

## Полосно-пропускающие фильтры, выполненные по SIW- и ESIW-технологиям

© С.П. Букин, С.В. Крутиев

Южный федеральный университет, физический факультет,  
344090 Ростов-на-Дону, Россия  
e-mail: sbukin@sfedu.ru

Поступило в Редакцию 9 января 2025 г.

В окончательной редакции 9 января 2025 г.

Принято к публикации 9 января 2025 г.

Исследованы и сравнены высокоэффективные сверхвысокочастотные фильтры, изготовленные с использованием двух технологий: интегрированных в подложку волноводов (SIW — Substrate Integrated Waveguide) и волноводов с пустой подложкой (ESIW — Empty Substrate Integrated Waveguide). Создан синтез двух фильтров с центральной частотой 12 GHz, выполненных по SIW- и ESIW-технологиям, и проведено их сравнение. Приведены результаты сравнения амплитудно-частотных характеристик фильтров, синтезированных при помощи компьютерной системы электромагнитного моделирования, и изготовленных прототипов.

**Ключевые слова:** Substrate Integrated Waveguide (SIW), Empty Substrate Integrated Waveguide (ESIW), потери, добротность, S-параметры, полосно-пропускающий фильтр.

DOI: 10.61011/JTF.2025.05.60295.1-25

### Введение

В настоящее время существует тенденция развития и высокий спрос на использование высокоэффективных сверхвысокочастотных (СВЧ) фильтров с низкими вносимыми потерями и высокой избирательностью. Эта потребность становится еще более актуальной в свете развития технологий космической спутниковой связи, где дополнительно требуется миниатюризация волноводных СВЧ устройств. Для соответствия таким требованиям весьма перспективными являются фильтры, реализованные с применением SIW-технологии.

В последние годы интегрированные в подложку волноводы (SIW — Substrate Integrated Waveguide) [1] становятся объектом повышенного интереса. Эти устройства по сравнению с планарными схемами предлагают высокую добротность резонаторов, что приводит к снижению потерь при эксплуатации, а также отличаются низкой стоимостью, компактностью, простотой изготовления и возможностью интеграции с другими планарными схемами на одной подложке. Однако, несмотря на все эти преимущества, SIW-волноводы не лишены недостатков. Их характеристики по потерям и добротности уступают традиционным волноводам, в основном из-за распространения волн через диэлектрическую подложку, которая вносит дополнительные потери в частотные характеристики устройства.

Для создания SIW-фильтров используется диэлектрическая подложка, заключенная между металлическими слоями, соединенными массивом металлических штырей, что формирует специфическую волноводную структуру. Этот метод позволяет сохранить преимущества

планарных технологий, одновременно улучшая параметры резонаторов.

Совсем недавно получила развитие инновационная технология — интегрированные волноводы с пустой подложкой, известная как ESIW (Empty Substrate Integrated Waveguide) [2]. Эта технология направлена на уменьшение потерь, связанных с использованием диэлектрических материалов, благодаря особой конструкции, где вместо традиционной диэлектрической подложки используется воздушное пространство. Волноводы ESIW состоят из пустой подложки и металлизированных стенок, покрытых сверху и снизу металлическими крышками, что позволяет минимизировать влияние диэлектрика и тем самым значительно повысить эффективность передачи сигнала на высоких частотах. Эта технология открывает новые возможности для создания высокоэффективных микроволновых устройств с улучшенными частотными характеристиками.

Одним из ключевых преимуществ технологии ESIW является значительное снижение потерь благодаря отсутствию диэлектрика в подложке, что повышает эффективность и стабильность работы устройств. Кроме того, благодаря возможности легкой интеграции с другими схемами на той же подложке ESIW открывает новые возможности для создания высокоэффективных и компактных микроволновых устройств, становясь одним из самых перспективных направлений в этой области.

Подобные инновации прокладывают путь к созданию более продвинутой и высокоэффективной микроволновой систем нового поколения, что особенно важно в условиях постоянно растущих требований к производительности и эффективности электронных устройств.

## 1. SIW-технология

С начала 2000-х годов значительное внимание уделялось исследованиям и разработкам в области проектирования и моделирования устройств, выполненных с помощью SIW-технологии. В этот период были разработаны эффективные методы, упрощающие переход от микрополосковых линий к SIW-структурам [3], а также к другим планарным переходам [4–7], синтезированы фильтры [8–13], ответвители [14–16], диплексеры [17,18], многополюсники [19], циркуляторы [20,21] и антенны [22–27].

Распространение электромагнитных волн внутри SIW-структур идентично распространению в прямоугольных волноводах, а основная мода аналогична моде  $TE_{10}$  прямоугольного волновода [28].

Прямоугольный волновод в общем случае характеризуется такими параметрами, как длина  $a$  и ширина  $b$ , а его частота среза зависит от этих величин. В структуре SIW выполняется условие  $a \gg b = h$ , где  $h$  — высота диэлектрической подложки. Такое соотношение позволяет упростить зависимость частоты среза, делая ее определяемой только параметром  $a$ :

$$f_{c\_RWG} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \rightarrow f_{c\_SIW} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}}. \quad (1)$$

Экспериментально полученные формулы для эквивалентной ширины классического прямоугольного волновода, который имеет аналогичную SIW-структуру высоту и диэлектрическую проницаемость (рис. 1), представлены следующим образом [29]:

$$W_{SIW} = W_{RWG} + d^2/(0.95h_s), \quad (2)$$

где  $W_{SIW}$  и  $W_{RWG}$  — ширина SIW-структуры и эквивалентного классического прямоугольного волновода соответственно,  $d$  и  $h_s$  — диаметр и высота металлических цилиндров, которые формируют стенки волноведущей структуры.

Выражение (2) имеет погрешность  $\pm 5\%$  при выполнении соотношений  $h_s < \lambda_0\sqrt{\epsilon}/2$  и  $h_s < 4d$ , где  $\lambda_0$  — длина волны в свободном пространстве,  $\epsilon$  — относительная диэлектрическая проницаемость [29].

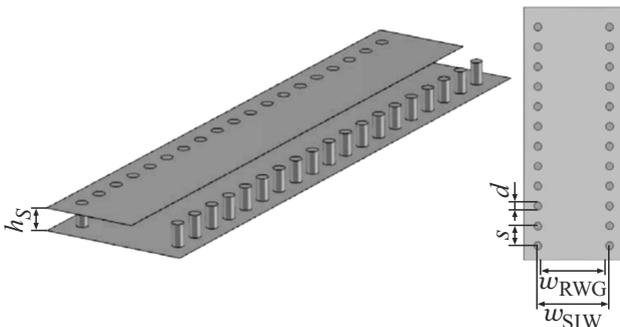


Рис. 1. Классическая SIW-структура.

Экспериментально в [30] получили соотношения, имеющие погрешность  $\pm 1\%$ , которые выглядят следующим образом:

$$W_{RWG} = W_{SIW} \left( \xi_1 + \xi_2 / \left( \frac{s}{d} + \frac{\xi_1 + \xi_2 - \xi_3}{\xi_3 - \xi_1} \right) \right), \quad (3)$$

где

$$\xi_1 = 1.0198 + \frac{0.3465}{\frac{W_{SIW}}{s} - 1.0684}, \quad (4)$$

$$\xi_2 = -0.1183 - \frac{1.2729}{\frac{W_{SIW}}{s} - 1.2010}, \quad (5)$$

$$\xi_3 = 1.0082 - \frac{0.9163}{\frac{W_{SIW}}{s} + 0.2052}. \quad (6)$$

В [30] была предложена упрощенная эмпирическая формула

$$W_{RWG} = W_{SIW} - 1.08 \frac{d^2}{s} + 0.1 \frac{d^2}{W_{SIW}}. \quad (7)$$

Для SIW-структур со сложными поперечными сечениями были разработаны обобщенные правила, которые описываются в [31,32]. Эти соотношения являются достаточно общими, однако необходимость их строгого выполнения требует отдельного рассмотрения в каждом конкретном случае.

$$d < 0.2\lambda_{WG}; \quad s \leq 2d, \quad (8)$$

где  $\lambda_{WG}$  — длина волны в волноводе.

Правильный выбор диаметра металлизированных отверстий и периодического расстояния между ними имеет ключевое значение для минимизации потерь на утечку в SIW-структурах. Оптимизация этих параметров помогает значительно улучшить эффективность передачи сигнала, снижая нежелательные потери. Важно, чтобы диаметр отверстий был меньше промежутка между переходными отверстиями, что обеспечивает физическую реализуемость SIW-структуры, т. е.

$$d < s. \quad (9)$$

Поскольку SIW является структурой с периодически управляемыми волнами, важно избегать любых электромагнитных помех в рабочей полосе пропускания волновода. Также, исходя из производственных ограничений, таких, как время изготовления и сложность реализации, которые прямо зависят от количества переходов, рекомендуется, чтобы выполнялось следующее условие [33]:

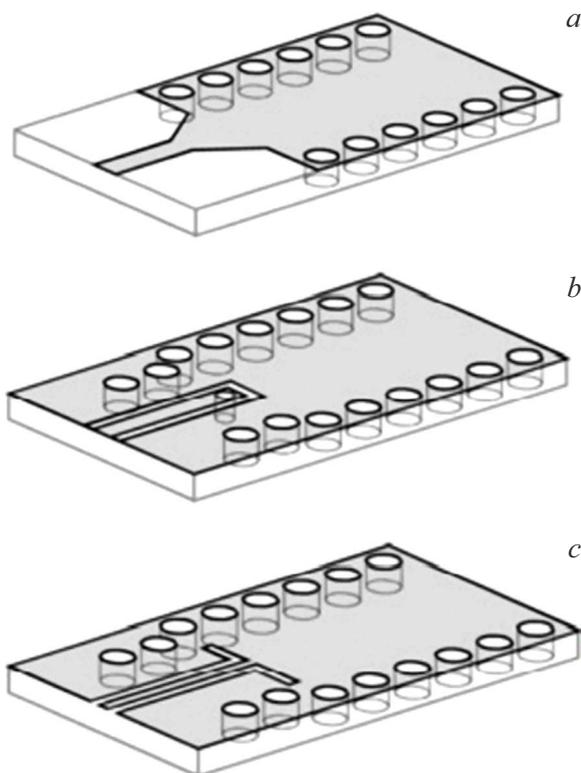
$$0.05 < \frac{s}{\lambda_c} < 0.25, \quad (10)$$

где  $\lambda_c$  — длина волны среза.

Поскольку компоненты SIW всегда интегрируются с другими элементами схемы внутри системы, важно обсудить соединения между устройствами. Переходы

между планарными технологиями передачи сигнала, такими, как микрополосковые линии, и структурой интегрированного в подложку волновода являются важной частью проектирования устройств SIW. В нескольких опубликованных статьях описаны компоненты SIW с различными типами входных/выходных (*I/O*) соединений. Например, был описан переход от микрополосковой линии к волноводу SIW, выполненный с использованием простого сужающегося участка [4]. Этот сужающийся сегмент соединяет 50-омную микрополосковую линию с волноводом SIW, преобразуя квази-ТЕМ режим микрополосковой технологии в режим  $TE_{10}$  волновода SIW.

Копланарные волноводы (CPW) также играют важную роль в этой области исследований. Переход от CPW к волноводу SIW с углом  $90^\circ$  был описан в [5]. В другой статье был предложен переход между заземленным CPW и волноводом SIW, основанный на токовом зонде [6]. Ток, проходящий через зонд, создает магнитное поле, соответствующее магнитному полю внутри волновода SIW. Переходы от микрополосковой линии к волноводу SIW в многослойных подложках были исследованы и описаны в [7]. На рис. 2 показаны некоторые из популярных техник переходов, которые используются в проектировании компонентов волноводов, интегрированных в подложку.



**Рис. 2.** Популярные переходы между микрополосковой линией и SIW-структурой: *a* — сужающийся участок; *b* — на основе датчика тока; *c* — на основе изгиба  $90^\circ$ .

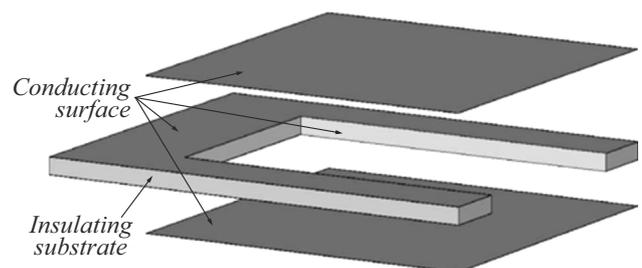
## 2. ESIW-технология

Чтобы объединить достоинства прямоугольного волновода с преимуществами компактных и экономичных планарных схем, был создан метод, позволяющий интегрировать пустой волновод в диэлектрическую подложку. Этот метод сочетает в себе высокую эффективность классических волноводов с минимальным геометрическим размером и низкими производственными затратами, что делает его оптимальным решением для разработки современных микроволновых устройств. Этот метод позволяет создать простую и недорогую структуру, которая обеспечивает более низкие потери и более высокий коэффициент добротности по сравнению с аналогичными устройствами, выполненными по технологии SIW.

Широкополосный переход, использованный в данной структуре, позволяет возбуждать волновод через микрополосковую линию, что делает возможным подключение волновода к традиционным планарным схемам. Устройства, изготовленные по этой новой методике, демонстрируют измеренный коэффициент качества, который в четыре раза превышает аналогичный показатель фильтров, изготовленных по технологии SIW. Эта новая структура получила название „интегрированный волновод с пустой подложкой“ (ESIW).

В технологии ESIW электромагнитные поля распространяются в воздухе и ограничиваются верхними, нижними и боковыми металлическими стенками. Эта структура создается путем выреза прямоугольного отверстия в планарной подложке. Далее подложка подвергается металлизации по той же технологии, что и металлизированные отверстия в традиционных SIW-волноводах. Этот процесс обеспечивает создание боковых стенок пустого волновода, которые эффективно ограничивают электромагнитные поля внутри структуры; пример такой конструкции представлен на рис. 3.

Затем к подложке крепятся тонкие металлические пластины сверху и снизу, выполняющие роль верхней и нижней крышек волновода. Эти крышки не только усиливают механическую прочность всей конструкции, но и играют важную роль в удержании электромагнитных волн внутри волновода, предотвращая их утечку и обеспечивая стабильность передачи сигнала.



**Рис. 3.** Принцип построения ESIW-структур.

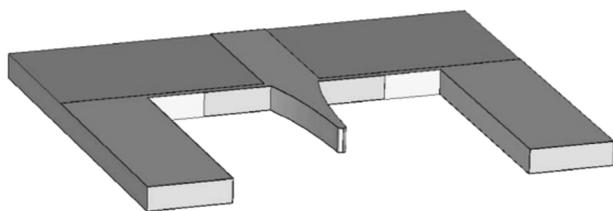


Рис. 4. Переход от микрополосковой линии к ESIW-структуре.

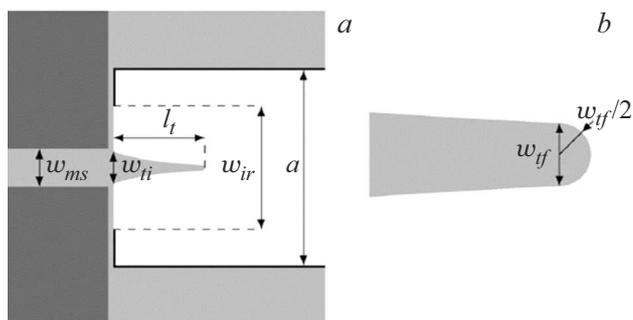


Рис. 5. Чертеж перехода в ESIW: *a* — вид сверху; *b* — закругление на конце структуры.

Переход от микрополосковой линии к SIW показан на рис. 4, а все параметры подробно представлены на рис. 5.

Этот переход можно рассматривать как двухэтапный процесс. На первом этапе осуществляется переход от микрополосковой линии шириной  $w_{ms}$  к волноводу, частично заполненному диэлектрической пластиной по центру вдоль направления распространения шириной  $w_{ti}$ . Эта пластина имеет такую же диэлектрическую проницаемость, что и подложка микрополосковой линии. Окно шириной  $w_{ir}$  улучшает переход от микрополосковой линии к волноводу с диэлектрической пластиной. Размер окна вдоль направления распространения равен ширине слоя металлизации. На этом этапе происходит небольшое отражение, так как существует значительное сходство между основными модами микрополосковой линии и пустого волновода с диэлектрической пластиной.

Сразу после перехода от микрополосковой линии к волноводу с диэлектрической пластиной ширина пластины экспоненциально уменьшается, чтобы соответствовать полностью пустому волноводу. Поскольку конусообразный переход не может иметь бесконечную длину, а также для обеспечения механической стабильности его длина  $l_t$  ограничена, и конец закруглен. Окончательная длина после сужения есть  $w_{tf}$ . Согласно [2], вышеописанные параметры рассчитываются следующим образом:

$$l_t = \frac{\lambda_0}{4}, \tag{11}$$

$$w_{ti} = 0.8 \cdot w_{ms}, \tag{12}$$

$$w_{ir} = \frac{w_{ti} + a}{2}. \tag{13}$$

Таким образом, ESIW-устройства не настолько компактны, как эквивалентные устройства SIW, из-за отсутствия диэлектрика. Однако на высоких частотах преимущества ESIW в отношении потерь и качества увеличиваются. Поэтому можно заключить, что ESIW является очень перспективной альтернативой SIW, особенно при увеличении частоты.

### 3. Моделирование

На основании описанных теоретических сведений был произведен синтез SIW- и ESIW-фильтров с центральной частотой 12 GHz из фильтра-прототипа на основе прямоугольных волноводов с помощью компьютерной программы электромагнитного моделирования CST Microwave Studio. Толщина диэлектрической подложки из материала Rogers 4003C  $h = 1.5 \text{ mm}$  с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r = 3.55$  и тангенсом угла потерь  $\delta = 0.0027$ , толщина металлизации составляла  $35 \mu\text{m}$ .

На первом этапе моделирования была выполнена модель SIW-фильтра четвертого порядка, чертеж которого представлен на рис. 6, а на рис. 7 — его трехмерная проекция. Оптимизированные с помощью CST Microwave Studio значения параметров, приведенных на рис. 6, указаны в табл. 1. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) модели SIW-фильтра представлена на рис. 8.

Параметры  $dx$  и  $dy$  индивидуальны для каждой конкретной конфигурации SIW-фильтра и оптимизируются отдельно с целью обеспечения оптимального согласования между сигнальными линиями I/O и SIW-резонаторами.

Далее была выполнена модель ESIW-фильтра с центральной частотой 12 GHz, чертеж которого представлен на рис. 9, а на рис. 10 — его трехмерная проекция. Оптимизированные значения параметров указаны

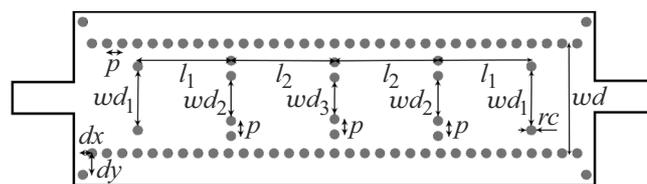


Рис. 6. Чертеж рассматриваемого SIW-фильтра.

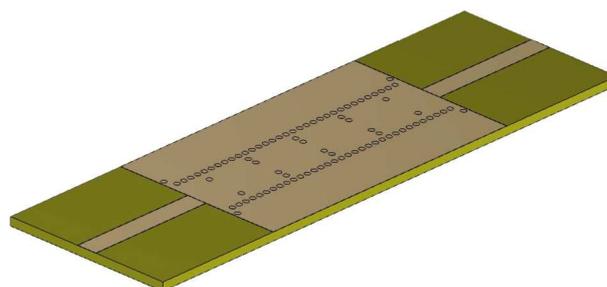
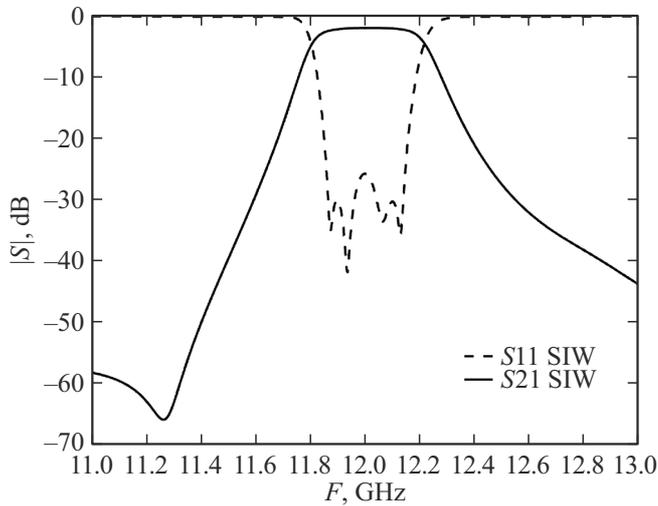


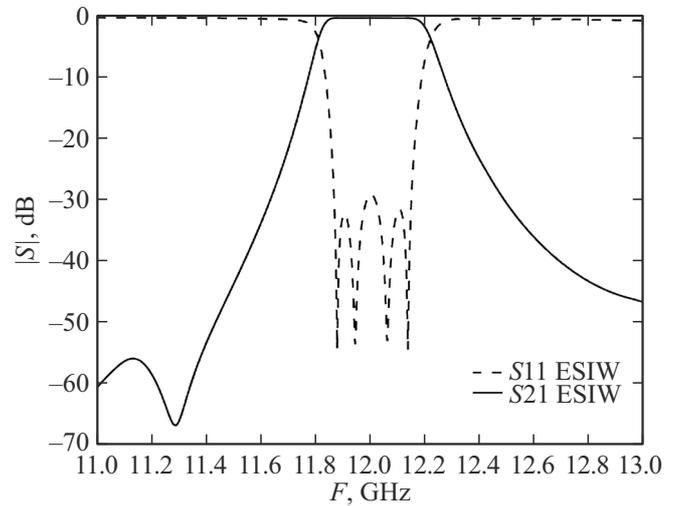
Рис. 7. Трехмерная проекция рассматриваемого SIW-фильтра.

**Таблица 1.** Значения параметров SIW-фильтра

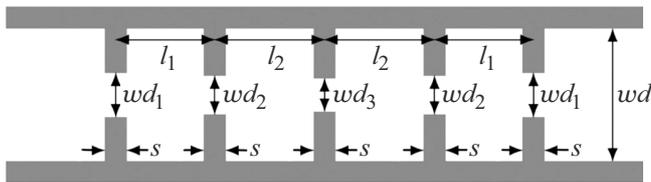
Параметр	$wd$	$wd_1$	$wd_2$	$wd_3$	$l_1$	$l_2$	$p$	$rc$	$dx$	$dy$
Значение, mm	9.97	4.88	3.18	2.29	8.46	9.38	1.50	0.50	0.83	1.66



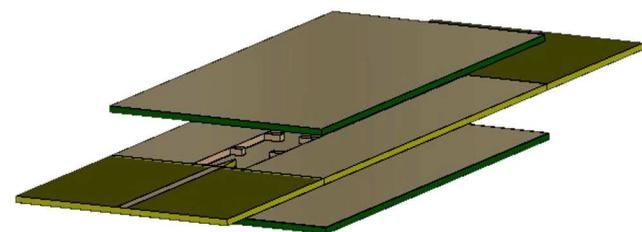
**Рис. 8.** АЧХ рассматриваемого SIW-фильтра.



**Рис. 11.** АЧХ рассматриваемого ESIW-фильтра.



**Рис. 9.** Чертеж рассматриваемого ESIW-фильтра.



**Рис. 10.** Трехмерная проекция рассматриваемого ESIW-фильтра.

**Таблица 2.** Значения параметров ESIW-фильтра

Параметр	$wd$	$wd_1$	$wd_2$	$wd_3$	$l_1$	$l_2$	$s$
Значение, mm	17.46	9.64	6.51	5.98	16.12	17.94	2.03

в табл. 2. АЧХ модели ESIW-фильтра представлена на рис. 11.

Для верхней и нижней крышек ESIW-фильтра были использованы листы FR4 (рис. 10). Листы FR4 были

выбраны из соображений простоты и дешевизны сборки изготовленного прототипа ESIW-фильтра. Можно добиться меньшей высоты профиля ESIW-фильтра при использовании тонких медных пластин или более тонких листов подложки.

#### 4. Результаты

Вследствие наложения графиков АЧХ синтезированных фильтров (рис. 12) становится очевидно, что ESIW-фильтр вносит меньшие потери, а также имеет более прямоугольный отклик.

На основе результатов моделирования были изготовлены прототипы полосно-пропускающих SIW- и ESIW-фильтров, фотография которых показана на рис. 13.

На рис. 14 и 15 приведено сравнение результатов моделирования и экспериментальных измерений. Представленные результаты хорошо согласуются, но есть и различия, которые можно объяснить потерями на излучение, точностью изготовления, а также погрешностями измерений. Также в ходе моделирования не было учтено подключение линии вход/выход к СВЧ тракту посредством SMA-разъемов.

Таким образом, по результатам проведенных исследований можно сделать следующие выводы:

- ESIW-структуры по сравнению с SIW имеют меньшие вносимые потери из-за своей структуры, лишенной диэлектрической подложки в области резонансных полостей;

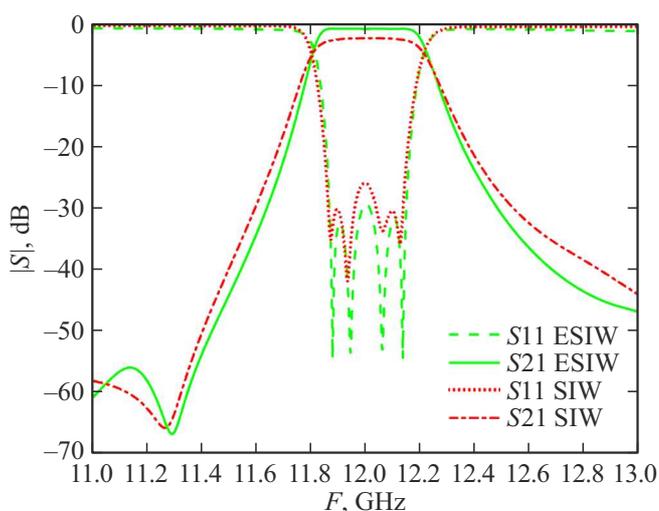


Рис. 12. Сравнение АЧХ рассмотренных моделей SIW- и ESIW-фильтров.

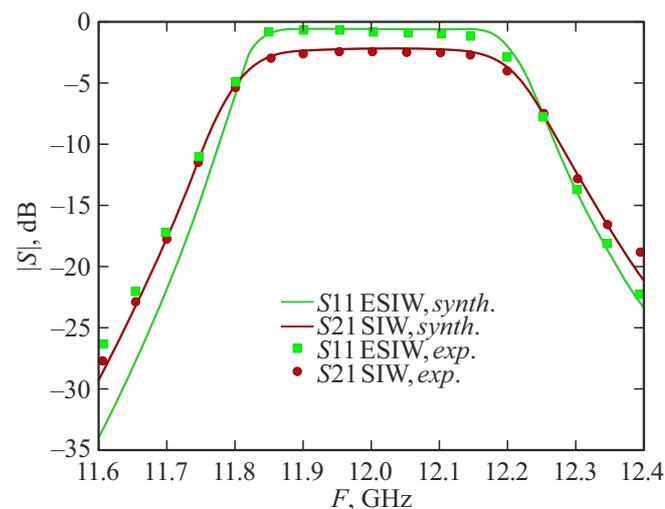


Рис. 15. Сравнение АЧХ прототипов SIW- и ESIW-фильтров: пропускание (S21).

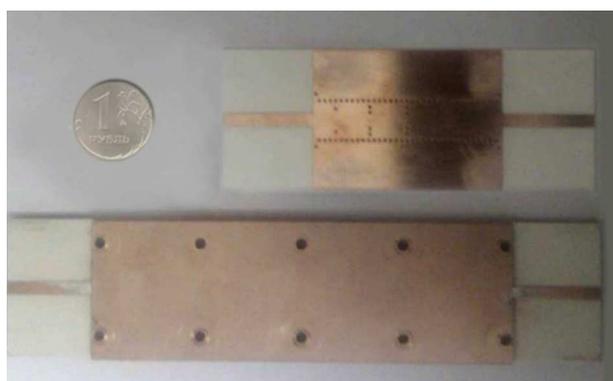


Рис. 13. Фотография изготовленных SIW- и ESIW-фильтров.

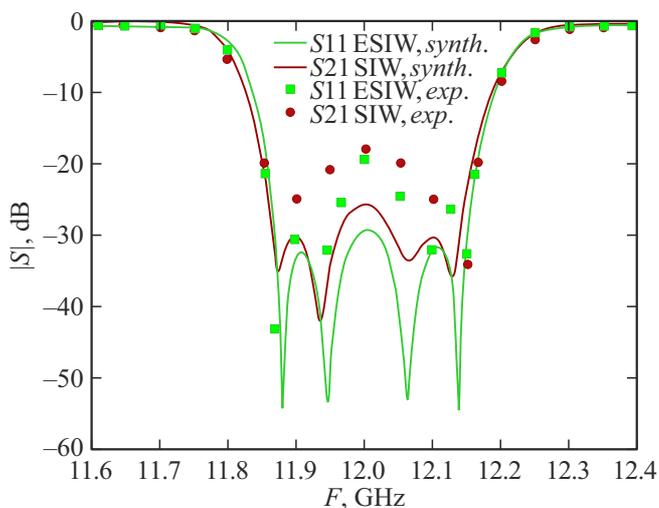


Рис. 14. Сравнение АЧХ прототипов SIW- и ESIW-фильтров: отражение (S11).

- SIW-структуры имеют по сравнению с ESIW меньшие размеры ввиду распространения электромагнитной волны через диэлектрическую подложку;
- ESIW-структуры обладают меньшим излучением электромагнитной энергии за счет цельнометаллических стенок в отличие от SIW, где присутствует „затекание“ между металлическими штырями.

## Заключение

В ходе работы были синтезированы модели двух полосно-пропускающих фильтров с центральными частотами 12 GHz, выполненных по SIW- и ESIW-технологиям, а также изготовлены их прототипы. Сравнение АЧХ, полученных в ходе моделирования и экспериментальных измерений, находятся в хорошем согласии, что дает возможность дальнейших исследований по данной тематике.

Технология ESIW имеет как преимущества, все более заметные с ростом частоты, так и недостатки в плане массогабаритных размеров, так что применение этой технологии целесообразно в устройствах, не столь критичных к массогабаритным параметрам, либо в устройствах, где основным критерием выбора технологии построения волноводных фильтров будет минимизация вносимых потерь. На практике, на основании вышеизложенного, всегда нужно искать компромисс между преимуществами и недостатками применения SIW- и ESIW-технологий.

## Конфликт интересов

Авторы заявляют, что у них нет конфликта интересов.

## Список литературы

- [1] S.S. Sabarian, A.B. Hisham, O.A. Rani Bin. IEEE Asia-Pacific Conf. Appl. Electromagnetics (APACE) 212, 210.
- [2] J.A. Martinez, A. Belenguer, H.E. González. IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technol., **9** (11), 2276 (2019).
- [3] D. Deslandes, K. Wu. IEEE Microwave and Wireless Components Lett., **11**, 68 (2001).
- [4] S.V. Krutiev, V.P. Sdobnova, S.P. Bukin, A.N. Grizodub. *Compact Filters on Dielectric Paper Substrate*, 2023 IEEE XVI International Scientific and Technical Conference Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE) (Novosibirsk, Russian Federation, 2023), p. 590–594.
- [5] S.P. Bukin, S.V. Krutiev. *Quasi-Elliptical Filter on Paper Substrate*, 2024 IEEE 25th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM) (Altai, Russian Federation, 2024), p. 680–684.
- [6] S. Lee, S. Jung, H. Lee. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, **18** (11), 746 (2008).
- [7] X. Chen, K. Wu. *Low-Loss Ultra-Wideband Transition Between Conductor Backed Coplanar Waveguide and Substrate Integrated Waveguide*, IEEE MTT-S International Microwave Symposium (2009), p. 349–352.
- [8] H. Tang, W. Hong, Zh.-Ch. Hao, J. Chen, K. Wu. Electron. Lett., **41** (19), 1068 (2005).
- [9] X. Chen, K. Wu. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, **56** (1), 142 (2008).
- [10] Z. Hao, W. Hong, X.P. Chen, J.X. Chen, K. Wu, T.J. Cui. IEEE Microwave and Wireless Components Lett., **15** (2), 95 (2005).
- [11] Z.-C. Hao, W. Hong, J.-X. Chen, X.-P. Chen, K. Wu. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, **53** (9), 2968 (2005).
- [12] D. Stephens, P. Young, I. Robertson. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, **53** (12), 3832 (2005).
- [13] B. Potelon, J. Favennec, C. Quendo, E. Rius, Ch. Person, G.-C. Bohorquez. IEEE Microwave and Wireless Components Lett., **18** (9), 596 (2008).
- [14] Y. Cheng, W. Hong, K. Wu. *Novel Substrate Integrated Waveguide Fixed Phase Shifter for 180-Degree Directional Coupler*, IEEE MTT-S International Microwave Symposium (2007), p. 189–192.
- [15] Y. Cassivi, D. Deslandes, K. Wu. *Substrate Integrated Waveguide Directional Couplers*, Asia-Pacific Microwave Conf., **3**, 1409 (2002).
- [16] Z.C. Hao, W. Hong, J.X. Chen, H.X. Zhou, K. Wu. IEE Proc. On Microwave Antennas and Propagation, **153** (5), 426 (2006).
- [17] T. Djerafi, K. Wu. IEEE Microwave and Wireless Components Lett., **17** (11), 757 (2007).
- [18] Z.C. Hao, W. Hong, J.X. Chen, X.P. Chen, R. Wu. IEE Proc. On Microwave Antennas and Propagation, **152** (6), 455 (2005).
- [19] H.J. Tang, W. Hong, J.-X. Chen, G.Q. Luo, K. Wu. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, **55** (4), 776 (2007).
- [20] X. Xu, R. Bosisio, K. Wu. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, **53** (7), 2267 (2005).
- [21] W. D’Orazio, K. Wu, J. Helszajn. IEEE Microwave and Wireless Components Lett., **14** (5), 207 (2004).
- [22] W. D’Orazio, K. Wu. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, **54** (10), 3675 (2006).
- [23] L. Yan, W. Hong, G. Hua, J. Chen, K. Wu, T.J. Cui. IEEE Microwave and Wireless Components Lett., **14** (9), 446 (2004).
- [24] D. Deslandes, K. Wu. *Substrate Integrated Waveguide Leaky Wave Antenna: Concept and Design Considerations*, Asia-Pacific Microwave Conf. (2005)
- [25] Y. Cheng, W. Hong, K. Wu. IEEE Transaction on Antennas and Propagation, **56** (9), 2903 (2008).
- [26] D. Kim, J.W. Lee, C.S. Cho, T.K. Lee. Electron. Lett., **45** (13), 668 (2009).
- [27] J.C. Bohorquez, H.A. Forero Pedraza, I.C.H. Pinzon, J.A. Castiblanco, P. Pena, H.F. Guarnizo. IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett., **8**, 1139 (2009).
- [28] F. Xu, K. Wu. IEEE Trans. Microw. Theory Techn., **53** (1), 66 (2005).
- [29] A.A. Gadzieva, G.F. Zargano, V.V. Zemlyakov, S.V. Krutiev. Physical Bases of Instrumentation, **1** (4), 3 (2012).
- [30] Y. Cassivi, L. Perreggini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, G. Conciauro. IEEE Microwave and Wireless Components Lett., **12** (9), 333 (2002).
- [31] D. Deslandes, K. Wu. *Design Consideration and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide Components*, European Microwave Conf. (2002), p. 1–4.
- [32] K. Wu, D. Deslandes, Y. Cassivi. *The Substrate Integrated Circuits - a New Concept for High-Frequency Electronics and Optoelectronics*, 6th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service (TELSIKS 2003), p. 2–9.
- [33] D. Deslandes. *Design equations for tapered microstrip-to-substrate integrated waveguide transitions*. In IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig. (2010), p. 704–707.