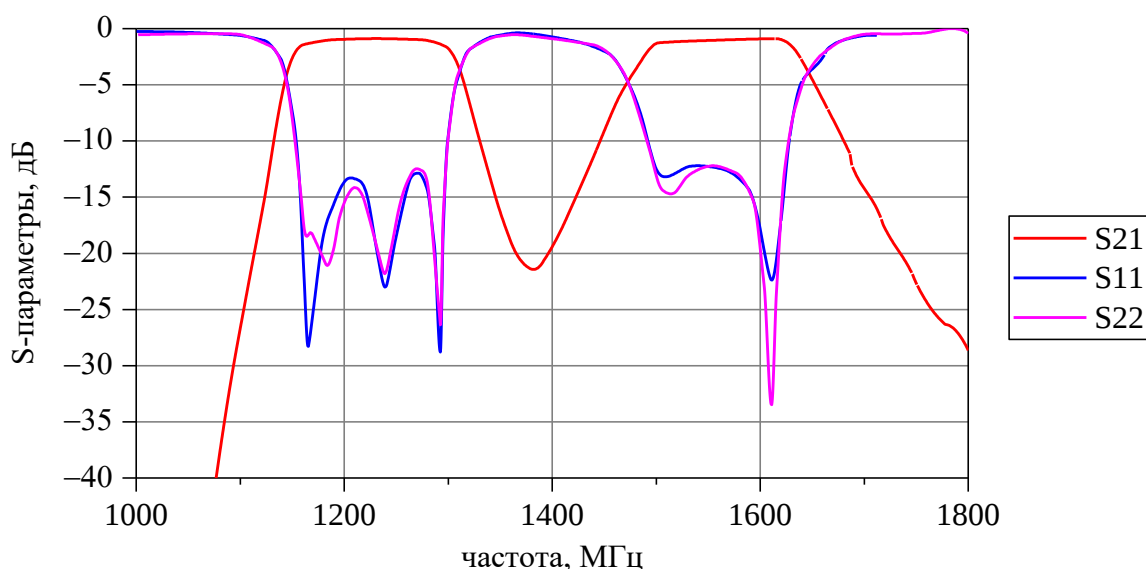


Рис. 18. S-параметры ДПФ с усреднёнными длинами подводящих линий по результатам расчётов. Гибридный расчёт, образец 1.

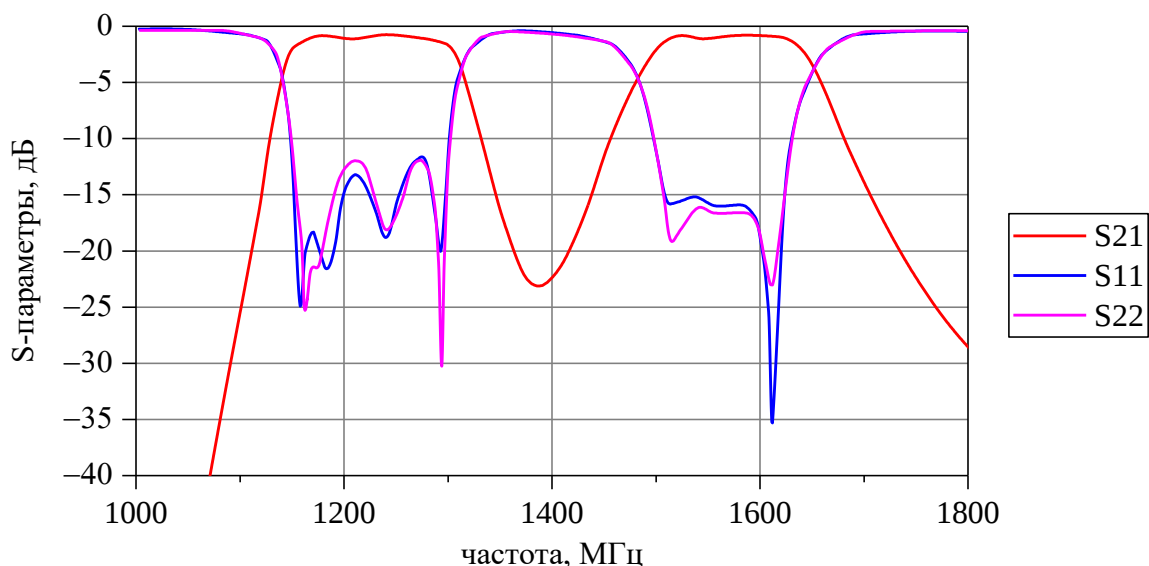


Рис. 19. S-параметры ДПФ с усреднёнными длинами подводящих линий по результатам расчётов. Гибридный расчёт, образец 2.

Как можно видеть из приведённых графиков, характеристики диплексеров соответствуют предъявляемым требованиям при длинах подводящих линий $d_1 = 31$ мм, $d_2 = 11,5$ мм.

Двухполосный фильтр на диапазоны L1 и L2/L3 может быть реализован как параллельное соединение полосовых фильтров на эти диапазоны. При этом длины подводящих линий нужно подбирать определённым образом так, чтобы в диапазоне L2/L3 подводимая волна направлялась только в фильтр L2/L3, а в диапазоне L1 – в фильтр L1.

Подбор требуемых длин линий был проведён методом численной оптимизации двумя способами для двух образцов ДПФ. Были получены усреднённые значения длин подводящих линий, которые дают удовлетворительные результаты для обоих исследуемых образцов и обоих способов расчёта.

Далее проведем моделирование радиотрактов, структурные схемы которых показаны на рисунке 2. На рисунке 20 показаны полученные амплитудно-частотные характеристики радиотрактов. Обе схемы дают одинаковые результаты. Таким образом, использование большего числа МШУ (активного ДПФ) не приводит к улучшению радиотехнических характеристик, тогда для макетирования целесообразно использовать схему с двумя МШУ.

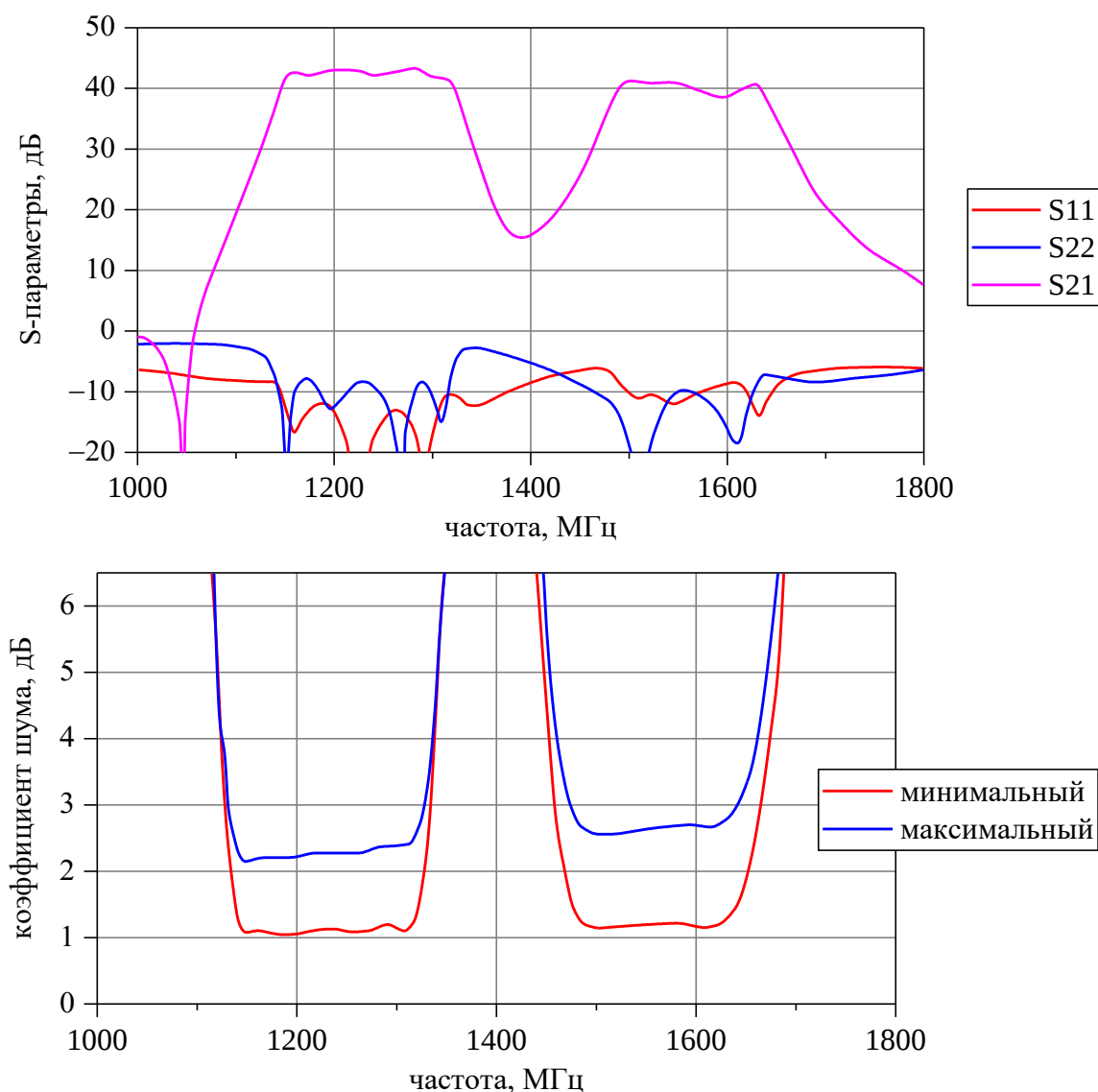


Рис. 20. Амплитудно-частотные характеристики радиотракта.

Как видно из рисунка, минимальный коэффициент шума не превышает значения 1,24 дБ, а максимальный коэффициент шума не более 2,7 дБ. Кроме того, разработанная схема имеет удовлетворительный уровень согласования.

4. Экспериментальные исследования

В ходе экспериментальных исследований рассмотрено два варианта радиотрактов. Основной вариант предполагает разработку радиотракта с дискретными интегральными каскадами усиления по структурной схеме, приведенной на рисунке 2, сверху. Второй вариант радиотракта предполагается к построению на основе специализированного модуля усиления сигналов ГНСС TFM-110A производителя Taoglas с типовыми характеристиками. В обоих случаях различаются как достижимые характеристики, так и стоимости конечных узлов, а также время, требуемое на разработку.

В результате инженерных изысканий, в соответствии с принципиальной схемой с вычисленными параметрами фазовых задержек между входами и выходами фильтров отдельных частотных полос L1 и L2/L3 ГНСС, была разработана топология печатной платы радиотракта с дискретными каскадами усиления, рисунок 21, слева. Габариты печатной платы составляют $45 \times 36,4$ мм.

На основе специализированного модуля усиления сигналов ГНСС TFM-110A была изготовлена печатная плата, рисунок 21, справа. Taoglas TFM.110A – это активный электронный модуль усиления и фильтрации сигналов ГНСС для поверхностного монтажа, который охватывает несколько частотных диапазонов, включая L1/L2/L3 ГНСС. Коэффициент шума, заявленный производителем $< 3,5$ дБ в нижнем диапазоне и $< 4,0$ дБ в верхнем частотном диапазоне. Габариты печатной платы составляют $35 \times 22,2$ мм.

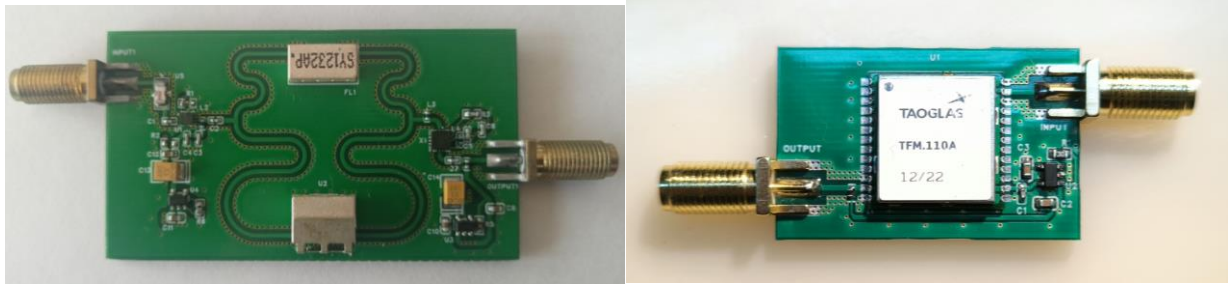


Рис. 21. Фотографии макетов печатных плат радиотрактов.

На рисунках 22 и 23 показаны результаты измерений радиотехнических характеристик радиотрактов.

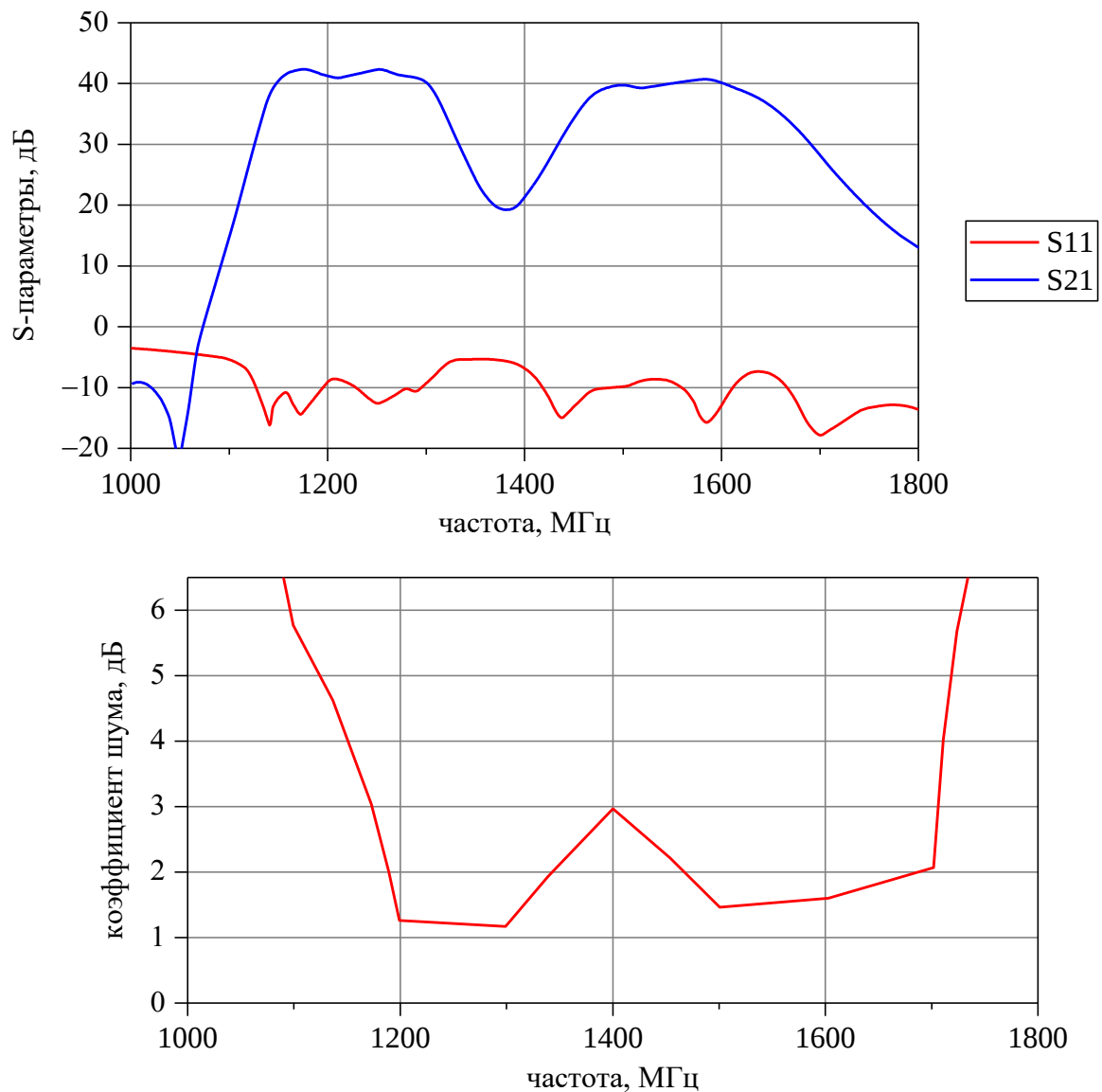


Рис. 22. Измеренные амплитудно-частотные характеристики радиотракта.

Измеренные характеристики радиотракта на основе дискретных каскадов усиления показывают хорошую сходимость с результатами моделирования.

Так коэффициент усиления составляет 40 дБ, а коэффициент шума не превышает величину 1,2 дБ в диапазоне L2/L3, а в диапазоне частот L1 составляет не более 1,6 дБ.

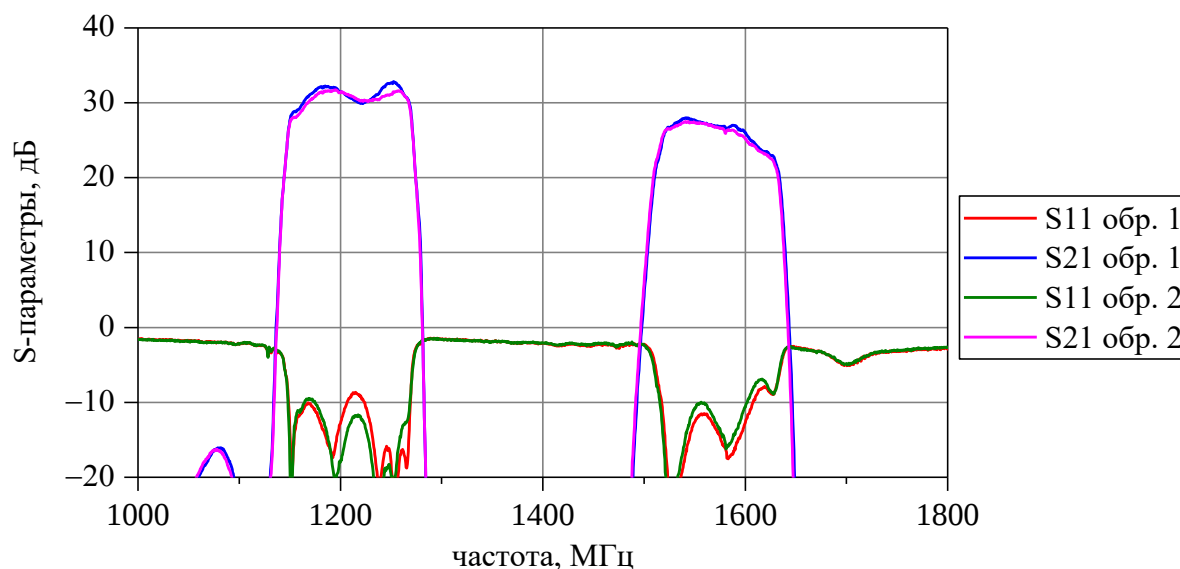


Рис. 23. Измеренные амплитудно-частотные характеристики Taoglas TFM.110A.

КУ радиотракта на основе Taoglas TFM.110A в полосе частот L1 составляет около 25 дБ, а в полосе частот L2/L3 около 30 дБ, коэффициент шума имеет значения около 4 дБ и 3 дБ в соответствующих полосах (на рисунке 23 не приведён).

На рисунке 24 показана зависимость группового времени запаздывания (ГВЗ) измеренных радиотрактов в зависимости от частоты. Для радиотракта на основе дискретных каскадов усиления в диапазоне L1 неравномерность ГВЗ составляет не более 1 нс в эксперименте и 1,8 нс при моделировании. Для диапазона L2/L3 неравномерность составляет 4,5 нс как при экспериментальных исследованиях, так и при моделировании. Для радиотракта на основе Taoglas TFM.110A в узкой полосе частот неравномерность ГВЗ находится в приемлемых границах, но для рассматриваемых широких полос, охватывающих все современные частотные диапазоны ГНСС неравномерность ГВЗ становится более 10 нс.

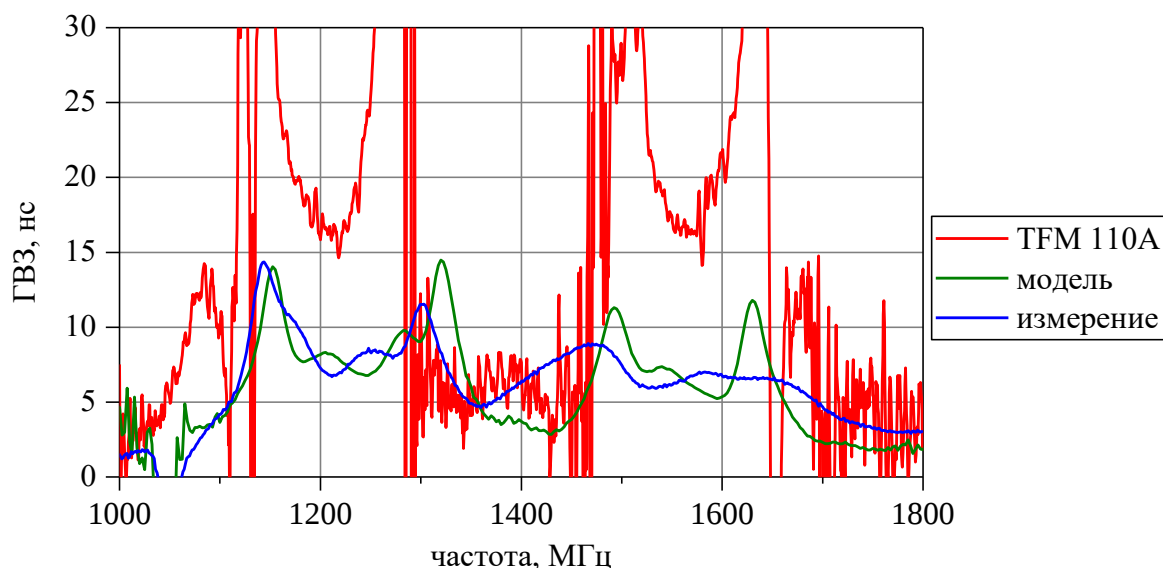


Рис. 24. ГВЗ радиотрактов.

Радиотракт, спроектированный с использованием дискретных каскадов усиления и фильтрации имеет лучшие параметры по КУ и коэффициенту шума, по сравнению с модульным радиотрактом.

Заключение

Проведённые исследования показали, что для обеспечения минимально возможного коэффициента шума радиотракта в первых каскадах устройства должны использоваться устройства с малыми потерями (малым коэффициентом шума) и высоким КУ, т.к. наибольший вклад в коэффициент шума вносят первые каскады радиотракта. Также в работе показано, что двухполосный фильтр на диапазоны L1 и L2/L3 может быть реализован как параллельное соединение полосовых фильтров на эти диапазоны. При этом длины подводящих линий нужно подбирать определённым образом так, чтобы в диапазоне L2/L3 подводимая волна направлялась только в фильтр L2/L3, а в диапазоне L1 – в фильтр L1. Радиотракт, спроектированный с использованием дискретных каскадов усиления и фильтрации имеет лучшие параметры по КУ и коэффициенту шума, по сравнению с модульным радиотрактом, выпускаемым серийно. Удалось получить коэффициент шума не более 1,6 дБ при КУ не менее 40 дБ.

Финансирование: Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда №25-19-20106, <https://rscf.ru/project/25-19-20106/>, гранта Красноярского краевого фонда науки.

Литература

1. Eghtesadi M., Mosavi M. R., Ragonese E. A Pseudo-Differential LNA with Noise Improvement Techniques for Concurrent Multi-Band GNSS Applications //Electronics. – 2024. – Т. 13. – №. 14. – С. 2805.
2. Tamjid F. et al. Toward high-performance wideband GNSS antennas-design tradeoffs and development of wideband feed network structure //IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2020. – Т. 68. – №. 8. – С. 5796-5806.
3. Владимиров В. М. и др. Трехдиапазонный малошумящий усилитель для активной антенны высокоточного позиционирования по сигналам ГЛОНАСС/GPS //Радиотехника. – 2013. – №. 6. – С. 012-017.
4. Бойко С. Н., Исаев А. В., Марьянов В. Б. Малогабаритный двухдиапазонный антенный модуль для приемников глобальных навигационных спутниковых систем ГЛОНАСС/GPS //Радиотехника и электроника. – 2020. – Т. 65. – №. 6. – С. 551-558.
5. Caizzzone S. et al. Antennas as precise sensors for GNSS reference stations and high-performance PNT applications on earth and in space //Sensors. – 2021. – Т. 21. – №. 12. – С. 4192.
6. Simpson G. et al. A new noise parameter measurement method results in more than 100x speed improvement and enhanced measurement accuracy //2008 72nd ARFTG Microwave Measurement Symposium. – IEEE, 2008. – С. 119-127.
7. Lane R. Q. The determination of device noise parameters //Proceedings of the IEEE. – 1969. – Т. 57. – №. 8. – С. 1461-1462.
8. Lange J. Noise characterization of linear twoports in terms of invariant parameters //IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 1967. – Т. 2. – №. 2. – С. 37-40.

9. Boglione L. An Original Demonstration of the $T_{\min}/T_o \leq 4N$ Inequality for Noisy Two-Port Networks //IEEE microwave and wireless components letters. – 2008. – Т. 18. – №. 5. – С. 326-328.
10. Belostotski L. On the number of noise parameters for analyses of circuits with MOSFETs //IEEE transactions on microwave theory and techniques. – 2011. – Т. 59. – №. 4. – С. 877-881.
11. Соковишин М. Основы измерения коэффициента шума в радиочастотном и микроволновом диапазонах. Часть 1 //Современная электроника. – 2015. – Т. 5. – С. 66-69.
12. Соковишин М. Основы измерения коэффициента шума в радиочастотном и микроволновом диапазонах. Часть 2 //Современная электроника. – 2015. – Т. 6. – С. 86-90.

Для цитирования:

Ерохин А.А., Гафаров Е.Р., Александрин А.М., Рязанцев Р.О., Стригова Е.А., Поленга С.В. Разработка радиотракта приемной антенной системы ГНСС. // Журнал радиоэлектроники. – 2025. – №9. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.9.10>