

11.2

Волноводный режекторный фильтр на двухмодовых П-образных резонаторах

© А.А. Соркин

Сибирский федеральный университет, Красноярск, Россия
E-mail: alexandr.sorkin.781@mail.ru

Поступило в Редакцию 28 декабря 2023 г.

В окончательной редакции 12 февраля 2024 г.

Принято к публикации 16 февраля 2024 г.

Исследован волноводный двухмодовый П-образный резонатор, работающий на модах TE_{101} . Показано, что данный резонатор имеет псевдоэллиптическую амплитудно-частотную характеристику. Описан четырехзвенный режекторный фильтр на основе резонаторов данного типа. Исследовано влияние геометрических размеров волноводного П-образного резонатора на его частотные характеристики.

Ключевые слова: двухмодовый режекторный П-образный резонатор, полюс затухания, диафрагма, режекторный фильтр.

DOI: 10.61011/PJTF.2024.10.57710.19856

В современных системах связи используются различные фильтры, среди которых важное место занимают волноводные режекторные фильтры, которые применяются как в трактах приема, так и в трактах передачи. Существует несколько типов волноводных режекторных фильтров. В [1] описан режекторный фильтр, состоящий из короткозамкнутых шлейфов без диафрагм. Такие фильтры способны реализовать относительную ширину полосы пропускания до 36% и представляют собой альтернативу гофрированным фильтрам.

В [2] представлена конструкция режекторных фильтров с использованием технологии двухгребневых волноводов. Предлагаемый фильтр имеет относительную ширину полосы пропускания более 50%.

В [3] описан режекторный фильтр с Т-образными диафрагмами, расположенными в прямоугольном волноводе, позволяющий получить хорошие характеристики полосы заграждения и относительную ширину полосы пропускания 1.5%. В работе [4] описан режекторный фильтр на диафрагмах с кольцевыми резонаторами, имеющими разрыв. Еще один тип режекторных фильтров на диафрагмах представлен в [5]. Фильтр состоит из диафрагм с двойными кольцевыми резонаторами с разрывом и четвертьволновых инверторов. Показано, что уменьшение габаритов фильтра достигается за счет замены инверторов на токопроводящую полосу, что делает длину фильтра вдвое меньше длины его аналога.

Волноводные режекторные фильтры можно создавать и на штырях [6]. Штыри вставляются в регулярный волновод, в котором основной является мода TE_{10} . Каждый штырь определяет ослабление на частоте, которая зависит главным образом от его высоты. Смещение штыря от центра волновода используется для контроля связи в фильтре между модой TE_{10} и модой TEM .

Еще один тип режекторных фильтров использует нерезонансные узлы и/или фазовые сдвиги [7]. Данный

метод позволяет уменьшать расстояние между короткозамкнутыми шлейфами.

Процедура проектирования режекторных фильтров на волноводах, поддерживающих несколько мод пространства, описана в [8,9]. При этом используется каскадное расположение резонансных элементов для предотвращения распространения ряда мод в определенном диапазоне. Каждый элемент представляет собой волновод определенного сечения и определенной длины.

В большинстве режекторных фильтров, упомянутых выше, используются или диафрагмы, снижающие собственную добротность резонаторов, или различные шлейфы, между которыми необходимы инверторы, увеличивающие продольный размер фильтра. В настоящей работе предлагается использовать волноводные двухмодовые П-образные резонаторы в режекторных фильтрах. Использование двухмодовых резонаторов позволяет сократить продольный размер фильтра минимум в 2 раза при сохранении селективных свойств, но при этом поперечный размер резонатора равен $\Lambda/2$, где Λ — длина волны в волноводе.

Рассматриваемый резонатор представляет собой два полуволновых короткозамкнутых H -плоскостных шлейфа, которые соединяются между собой определенным образом, как показано на рис. 1, *a*. Как и H -плоскостные короткозамкнутые шлейфы, данный резонатор работает на двух модах TE_{101} , формирующих два полюса затухания. Еще одна мода, проходящая от входной диафрагмы к выходной, формирует резонанс в полосе пропускания. Параметры резонатора показаны на рис. 1, *a*.

Рассмотрим принцип работы данного резонатора. С помощью пакета электродинамических программ методом конечного интегрирования было рассчитано влияние различных параметров резонатора на его частотные характеристики. При $B = T$ резонатор является одномодовым с одним резонансом по S_{21} (коэффициент пере-

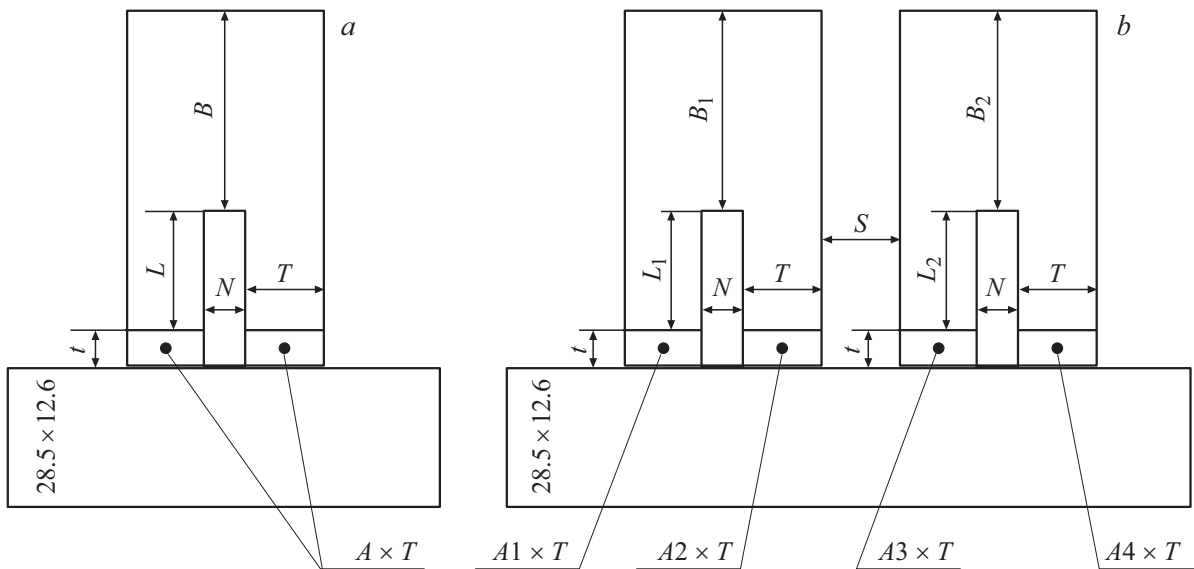


Рис. 1. *a* — волноводный режекторный двухмодовый П-образный резонатор. *b* — волноводный режекторный фильтр на двухмодовых П-образных резонаторах.

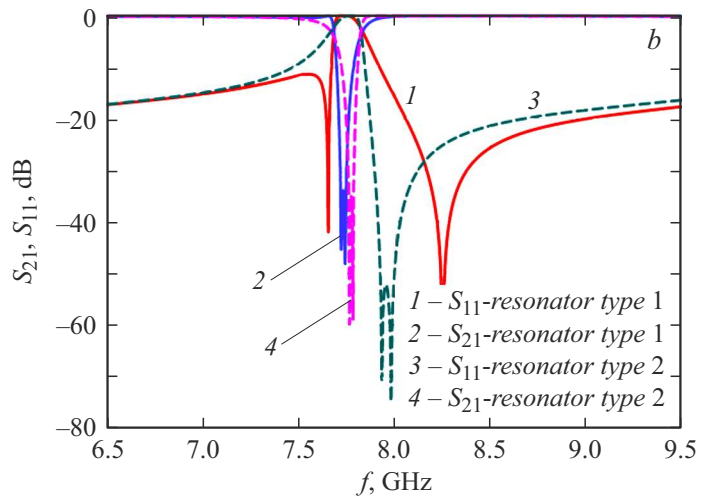
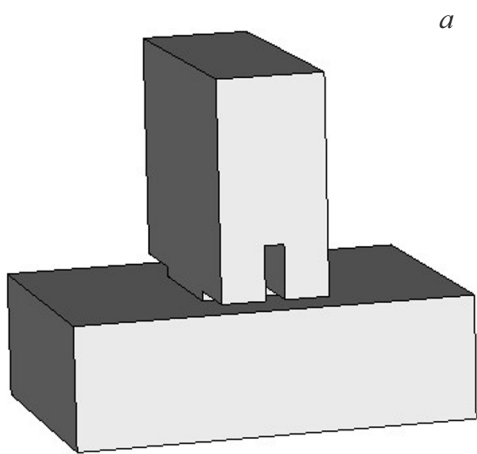


Рис. 2. *a* — электродинамическая модель режекторного двухмодового П-образного резонатора. *b* — частотные характеристики режекторного двухмодового П-образного резонатора типа 1 (сплошные линии) и типа 2 (штриховые линии).

дачи) и расположенным ниже по частоте резонансом по S_{11} (возвратные потери), при этом второй резонанс по S_{21} находится выше по частоте.

При увеличении размера B второй резонанс по S_{21} смещается к первому, при этом можно подобрать значение B , при котором два резонанса по S_{21} сформируют полосу заграждения. В этом случае первый резонанс по S_{11} будет располагаться ниже и близко к полосе заграждения. Второй резонанс по S_{11} расположен значительно выше полосы заграждения. Увеличение ширины окон диафрагм A расширяет полосу пропускания.

Увеличение размера T приводит к росту собственной добротности. Резонатор, формирующий описанные выше частотные характеристики, назовем резонатором типа 1. На рис. 2, *a* показана электродинамическая

модель волноводного двухмодового П-образного резонатора, представляющая собой воздушную полость с металлическими стенками. На рис. 2, *b* сплошными линиями показаны его расчетные частотные характеристики. Резонатор типа 1 имеет следующие размеры: $A = 13.7$ mm, $T = 4.5$ mm, $N = 2$ mm, $L = 5.55$ mm, $B = 16.85$ mm, $t = 1$ mm. Собственная добротность этого резонатора, изготовленного из алюминия, равна 2800, расчет проводился с помощью пакета электродинамических программ.

При дальнейшем увеличении размера B верхний и нижний резонансы по S_{11} начинают сближаться выше полосы заграждения. Резонатор, формирующий два резонанса по S_{11} выше полосы заграждения, назовем резонатором типа 2. На рис. 2, *b* штриховыми линиями

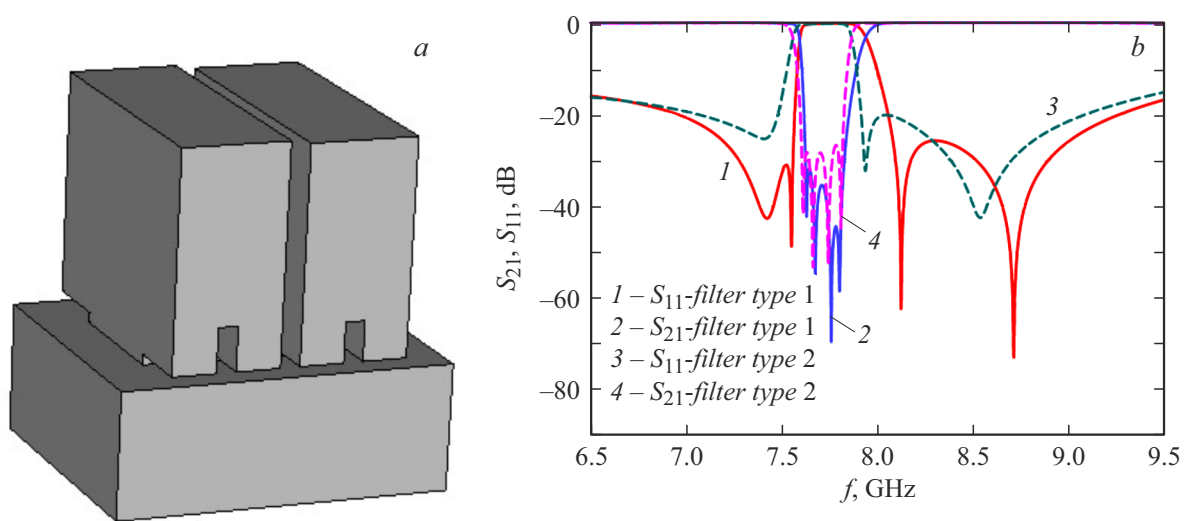


Рис. 3. *a* — электродинамическая модель режекторного фильтра на двухмодовых П-образных резонаторах. *b* — частотные характеристики режекторного фильтра на двухмодовых П-образных резонаторах типа 1 (сплошные линии) и типа 2 (штриховые линии).

показаны его расчетные частотные характеристики. Резонатор типа 2 имеет следующие размеры: $A = 13.7 \text{ mm}$, $T = 4.5 \text{ mm}$, $N = 2 \text{ mm}$, $L = 5.05 \text{ mm}$, $B = 17.79 \text{ mm}$, $t = 1 \text{ mm}$.

Отметим, что два типа волноводных двухмодовых П-образных резонаторов различаются в основном соотношением B/L . Из рис. 2, *b* видно, что резонатор типа 1 имеет более крутой нижний скат характеристики передачи, а резонатор типа 2 — верхний.

Рассмотрим два типа волноводных режекторных фильтров на волноводных двухмодовых П-образных резонаторах. Структура четырехзвенного режекторного фильтра с обозначением размеров показана на рис. 1, *b*, электродинамическая модель фильтра представлена на рис. 3, *a*.

К фильтру типа 1 отнесем фильтр, состоящий из резонаторов типа 1. Рассчитанный фильтр из алюминия имеет ослабление не менее 30 dB в полосе заграждения 7.622–7.825 GHz, при этом в нижней полосе пропускания 6.98–7.565 GHz возвратные потери составляют не менее 20 dB, а вносимые потери в полосе частот 6.5–7.565 GHz — не более 0.43 dB. Полоса пропускания выше полосы заграждения по уровню возвратных потерь 20 dB составляет от 8.056 до 9.25 GHz, при этом вносимые потери в полосе пропускания 8.056–9.5 GHz не более 0.1 dB. Данный фильтр имеет следующие размеры: $A1 = A4 = 15 \text{ mm}$, $A2 = A3 = 15 \text{ mm}$, $B1 = B2 = 17.05 \text{ mm}$, $L1 = L2 = 3.6 \text{ mm}$, $N = 2 \text{ mm}$, $T = 4.5 \text{ mm}$, $S = 2 \text{ mm}$, $t = 1 \text{ mm}$. Частотные характеристики фильтра типа 1 показаны на рис. 3, *b* сплошными линиями. Поскольку фильтр типа 1 состоит только из резонаторов типа 1, имеющих крутизну высокочастотного ската характеристики передачи меньше низкочастотного, у фильтра крутизна высокочастотного ската меньше низкочастотного.

Для устранения этого недостатка заменим один резонатор типа 1 на резонатор типа 2. Обозначим такой фильтр как фильтр типа 2. Рассчитанный фильтр типа 2 из алюминия имеет ослабление не менее 25 dB в полосе заграждения 7.601–7.817 GHz, при этом в нижней полосе пропускания 7.087–7.476 GHz возвратные потери составляют не менее 20 dB, а вносимые потери в полосе частот 6.5–7.476 GHz — не более 0.15 dB. Полоса пропускания выше полосы заграждения по уровню возвратных потерь 20 dB составляет от 7.914 до 9.075 GHz, при этом вносимые потери в полосе пропускания 7.914–9.5 GHz не более 0.18 dB. Данный фильтр имеет следующие размеры: $A1 = 14.6 \text{ mm}$, $A2 = 15.4 \text{ mm}$, $A3 = 15 \text{ mm}$, $A4 = 14.1 \text{ mm}$, $B1 = 17.55 \text{ mm}$, $B2 = 17.45 \text{ mm}$, $L1 = 4 \text{ mm}$, $L2 = 4.45 \text{ mm}$, $N = 2 \text{ mm}$, $T = 4.5 \text{ mm}$, $S = 2 \text{ mm}$, $t = 1 \text{ mm}$. Частотные характеристики фильтра типа 2 показаны на рис. 3, *b* штриховыми линиями. Таким образом, крутизна высокочастотного ската характеристики передачи значительно увеличилась при некотором снижении крутизны низкочастотного ската.

Таким образом, в работе исследованы волноводные двухмодовые П-образные резонаторы двух типов, указаны их главные различия. Показана возможность реализации компактных волноводных режекторных фильтров с использованием одного и двух типов двухмодовых П-образных резонаторов. У данных фильтров при увеличении поперечного размера до полуволнового значения существенно сокращается продольный размер. В отличие от режекторных фильтров, приведенных в обзоре, фильтры на двухмодовых П-образных резонаторах позволяют формировать полосы пропускания близко к полосе заграждения как выше, так и ниже ее с уровнем возвратных потерь не менее 20 dB, при этом

относительные ширины полос пропускания ниже полосы заграждения составляют не менее 8%, а выше — не менее 13%.

Финансирование работы

Исследование выполнено в рамках государственного задания ФГАОУ ВО Сибирский федеральный университет (номер FSRZ-2023-0008).

Конфликт интересов

Автор заявляет, что у него нет конфликта интересов.

Список литературы

- [1] R. Levy, in *2009 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest* (IEEE, 2009), p. 1245–1248.
DOI: 10.1109/MWSYM.2009.5165929
- [2] M.S. Sorkherizi, A.A. Kishk, in *2016 17th Int. Symp. on antenna technology and applied electromagnetics (ANTEM)* (IEEE, 2016), p. 1–2. DOI: 10.1109/ANTEM.2016.7550130
- [3] Y. Tang, L. Zhu, B. Li, Y. Bo, L. Xu, in *2018 Int. Conf. on microwave and millimeter wave technology (ICMMT)* (IEEE, 2018), p. 1–3. DOI: 10.1109/ICMMT.2018.8563878
- [4] A. Shelkovnikov, N. Suntheralingam, D. Budimir, in *2006 IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp.* (IEEE, 2006), p. 4523–4526. DOI: 10.1109/APS.2006.1711642
- [5] S. Fallahzadeh, H. Bahrami, M. Tayarani, in *2009 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest* (IEEE, 2009), p. 1617–1620.
DOI: 10.1109/MWSYM.2009.5166022
- [6] M. Bekheit, S. Amari, W. Menzel, U. Rosenberg, in *2007 Eur. Microwave Conf.* (IEEE, 2007), p. 870–873.
DOI: 10.1109/EUMC.2007.4405331
- [7] S. Amari, U. Rosenberg, R. Wu, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, **54** (1), 428 (2006).
DOI: 10.1109/TMTT.2005.860494
- [8] C.A.W. Vale, P. Meyer, in *2000 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest* (IEEE, 2000), p. 1189–1192.
DOI: 10.1109/MWSYM.2000.863571
- [9] C.A.W. Vale, P. Meyer, K.D. Palmer, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, **48** (12), 2496 (2000). DOI: 10.1109/22.899004