11

Экспериментальные характеристики приемо-передающего радиотракта СВЧ, включающего антенны и частотно-селективные цепи отражающего и неотражающего типа

© Н.Д. Малютин, Е.И. Тренкаль, В.С. Поздняков, А.А. Арутюнян, Г.А. Малютин

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,
Томск, Россия
e-mail: ndm@main.tusur.ru

Поступило в Редакцию 27 февраля 2026 г.
В окончательной редакции 13 августа 2026 г.
Принято к публикации 17 сентября 2026 г.

Экспериментально исследованы особенности передачи СВЧ сигналов в приемо-передающем радиотракте, включающем широкополосные передающую и приемную антенны, которые нагружены на полосно-пропускающие цепи отражающего и неотражающего типа. При сопоставлении частотных характеристик тракта с разными нагрузками наблюдается эффект подавления отраженных волн на входе и выходе приемной и передающей антенн минимум на 10 dB. Этот процесс не сопровождается существенным уменьшением коэффициента передачи радиотракта в полосе пропускания, так как внеполосные колебания поглощаются буферными резонансными нагрузками. Показано, что совместное применение частотно-селективных цепей разных типов позволяет подавить паразитные полосы пропускания и увеличить частотную избирательность радиотракта. Обнаружено уменьшение уровня отраженного сигнала на внеполосных частотах, измеряемого на входе передающей антенны при изменении типа нагрузки в приемной антенне. Сформулирована гипотеза о возникновении как минимум двух составляющих отраженных волн от приемной антенны, распространяющихся в сторону передающей антенны, одна из которых уменьшается при использовании неотражающей цепи в качестве нагрузки приемной антенны. Это явление свидетельствует об уменьшении эффективной поверхности рассеяния объекта в виде приемной антенны.

Ключевые слова: Ключевые слова: антенны, частотно-селективные цепи, приемо-передающий радиотракт, матрицы рассеяния, эффективная поверхность рассеяния.

DOI: 10.61011/JTF.2027.01.64189.47-26

Введение

Как отмечается в работе [1], антенны, интегрируемые с частотно-селективными цепями СВЧ, позволяют реализовать новые функциональные возможности при проектировании радиосистем. При этом могут решаться разные задачи в зависимости от конструкции антенн и применяемых схем частотно-селективных цепей (ЧСЦ): 1) повышение избирательности [2,3]; 2) обеспечение высокого усиления антенн с ЧСЦ [4]; 3) подавление отраженных волн внеполосных частот путем применения цепей с функцией поглощения энергии [5,6].

Цель настоящей работы состоит в получении и обсуждении результатов экспериментальных исследований характеристик приемо-передающего тракта СВЧ, содержащего:

1) передающую широкополосную антенну, нагруженную на ЧСЦ отражающего типа с минимальным коэффициентом отражения S11 в полосах пропускания, и максимальным, близким к единице, коэффициентом отражения S11 в полосах запирания;

2) приемную широкополосную антенну, нагруженную неотражающей ЧСЦ с низким уровнем коэффициента отражения S11 как в полосе пропускания, так и в полосах запирания.

Рассматривается воздействие широкополосного (линейно-частотно модулированного) сигнала на передающую антенну в диапазоне частот от 0.02 до 4.8 GHz и прием сигнала приемной антенной с нагрузкой ЧСЦ либо отражающего, либо неотражающего типа.

1. Схема и установка измерений

Схема экспериментальной установки радиотракта без ЧСЦ для выполнения калибровочных измерений показана на рис. 1. Реализован метод двух антенн [7]. Радиотракт состоит из антенн A1, A2, подключенных к каналам 1 и 2 векторного анализатора цепей (ВАЦ-VNA) с помощью 50Ω коаксиальных кабелей и соединителей (рис. 1). Измерения выполнялись в безэховой камере (БЭК). Использовались широкополосные антенны A1 и A2 производства ООО „Радиомера“ из комплекса АИК 1-40Б/05 и ВАЦ Planar S5048. Расстояние между антеннами составило 102 cm. Для используемого вида антенн на частотах ниже 2.5 GHz данное расстояние обеспечивает работу в дальней зоне, на частотах выше до 4 GHz — в зоне Рэлея. Работа в разных зонах, по нашей оценке S-параметров, при увеличении и уменьше-

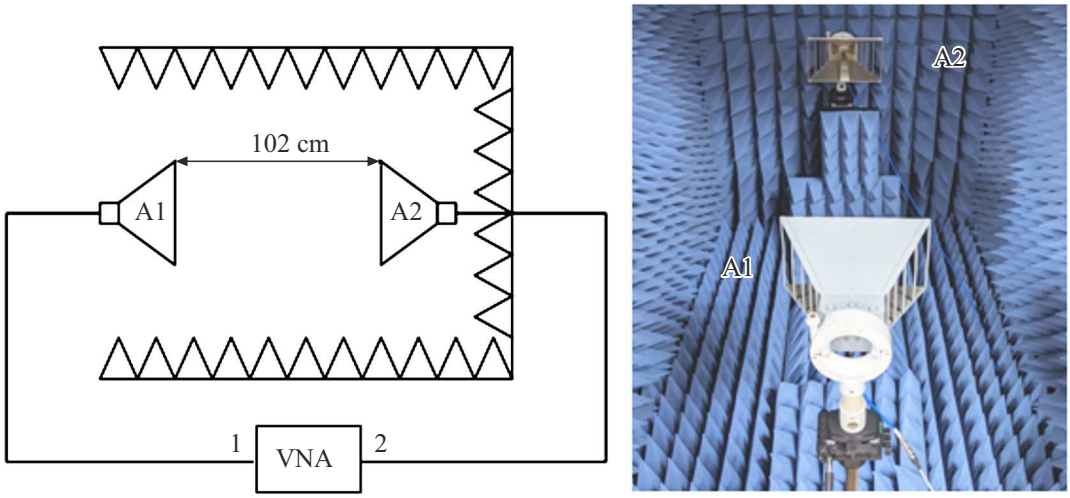


Рис. 1. Схема и внешний вид экспериментальной установки радиотракта без ЧСЦ.

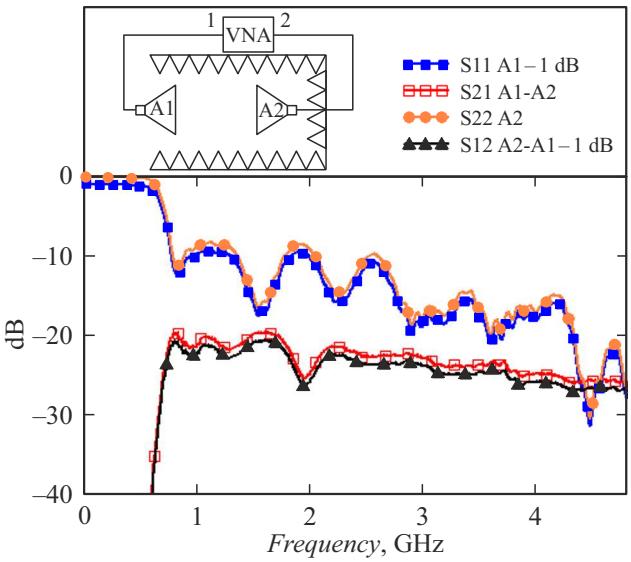


Рис. 2. Частотная зависимость коэффициентов матрицы рассеяния **S** при измерении по схеме рис. 1.

нии расстояния на 0.3 m принципиально не сказалось на результатах исследования.

На рис. 2 показаны частотные зависимости модулей коэффициентов матрицы рассеяния $\mathbf{S}=\begin{bmatrix} S11 & S12 \\ S21 & S22 \end{bmatrix}$ радиотракта. Полученные частотные зависимости параметров S11, S22, а также S12 и S21 попарно совпадают с удовлетворительной точностью. Следовательно, радиотракт СВЧ, модель которого представляется полученной матрицей **S**, обладает взаимностью и симметрией с небольшой погрешностью. Это позволяет утверждать, что изменение направления передачи сигналов от антенны A1 к A2 или от A2 к A1 даст одинаковую матрицу рассеяния **S**. Поэтому было сокращено число вариантов включения ЧСЦ до трех, качественно характеризующих параметры радиотракта. На рис. 2 коэффициенты отражения S11 и передачи S12 уменьшены на 1 dB, чтобы их можно было сравнить визуально с коэффициентами S22 и S21 соответственно. На рис. 2 и далее введены следующие обозначения кривых: S11 A1 — коэффициент отражения от антенны A1 при направлении передачи от A1 к A2 (антенна A1 — передающая); S21 A1–A2 — коэффициент передачи от A1 в A2; S22 A2 — коэффициент отражения от антенны A2 при направлении передачи от A2 к A1 (антенна A2 — передающая); S12 A2–A1 — коэффициент передачи от A2 в A1.

Расхождение измеренных коэффициентов матрицы **S** определяется неидентичностью антенн A1 и A2, качеством соединяющих коаксиальных сборок и несимметрией электромагнитного поля внутри БЭК. Видим, что коэффициенты передачи S12, S21 совпадают с погрешностью, не превышающей 1 dB, а S11 и S22 отличаются не более чем на 4 dB до частоты 3.5 GHz. Наблюдаемый уровень S11 и S22 на частотах от 0.9 GHz ниже, чем указано в паспортных данных на комплекс АИК 1-40Б/05 производителем. Поэтому данные измерений, полученные на установке рис. 1, были приняты как достаточные для проведения оценки частотных характеристик радиоканала с разными вариантами схем включения ЧСЦ.

Исследовалось несколько вариантов схем радиотракта, отличающихся сочетанием нагрузок антенн в виде ЧСЦ неотражающего и отражающего типа [6,8,9]. Для проведения экспериментальных исследований в настоящей работе были изготовлены макеты полосно-пропускающих устройств, имитирующих цепь неотражающего типа (обозначена как NBPF) и отражающего типа (обозначена как BPF). Центральная частота полосы пропускания устройств 0.957 GHz, ширина полосы пропускания по уровню −3 dB составили 15 % и 18 %. На рис. 3 представлены фотографии изготовленных NBPF и BPF. Частотные зависимости коэффициентов матрицы рассеяния **S** для NBPF и BPF показаны на рис. 4.

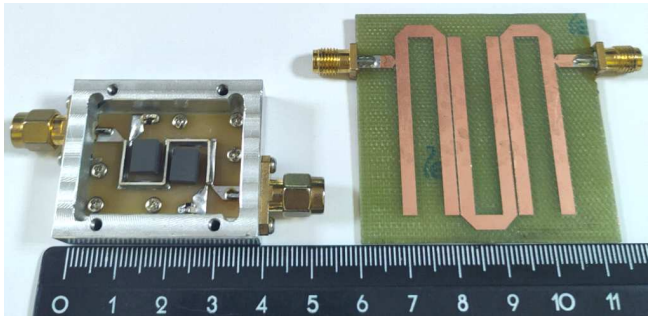


Рис. 3. Фотография макетов полосковых полосно-пропускающих устройств со свойствами неотражающей (слева) и отражающей (справа) цепи.

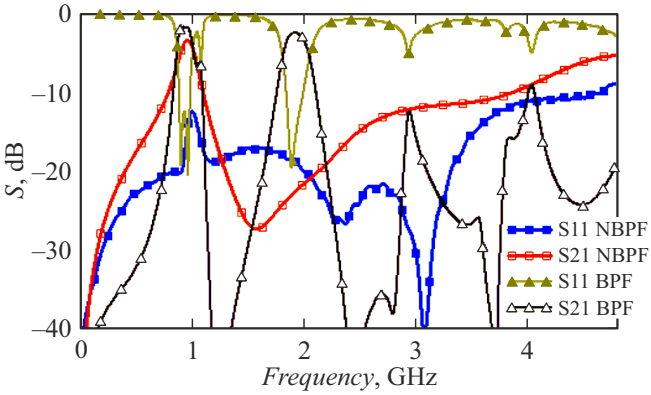


Рис. 4. Частотные зависимости коэффициентов матрицы рассеяния **S** BPF и NBPF

2. Характеристики вариантов схем включения ЧСЦ в приемо-передающий радиотракт

Первый вариант сформированной схемы с применением цепи отражающего типа (BPF) показан на рис. 5. Если BPF включен между портом 2 ВАЦ и A2, то при подаче сигнала в порт 2 схемы A2+BPF антенна A2 будет излучающей, а антенна A1 — приемной. При перемене направления передачи сигнала из порта 1 ВАЦ антенна A1 становится передающей, антенна A2 — приемной. Таким образом, измерения по схеме радиотракта СВЧ (рис. 5) позволяют определить полную матрицу рассеяния **S** радиотракта приема-передачи и оценить особенности применения BPF при работе системы на излучение и прием. Результаты измерения коэффициентов матрицы рассеяния **S** для схемы A2+BPF показаны на рис. 5. По причине почти полного совпадения S12 с S21 на рис. 5 коэффициент S12 уменьшен на 3 dB для визуального сравнения графиков.

Анализ графиков рис. 5 показывает следующие особенности работы радиотракта:

1) коэффициенты передачи S12, S21 тракта соответствуют коэффициентам передачи полосно-пропускающей цепи отражательного типа, а именно присутствуют вторая, третья и четвертая (паразитные) полосы пропускания;

2) коэффициент отражения S22 при работе A2 на излучение повторяет форму коэффициента отражения S11 цепи отражающего типа (рис. 4). При смене направления передачи сигналов антенна A1 становится передающей и наблюдаемый на рис. 5 коэффициент отражения S11 близок к коэффициенту отражения S11 от A1 в схеме измерений по рис. 1;

3) можно сделать вывод о том, что при работе антенны A2 на излучение при передаче широкополосных сигналов в цепи A2+BPF энергия внеполосных частот будет отражаться и при наличии со стороны входа антенны A2 нелинейных элементов с большой вероятностью приведет к интермодуляционным искажения [10].

Схема и результаты измерения коэффициентов матрицы рассеяния **S** второго варианта построения радиотракта при передаче сигнала антенной A2, нагруженной неотражающей ЧСЦ A2+NBPF [11] показаны на рис. 6.

Из полученных зависимостей S12, S21 от частоты видим, что центральная частота полосы пропускания не изменилась, но при этом коэффициент передачи уменьшился на 1 dB. Так же как в предыдущих схемах эксперимента, констатируем приблизительное равенство $S12 \simeq S21$ и существенное отличие частотной зависимости коэффициентов передачи по сравнению с первым вариантом включения по схеме A2+BPF в полосах запирания от 0.02 до 4.8 GHz. В указанной полосе частот подавлена 2-я полоса пропускания более чем на 20 dB. Коэффициент отражения S22 в широкой полосе частот до 4.8 GHz не менее 10 dB. Справедливо утверждать о качественном изменении коэффициента отражения S22 при включении со стороны A2 неотражающей

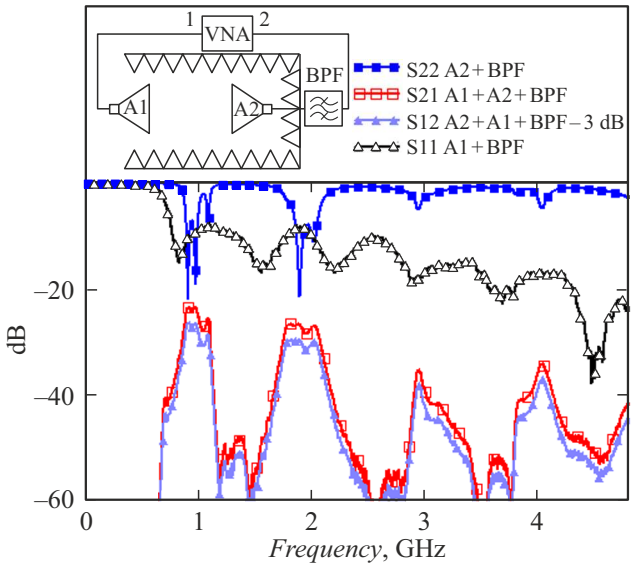


Рис. 5. Частотные зависимости коэффициентов передачи S12, S21 и коэффициентов отражения S11, S22 радиотракта СВЧ по схеме A2+BPF.

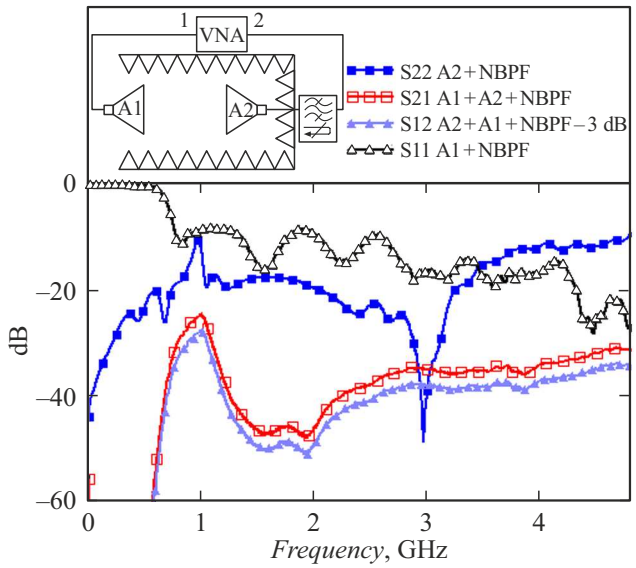


Рис. 6. Частотные зависимости коэффициентов передачи S12, S21 и коэффициентов отражения S11, S22 радиотракта СВЧ с антенной A2, нагруженной NBPF (коэффициент S12 искусственно занижен на 3 dB).

частотно-селективной цепи по сравнению со схемой включения отражающей цепи. Это объясняется замечательным свойством NBPF поглощать отраженные волны на внеполосных частотах во внутренних буферных резонансных нагрузках [11]. Коэффициент отражения S11 по сравнению со схемой рис. 5 изменился незначительно, так как порт 1 ВАЦ идентичным образом подключен к антенне A1. Включение NBPF в цепь нагрузки A2 привело к значительному изменению S22, но при этом сохранилось равенство S12 и S21 с незначительной погрешностью вследствие неидентичности параметров элементов схемы.

Изучен третий вариант применения в радиотракте двух ЧСЦ: A1+BPF и A2+NBPF. Результаты измерений частотных зависимостей параметров тракта приведены на рис. 7. В такой конфигурации тракта значительно снижается уровень внеполосного сигнала без существенной потери уровня сигнала в рабочей полосе частот. При этом возросла избирательность радиотракта и соответственно произошло сужение полосы частот пропускания до 13 % по сравнению с первым и вторым вариантами схем эксперимента. Для удобства сравнения графиков S21 и S12 коэффициент S12 на рис. 7 уменьшен на 3 dB.

Как следует из рис. 7, включение в приемную антенну цепи отражающего типа и в излучающую антенну неотражающей цепи снижает предельный уровень прошедшего сигнала вне рабочей полосы пропускания по отношению к радиотракту, содержащему только ЧСЦ отражающего типа. Снижение наглядно продемонстрировано на рис. 8. В диапазоне до 3 GHz предельный уровень прошедшего сигнала в паразитных полосах снижается с минус 26 dB до минус 47 dB.

При измерениях коэффициентов отражения S11 от передающей антенны A1 была обнаружена зависимость S11 от характера нагрузки антенны A2. Обозначим коэффициенты рассеяния S11, полученные по схемам рис. 1, через $S11_{LOAD}$, рис. 5 — $S11_{BPF}$, рис. 6 — $S11_{NBPF}$. Проведено сравнение $S11_{BPF}$ и $S11_{NBPF}$ относительно $S11_{LOAD}$. Гипотеза, объясняющая возникновение разницы величин $S11_{BPF}$ и $S11_{NBPF}$, основывается на том, что в процессе распространения электромагнитной волны, излучаемой антенной A1, происходит ее частичное отражение от конструкции антенны A2 и от ЧСЦ отражающего или неотражающего типов в соответствии со схемой, показанной на рис. 9. На рис. 9, *a* обо-

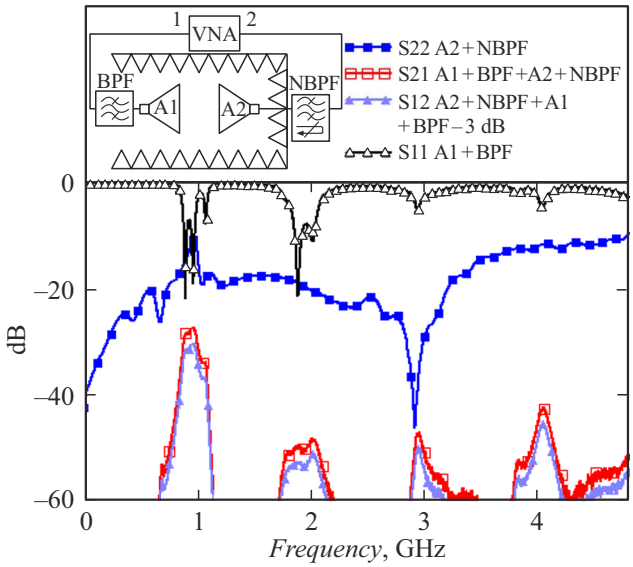


Рис. 7. Частотные зависимости коэффициентов передачи S12, S21 и коэффициентов отражения S11, S22 радиотракта СВЧ с двумя частотно-селективными A1+BPF и A2+NBPF.

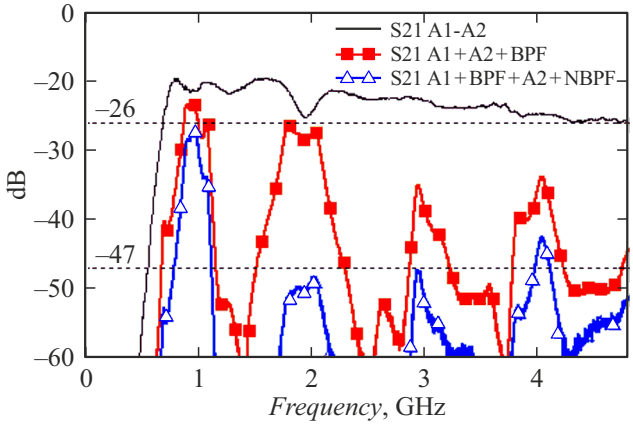


Рис. 8. Частотные зависимости коэффициентов передачи S21 радиотракта СВЧ с ЧСЦ, с отражающей ЧСЦ, с двумя ЧСЦ A1+BPF и A2+NBPF.

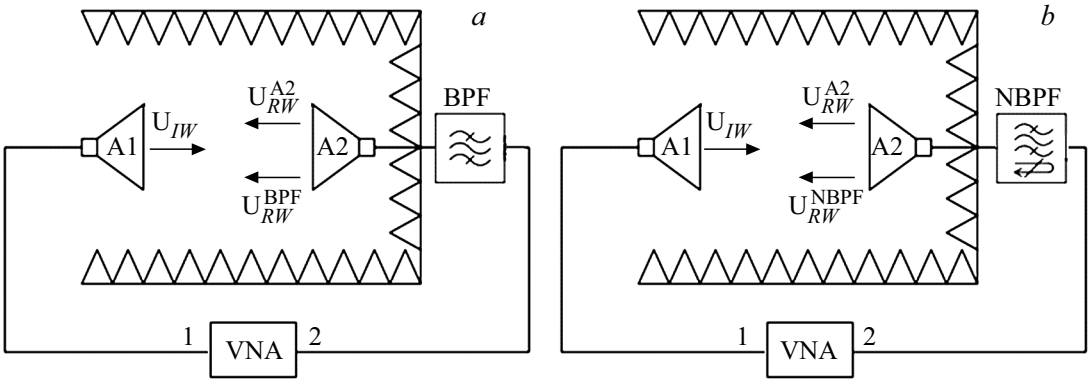


Рис. 9. Система отраженных волн от антенны A2 при излучении антенной A1.

значены: $\mathbf{U}_{IW}$ — падающая волна, излучаемая антенной A1; $\mathbf{U}_{RW}^{A2}$ — отраженная волна от антенны A2 как конструктивного элемента; $\mathbf{U}_{RW}^{BPF}$ — отраженная волна, образовавшаяся в результате приема антенной A2 части волны $\mathbf{U}_{IW}$ и отражения ее от точки включения отражающей ЧСЦ (BPF) в антенну A2. На рис. 9, *b* показана замена BPF на NBPF, представляющую неотражающую ЧСЦ, и изменение отраженной волны от BPF на $\mathbf{U}_{RW}^{NBPF}$ — волну, принятую широкополосной антенной A2 и отраженной от неотражающей ЧСЦ NBPF.

Оценка влияния нагрузок на коэффициент отражения S11, измеряемый ВАЦ в порту 1, рассчитывалась на основе полученных экспериментальных данных по формулам (1), (2):

$$\delta \mathrm{S11_{BPF}} = 20 \log \sqrt{(\mathrm{S11_{LOAD}} - \mathrm{S11_{BPF}})^2}, \qquad (1)$$

$$\delta \mathrm{S11_{NBPF}} = 20 \log \sqrt{(\mathrm{S11_{LOAD}} - \mathrm{S11_{NBPF}})^2}, \qquad (2)$$

где $\delta\mathrm{S11_{BPF}}$ — возрастание коэффициента отражения S11, измеряемого при нагрузке антенны A2 отражающей ЧСЦ (рис. 5) по отношению к коэффициенту отражения при согласованной нагрузке A2 (рис. 2); $\delta\mathrm{S11_{NBPF}}$ — возрастание коэффициента отражения S11, измеряемого при нагрузке антенны A2 неотражающей ЧСЦ NBPF (рис. 6) по отношению к коэффициенту отражения при согласованной нагрузке A2 (рис. 2).

Результат обработки экспериментальных зависимостей $\mathrm{S11_{LOAD}}$, $\mathrm{S11_{BPF}}$, $\mathrm{S11_{NBPF}}$ по формулам (1) и (2) показан на рис. 10.

Как и следовало ожидать, на рис. 10 обозначилось уменьшение приращения S11 при нагрузке A2 цепью BPF на частотах 0.96 и 1.92 GHz, совпадающих с полосами пропускания ЧСЦ отражающего типа. Замена нагрузки BPF на NBPF антенны A2 привела к снижению коэффициента отражения до минимального уровня во всем частотном диапазоне. Средний уровень уменьшения переизлучаемого антенной A2 сигнала при смене нагрузки на частотах полос запирания BPF составляет от 15 до 22 dB до частоты 3.5 GHz. Следует заметить, что схему измерений и установку (рис. 1) с ВАЦ,

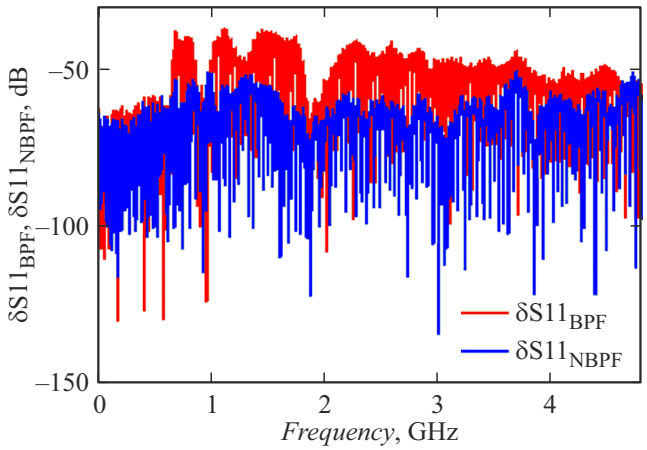


Рис. 10. Частотная зависимость уменьшения коэффициента отражения, измеряемого от входа антенны A1 при изменении характера нагрузки в антенне A2 с BPF на NBPF по отношению к случаю, когда A1 и A2 нагружены на 50Ω.

разделяющего падающие и отраженные волны, можно считать моделью радиолокационной станции. Следовательно, изменение уровня отраженного сигнала в порту 1 ВАЦ, оцениваемого через $\delta\mathrm{S11_{BPF}}$ и $\delta\mathrm{S11_{NBPF}}$, пропорционально эффективной поверхности рассеяния объекта, уровень которого возрастает при включении на выходе антенны A2 отражающей ЧСЦ и уменьшается при замене нагрузки BPF на неотражающую ЧСЦ (NBPF) до физического предела идеального согласования антенн.

Заключение

Таким образом, проведена оценка особенностей применения в радиотракте широкополосных антенн, нагруженных на отражающие и неотражающие ЧСЦ СВЧ в полосе частот от 0.02 до 4.8 GHz. В сравнении с традиционными отражающими полосно-пропускающими цепями неотражающие полосно-пропускающие цепи дают дополнительные функциональные возможности, связанные с поглощением отраженных волн на внеполос-

ных частотах. Экспериментально показано, что использование антенны совместно с неотражающими цепями приводит к значительному снижению уровня обратного рассеяния на частотах запирания по сравнению с антенной, нагруженной на отражающую ЧСЦ. Полученные результаты доказывают преимущество использования неотражающих ЧСЦ в радиотракте для решения задачи уменьшения уровня обратного рассеяния.

Показано, что включение в приемную антенну цепи отражающего типа и в излучающую антенну неотражающей цепи снижает предельный уровень прошедшего сигнала в паразитных полосах пропускания вне рабочей полосы с -26 до -47 dB в диапазоне до 3 GHz (рис. 8). Этот процесс не сопровождается ростом коэффициента отражения, так как внеполосные колебания поглощаются буферными резонансными нагрузками [11]. При этом в рабочей полосе частот уровень сигнала снижается на 2 dB.

Сформулирована гипотеза о возникновении как минимум двух составляющих отраженных волн от приемной антенны, распространяющихся в сторону передающей антенны, одна из которых уменьшается при использовании неотражающей ЧСЦ в качестве нагрузки приемной антенны.

Уменьшение уровня отраженного сигнала, измеряемого на входе передающей антенны A1 и являющегося суперпозицией двух составляющих отраженных волн от приемной антенны в порту 1 ВАЦ при изменении нагрузки в приемной антенне на неотражающую ЧСЦ, свидетельствует об уменьшении эффективной поверхности рассеяния объекта в виде антенны A2.

Полученные результаты позволяют прогнозировать параметры приемо-передающих трактов по критерию переотражений, степени подавления паразитных полос пропускания и формировать физически реализуемые требования к неотражающим ЧСЦ при решении задач обеспечения электромагнитной совместимости.

Финансирование работы

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ, проект FEWM-2026-0007.

Конфликт интересов

Авторы заявляют, что у них нет конфликта интересов.

Список литературы

[1] А.А. Комаров, А. Дайуб. В сб. *Антенны и распространение радиоволн* (СПб., 18–21 октября 2023 года, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет „ЛЭТИ“ им. В.И. Ульянова (Ленина), СПб., 2023), с. 130–133. https://www.elibrary.ru/download/elibrary_55933968_24648568.pdf

[2] B.-J. Chen, X.-S. Yang, B.-Z. Wang. IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett., **21** (8), 1654 (2022).

[3] T. Wang, N. Yan, M. Tian, Y. Luo, K. Ma. IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett., **21** (9), 1772 (2022).

[4] H. Yuan, F.-C. Chen, Q.-X. Chu. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, **70** (10), 9843 (2022).

[5] Y.-T. Liu, K.W. Leung, N. Yang. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, **68** (2), 633 (2020).

[6] Н.Д. Малютин, М.О. Коноваленко, Г.А. Малютин, А.Ф. Арутюнян, Е.И. Тренкаль, Т.А. Чепко. Журн. радиоэлектроники, **1** (2025). DOI: 10.30898/1684-1719.2025.11.31

[7] В.А. Тищенко, В.И. Токатлы, С.А. Колотыгин, В.И. Лукьянов. Измерительная техника, **11**, 33 (2012).

[8] А.А. Арутюнян, Н.Д. Малютин. Журн. радиоэлектроники, **1** (2026). DOI: 10.30898/1684-1719.2026.1.6

[9] А.А. Арутюнян. Докл. ТУСУР, **28** (2), 55 (2025). DOI: 10.21293/1818-0442-2025-28-2-55-61

[10] Qingxian Li, Xun Luo. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, **72** (7), 4337 (2024). DOI: 10.1109/TMTT.2023.3334531

[11] Г.А. Малютин. Радиотехника, **89** (11), 72 (2025). DOI: 10.18127/j00338486-202511-07