

**ВАРИАНТЫ ПОСТРОЕНИЯ ГОФРИРОВАННЫХ ВОЛНОВОДНЫХ ФИЛЬТРОВ****В.С. Овечкин**  
**Н.О. Попов**ovechkin.v.s@gmail.com  
nikita-popov-2012@yandex.ru**МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Российская Федерация****Аннотация**

Приведены методики и результаты расчетов и электродинамического моделирования полосовых фильтров и фильтров нижних частот на основе гофрированных волноводов с чебышевской и эллиптической характеристиками затухания. Выполнено сравнение гофрированных волноводных фильтров с разными характеристиками затухания и различным числом звеньев. Приведены преимущества гофрированных фильтров по сравнению с волноводными фильтрами других типов, определены особенности и области предпочтительного применения

**Ключевые слова**

*Волноводный фильтр, чебышевская характеристика, эллиптическая характеристика, полосовой фильтр, фильтр нижних частот*

Поступила в редакцию 14.12.2017  
© МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2018

**Введение.** В настоящее время волноводные фильтры находят широкое применение в различных областях радиоэлектроники, поскольку, несмотря на относительно большие габаритные размеры по сравнению с устройствами, построенными на основе альтернативных линий передачи (микростриповых, коаксиальных и т. д.), обеспечивают существенно лучшие характеристики. Причем в процессе освоения более высокочастотных областей радиоспектра значение волноводных линий возрастает. Например, в коротковолновой области миллиметрового диапазона и в области субмиллиметровых волн только волноводы обеспечивают приемлемый уровень потерь в трактах более или менее заметной длины.

В настоящее время в сантиметровом и миллиметровом диапазонах наиболее широко применяются следующие типы волноводных фильтров [1, 2]:

- на объемных резонаторах;
- с применением тонких поперечных диафрагм;
- диэлектрические;
- вафельные;
- с пластиной в Е-плоскости;
- гофрированные.

Недостатком волноводных фильтров большинства типов является наличие в их конструкции элементов низкой технологичности: штырей, диафрагм, пластин, диэлектрических вставок. При повышении рабочих частот устройств наличие подобных элементов ведет к ухудшению характеристик и необходимости вводить элементы подстройки. Указанного недостатка лишены волноводные гофрированные фильтры, что делает их применение наиболее перспективным. Они не содер-

жат тонких пластин, конструкцию таких фильтров можно оптимизировать, чтобы полностью изготавливать их на фрезерных станках. Также разрез корпуса может быть выполнен по середине широкой стенки, что делает его неизлучающей щелью, сводя к минимуму вносимые потери [3]. Еще одним преимуществом гофрированных фильтров является возможность получения как чебышевской, так и эллиптической форм АЧХ.

Фильтрующая структура волноводного гофрированного фильтра образуется чередующимися по ширине или высоте отрезками прямоугольных волноводов. По этому принципу могут строиться как полосовые фильтры (ПФ), так и фильтры нижних частот (ФНЧ).

В настоящей статье рассмотрено семейство гофрированных ПФ  $K$ -диапазона: три с чебышевской характеристикой и два с эллиптической, с центральной частотой 13,5 ГГц и двумя ширинами полос пропускания 100 и 700 МГц.

**Расчет гофрированных фильтров с чебышевской характеристикой.** Для расчета фильтров с чебышевской характеристикой применялась методика, описанная в [4].

Первым этапом расчета является расчет фильтра-прототипа. Эквивалентная схема приведена на рис. 1.

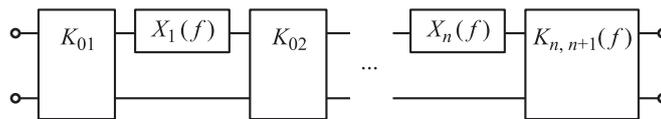


Рис. 1. Обобщенная схема ПФ с инверторами сопротивлений ( $K_{01}, K_{02}, \dots, K_{n, n+1}$ ):

$X_1(f), X_2(f), \dots, X_n(f)$  — резонаторы, включенные каскадно

По фильтру-прототипу определяем число звеньев фильтра и коэффициенты связи. В роли инвертора сопротивлений выступает «толстая» индуктивная диафрагма, в роли резонатора — участок прямоугольного волновода между инверторами.

Сначала находим длину волны в волноводе на центральной частоте фильтра. В случае узкополосного фильтра ( $\lambda_{в,в} \approx \lambda_{в,н}$ ) применяется следующая формула:

$$\lambda_{в0} = \frac{\lambda_{в,в} \lambda_{в,н}}{2}, \quad (1)$$

где  $\lambda_{в,в}$  и  $\lambda_{в,н}$  — длины волн на частотах среза (сверху и снизу).

Если полоса пропускания фильтра достаточно широкая, т. е. соотношение  $\lambda_{в,в} \approx \lambda_{в,н}$  не соблюдается, для определения длины волны в волноводе на центральной частоте необходимо решить следующее уравнение:

$$\lambda_{в,н} \sin\left(\pi \frac{\lambda_{в0}}{\lambda_{в,н}}\right) + \lambda_{в,в} \sin\left(\pi \frac{\lambda_{в0}}{\lambda_{в,в}}\right) = 0. \quad (2)$$

Далее рассчитываем масштабирующий коэффициент

$$\alpha = \frac{\lambda_{B0}}{\lambda_{B3} \sin\left(\frac{\pi \lambda_{B0}}{\lambda_{B,H}}\right)}, \quad (3)$$

где  $\lambda_{B3}$  — длина волны в волноводе на частоте, где требуется получить определенный уровень подавления.

Затем определяем число резонаторов  $N$ , при котором будет обеспечиваться требуемое подавление на частоте  $f_3$ ,

$$L = 10 \lg \left\{ 1 + \varepsilon^2 T_N^2 \left[ \alpha \frac{\lambda_{B3}}{\lambda_{B0}} \sin\left(\pi \frac{\lambda_{B0}}{\lambda_{B3}}\right) \right] \right\}, \quad (4)$$

где  $T_N$  — полином Чебышева степени  $N$ .

Коэффициент  $\varepsilon$ , определяющий величину пульсаций чебышевской характеристики в полосе пропускания, находим из уравнения

$$20 \lg \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}} \right) = B, \quad (5)$$

где  $B$  — максимальный уровень неравномерности в полосе пропускания фильтра.

Импеданс распределенных элементов  $Z_n$  и коэффициенты инвертора  $k_{n,n+1}$  рассчитываем по следующим выражениям:

$$Z_n = \frac{2\alpha \sin\left[\frac{\pi(2n-1)}{2N}\right]}{y} - \frac{1}{4y\alpha} \left\{ \frac{y^2 + \sin^2\left[\frac{\pi n}{N}\right]}{\sin\frac{\pi(2n+1)}{2N}} + \frac{y^2 + \sin^2\left[\frac{\pi(n-1)}{N}\right]}{\sin\frac{\pi(2n-3)}{2N}} \right\}; \quad (6)$$

$$k_{n,n+1} = \frac{\sqrt{y^2 + \sin^2\left(\frac{n\pi}{N}\right)}}{y}, \quad (7)$$

где  $n = 0, 1, \dots, N$ ;

$$y = \operatorname{sh} \left( \frac{1}{N} \operatorname{arcsh} \left( \frac{1}{\varepsilon} \right) \right). \quad (8)$$

Коэффициенты связи определяем как

$$K_{n,n+1} = \frac{k_{n,n+1}}{\sqrt{Z_n Z_{n+1}}}, \quad (9)$$

при этом  $Z_0 = Z_{n+1} = 1$ .

Далее нужно найти соответствие рассчитанных коэффициентов связи фильтра-прототипа и физических размеров инвертора сопротивлений.

Зависимость коэффициентов связи от коэффициента отражения индуктивной диафрагмы (инвертора сопротивлений) находим по следующей формуле [5]:

$$K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{1 - |S_{11}|}{1 + |S_{11}|}}. \quad (10)$$

Рассчитав коэффициенты отражения, соответствующие коэффициентам связи, требуется определить в программе электродинамического моделирования геометрические размеры диафрагмы. Авторы использовали программный пакет электродинамического моделирования KeySight EMPro. Также для подобных расчетов могут применяться и другие программы, например CST Microwave Studio или Ansys HFSS. Данные операции следует повторить для всех инверторов сопротивлений, входящих в состав фильтра. Расчет выполняется на центральной рабочей частоте.

Затем переходят к расчету длин резонаторов. Длина резонатора приблизительно равна половине длины волны в волноводе. Точные размеры определяются в программе электродинамического моделирования. Для этого, изменяя длину резонатора, добиваются того, чтобы его резонансная частота соответствовала центральной частоте фильтра.

После расчета размеров всех диафрагм и резонаторов фильтр собирается в единую структуру в программе электродинамического моделирования.

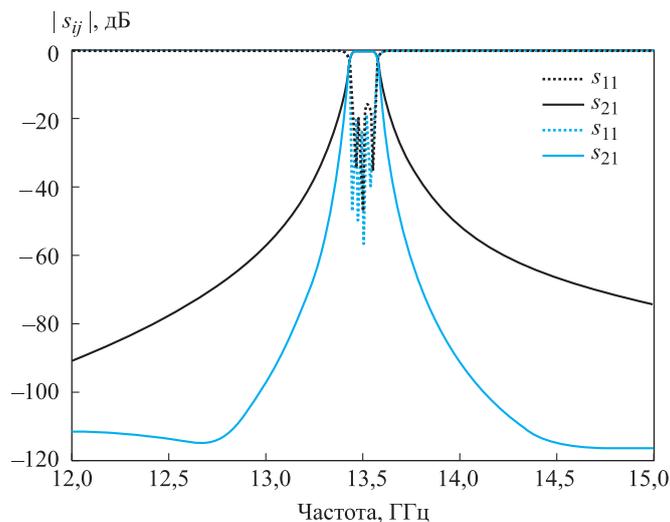
По данной методике рассчитаны следующие гофрированные фильтры с чебышевской характеристикой: трехзвенный фильтр с полосой пропускания 100 МГц и пятизвенные фильтры с полосами 100 и 700 МГц.

Для полосы пропускания 100 МГц удовлетворительные характеристики внутри полосы (коэффициент отражения на уровне  $-17$  дБ, что соответствует неравномерности 0,1 дБ) достижимы при использовании трех резонаторов, однако пятизвенная структура имеет лучшее подавление вне полосы пропускания, а также позволяет улучшить неравномерность внутри нее. Частотные зависимости  $s$ -параметров для трех- и пятизвенного фильтров приведены на рис. 2.

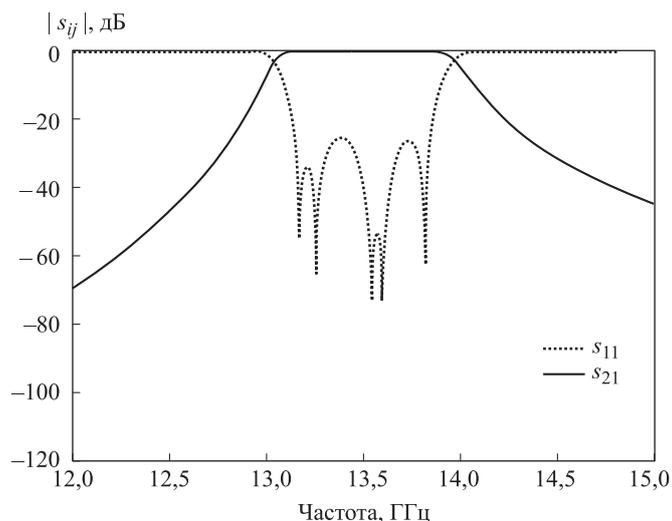
Для формирования фильтра с полосой пропускания 700 МГц применялась только пятизвенная структура, так как построить подобный фильтр на основе трехзвенной структуры с приемлемыми характеристиками в полосе пропускания не представляется возможным. Частотные зависимости  $s$ -параметров пятизвенного фильтра с полосой пропускания 700 МГц (13,15...13,85 ГГц) приведены на рис. 3.

**Расчет гофрированных фильтров с эллиптической характеристикой.** Указанные фильтры построены на основе резонаторов с возбуждением двух высших типов волн:  $H_{m0n}$  и  $H_{p0q}$  [6, 7]. Ширина резонаторов с таким принципом работы превышает ширину регулярной части волновода. Типы волн:  $H_{m0n}$  и  $H_{p0q}$  выбираются с условием, что  $m \neq p$  и  $n \neq q$ . Обе волны резонируют на одной частоте, связанной с размерами резонатора и типом волны формулой

$$f_p = \frac{1}{2\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \sqrt{\frac{m^2}{a^2} + \frac{0^2}{b^2} + \frac{n^2}{l^2}}. \quad (11)$$



**Рис. 2.** Частотные зависимости  $s$ -параметров трех- (черный) и пятизвенного (синий) фильтров с чебышевской характеристикой

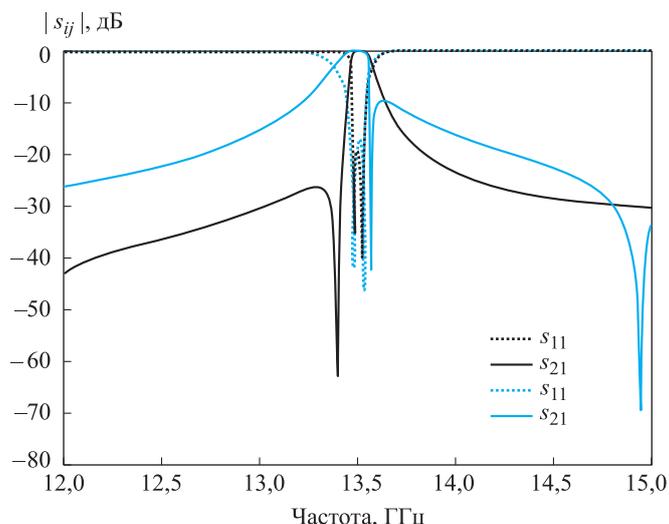


**Рис. 3.** Частотные зависимости  $s$ -параметров пятизвенного фильтра с чебышевской характеристикой

Поскольку обе волны имеют резонанс на одной частоте  $f_{p1} = f_{p2}$ , то в результате математических преобразований получается выражение

$$\frac{a}{l} = \sqrt{\frac{m^2 - p^2}{q^2 - n^2}}. \quad (12)$$

По приведенным соотношениям находим примерные размеры резонатора, после чего, регулируя его длину и ширину, получаем требуемые характеристики. Изменяя ширину резонатора, можно управлять положением провала АЧХ относительно полосы пропускания (рис. 4).



**Рис. 4.** Частотные зависимости  $s$ -параметров резонатора, возбуждающего два типа волн: с левым (черный) и правым (синий) положениями провала АЧХ

При одинаковом числе звеньев фильтры, построенные на основе резонаторов с возбуждением двух высших типов волн, имеют полосу пропускания шире, чем фильтры, выполненные на основе резонаторов с возбуждением основного типа волны, а также обладают лучшей прямоугольностью.

Для получения провалов с двух сторон от полосы пропускания и расширения полосы пропускания необходимо объединить два и более резонатора, возбуждающих волны двух типов.

Волноводный канал рассчитанного фильтра с шириной полосы пропускания 100 МГц состоит из двух резонаторов. Требуемая точность и конструкция фильтра также позволяют изготавливать его на фрезерном станке, что делает его технологичным и дешевым.

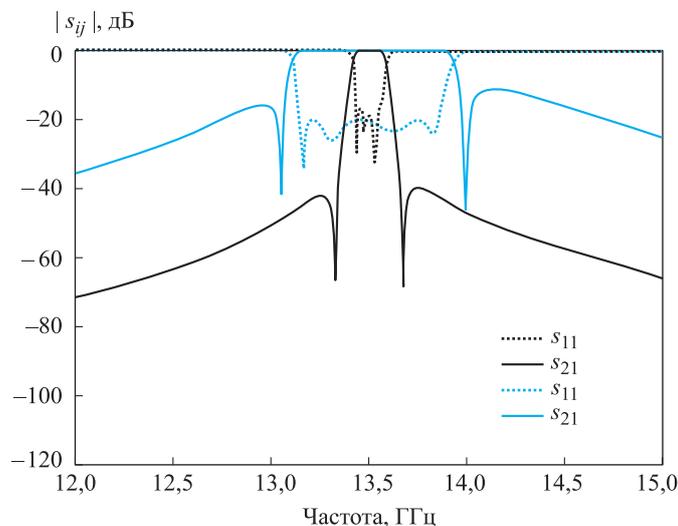
Расчет фильтра с полосой пропускания 700 МГц показал, что двух резонаторов недостаточно для получения полосы такой ширины, из-за чего в конструкцию добавлен еще один резонатор, в отличие от двух первых резонаторов работающий на основном типе волны  $H_{10}$ .

Полученные частотные зависимости  $s$ -параметров фильтров с эллиптической характеристикой приведены на рис. 5.

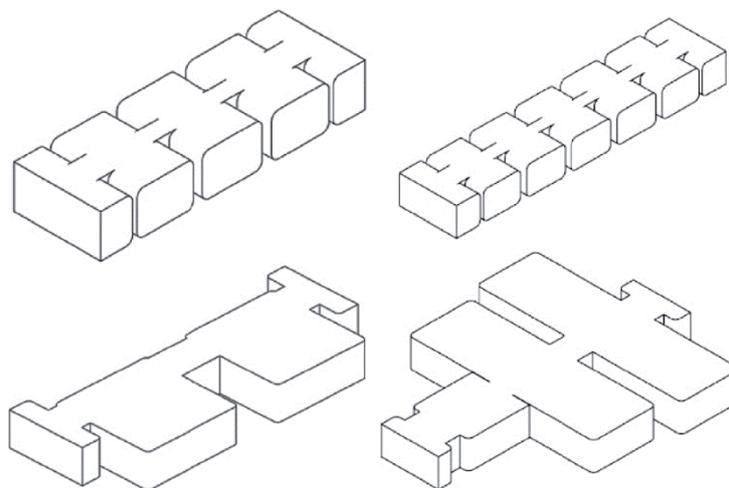
Внутренние объемы рассчитанных фильтров приведены на рис. 6.

Для получения удовлетворительных характеристик потребовалось большое значение коэффициента связи между резонатором с двумя типами волн и резонатором с основным типом волны, из-за чего диафрагма между ними получилась очень тонкой и непригодной для изготовления на фрезерном станке. В результате конструкция фильтра стала состоять из пяти деталей, что существенно понизило ее технологичность.

**Расширение полосы задержания.** Часто требуется обеспечить подавление паразитных сигналов не только вблизи полосы пропускания, но и на частотах,



**Рис. 5.** Частотные зависимости  $s$ -параметров двух- (черный) и трехзвенного (синий) фильтров с эллиптической характеристикой



**Рис. 6.** Внутренние объемы фильтров Чебышева (вверху) и эллиптических фильтров (внизу)

существенно отстоящих от нее. Несложно обеспечить хорошее подавление в области низких частот, так как волновод сам по себе является фильтром верхних частот. Сложнее обеспечить хорошее подавление в области высоких частот, хотя часто это бывает необходимо. Известно, например, что вторая гармоника на выходе усилителя, работающего в нелинейном режиме, часто является самой мощной по сравнению с остальными. Для рассматриваемых гофрированных ПФ область вблизи частоты, в 2 раза большей центральной рабочей частоты, попадет в паразитную полосу пропускания.

Вариантом обеспечения хорошего подавления в области высоких частот является применение волноводного фильтра нижних частот, имеющего широ-

кую полосу пропускания, начинающуюся от критической частоты волновода, и широкую полосу задержания [8]. Фильтры нижних частот включаются каскадно с ПФ.

Расчет ФНЧ проводится в два этапа: предварительное определение размеров по упрощенной методике, например по методике на основе графиков Кона [9], и оптимизация в программе электродинамического моделирования.

Внутренний объем полученного ФНЧ и частотные зависимости его  $s$ -параметров приведены на рис. 7.

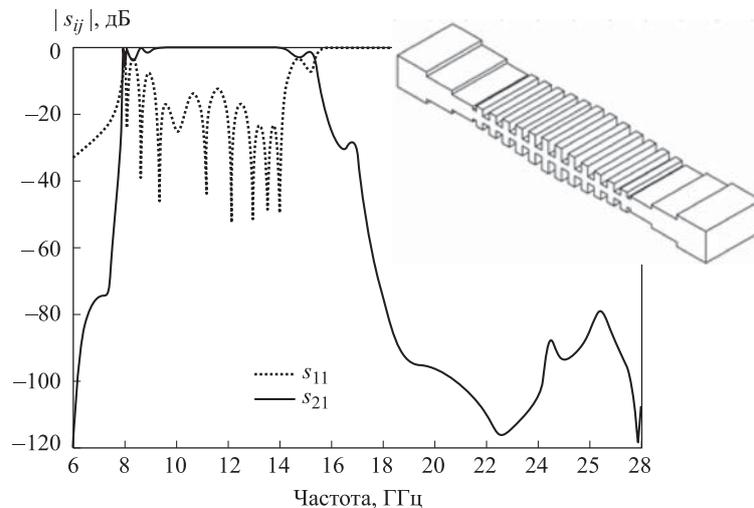


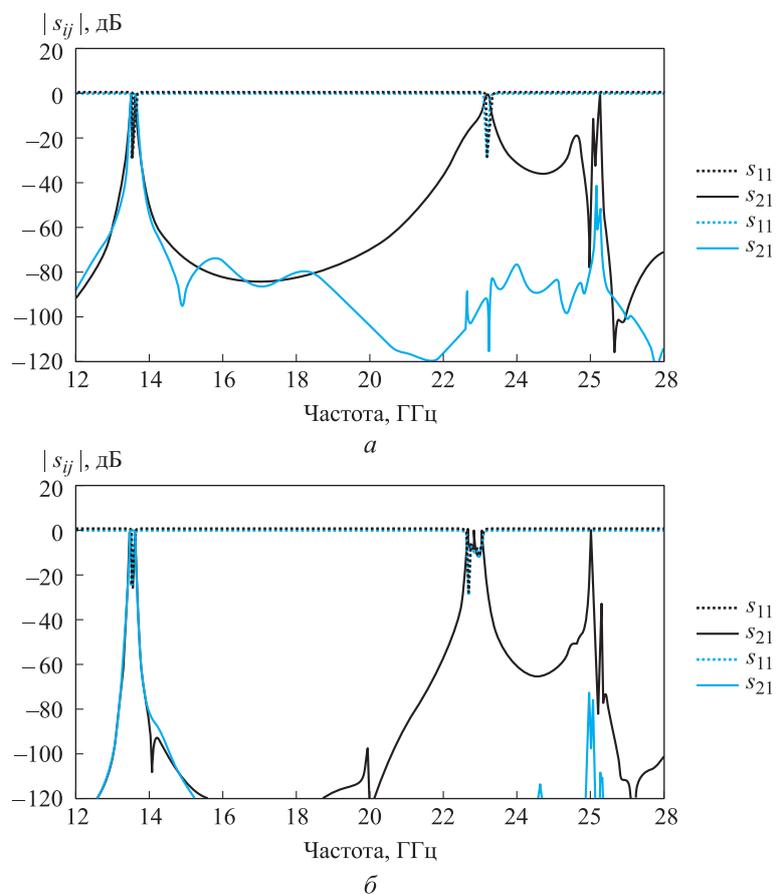
Рис. 7. Частотные зависимости  $s$ -параметров и внутренний объем ФНЧ

На частотах ниже 8 ГГц волновод является запредельным. Электродинамическое моделирование показывает уменьшение коэффициента отражения, хотя фактически электромагнитные волны на этих частотах являются затухающими в рассматриваемой структуре.

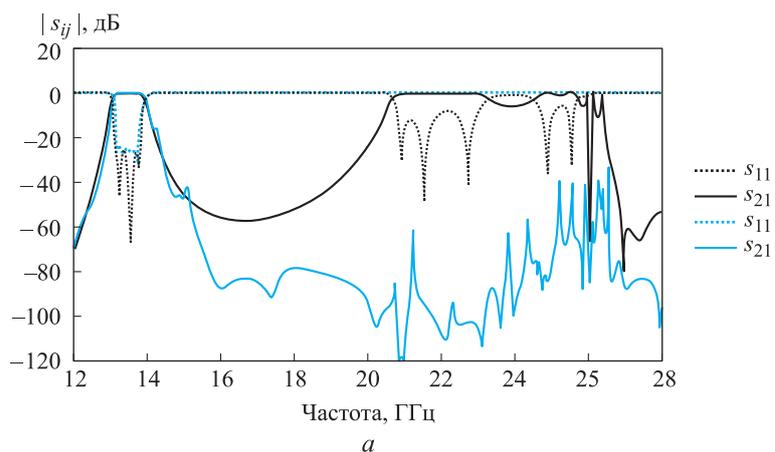
Частотные зависимости  $s$ -параметров рассчитанных ПФ без и с ФНЧ приведены на рис. 8–10. Из графиков следует, что у рассчитанных ПФ нижние частоты паразитных полос пропускания равны  $1,7f_0$  и  $1,5f_0$  для фильтров с чебышевской характеристикой и полосой пропускания 100 и 700 МГц;  $1,2f_0$  и  $1,15f_0$  для фильтров с эллиптической характеристикой и полосой пропускания 100 и 700 МГц.

После объединения ФНЧ и трехзвенного ПФ (100 МГц) подавление в области паразитной полосы пропускания составило более 40 дБ, а после объединения ФНЧ с пятизвенным ПФ (100 МГц) подавление в области паразитной полосы пропускания составило более 70 дБ.

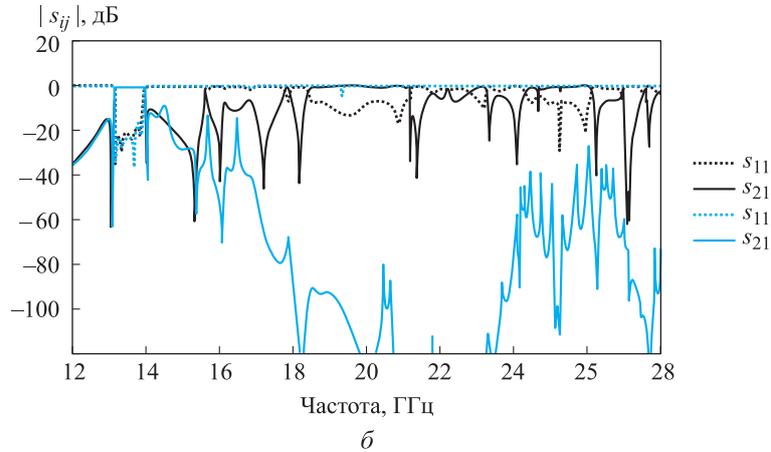
После объединения ФНЧ и пятизвенного полосового фильтра (700 МГц) подавление в области паразитной полосы пропускания составило более 40 дБ. Объединение трехзвенного эллиптического полосового фильтра (700 МГц) и ФНЧ позволило ослабить на 10 дБ паразитную полосу на ее нижней граничной частоте. На более высоких частотах подавление увеличивается.



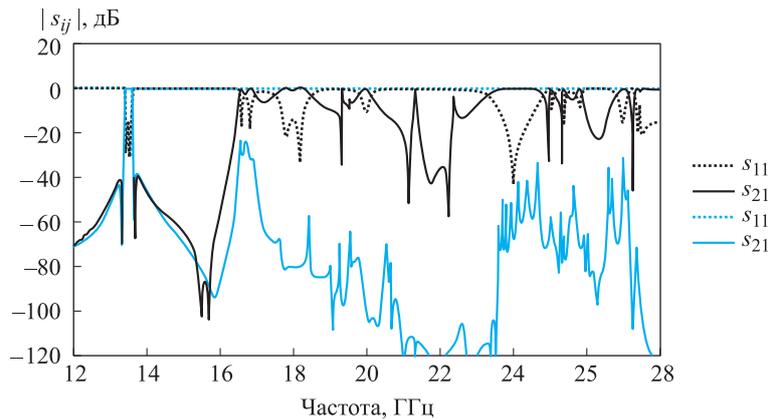
**Рис. 8.** Частотные зависимости  $s$ -параметров трех- (а) и пятизвенного (б) фильтров Чебышева с полосой пропускания 100 МГц без (черный) и с подключенным (синий) ФНЧ



**Рис. 9 (начало).** Частотные зависимости  $s$ -параметров пятизвенного фильтра Чебышева (а) и трехзвенного фильтра с эллиптической характеристикой (б) с полосой пропускания 700 МГц без (черный) и с подключенным (синий) ФНЧ



**Рис. 9 (окончание).** Частотные зависимости  $s$ -параметров пятизвенного фильтра Чебышева (а) и трехзвенного фильтра с эллиптической характеристикой (б) с полосой пропускания 700 МГц без (черный) и с подключенным (синий) ФНЧ



**Рис. 10.** Частотные зависимости  $s$ -параметров двухзвенного фильтра с эллиптической характеристикой без (черный) и с подключенным (синий) ФНЧ

Объединение двухзвенного эллиптического ПФ (100 МГц) и ФНЧ позволило ослабить на 30 дБ паразитную полосу на ее граничной частоте.

**Сравнение характеристик рассчитанных фильтров.** Обобщим характеристики исследованных фильтров, объединив их в таблице.

**Сравнение полученных результатов**

Сравниваемый параметр	Форма АЧХ				
	Фильтр Чебышева			Эллиптический фильтр	
	№ 1	№ 2	№ 3	№ 4	№ 5
Центральная частота, ГГц	13,5	13,5	13,5	13,5	13,5
Полоса пропускания, ГГц	100	100	700	100	700

Сравниваемый параметр	Форма АЧХ				
	Фильтр Чебышева			Эллиптический фильтр	
	№ 1	№ 2	№ 3	№ 4	№ 5
Число резонаторов	3	5	5	2	3
$s_{11}$ максимальный в полосе пропускания, дБ	-17	-20	-22	-18	-20
Подавление при отстройке 0,1 ГГц от границы полосы пропускания, дБ	-25	-40	-14	-60	-35
Подавление при отстройке 0,2 ГГц от границы полосы пропускания, дБ	-35	-55	-30	-40	-15
Начало паразитной полосы пропускания относительно центральной частоты $f_0$	$1,7f_0$	$1,7f_0$	$1,5f_0$	$1,2f_0$	$1,15f_0$
Максимальное подавление между основной и паразитной полосами, дБ	80	100	75	60	100
Минимальное вносимое ФНЧ подавление паразитной полосы (при $f > 17$ ГГц), дБ	40	80	40	35	30
Максимальное подавление между основной полосой пропускания и паразитной полосой пропускания второй гармоники после включения ФНЧ, дБ	>120	120	110	120	>120
Габаритные размеры, мм	58×19×9,5	90×19×9,5	90,5×19×9,5	72×27×9,5	84×68×9,5
Габаритные размеры (ФНЧ), мм	164×19×9,5	196×19×9,5	196,5×19×9,5	178×27×9,5	191×68×9,5

Как следует из приведенных данных, при полосе пропускания менее 1...3 % и сопоставимом числе резонаторов эллиптический фильтр обеспечивает более резкий спад (затухание ~40 дБ) на границе полосы пропускания по сравнению с фильтром с чебышевской характеристикой (затухание порядка 20 дБ). Для получения схожих характеристик необходимо значительно увеличить число резонаторов фильтра Чебышева, что делает его более громоздким и трудоемким при расчете и производстве.

При увеличении до 5 % полосы пропускания эллиптический фильтр теряет свои технологические преимущества, а также уменьшается его подавление вне полосы пропускания, однако подавление на границе полосы пропускания все еще остается хорошим по сравнению с фильтром Чебышева и составляет ~40 дБ.

При увеличении полосы пропускания паразитная полоса приближается к основной полосе пропускания. У эллиптических гофрированных фильтров паразитные полосы пропускания располагаются ближе, чем у фильтров Чебышева.

Потери в нескольких разработанных и изготовленных гофрированных фильтрах составляли 0,1; 0,2 и 0,25 дБ для трех полосовых фильтров ( $X$ -,  $Ka$ - и  $V$ -диапазона соответственно) и 0,15 дБ для ФНЧ  $Ku$ -диапазона. Корпусные детали изготовленных фильтров покрыты серебром.

**Выводы.** 1. Гофрированные волноводные фильтры имеют дешевую и технологичную конструкцию.

2. На основе гофрированных волноводных структур можно строить как ПФ, так и ФНЧ.

3. Можно построить гофрированные ПФ как с чебышевской, так и с эллиптической формами АЧХ.

4. Если требуется широкополосный фильтр (относительная полоса пропускания более 5 %), то лучше использовать фильтры с чебышевской характеристикой, поскольку у фильтров с эллиптической характеристикой наблюдается деградация параметров в полосе задержания, а также возникает необходимость использования тонких диафрагм, требующих отдельной прецизионной обработки, т. е. теряются технологические преимущества.

5. Если требуется узкополосный фильтр с хорошей прямоуглольностью, то предпочтительнее применение эллиптических фильтров, которые позволяют при меньшем числе резонаторов и меньших габаритных размерах получить лучшие характеристики по сравнению с чебышевскими фильтрами. Подобные фильтры идеально подходят для построения многоканальных волноводных мультиплексоров [10], используемых в радиосистемах с частотным разделением сигналов.

6. Потери в гофрированных фильтрах составляют от 0,1 дБ в  $X$ -диапазоне до 0,25 дБ в  $V$ -диапазоне.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Шаров Г.А. Волноводные устройства сантиметровых и миллиметровых волн. М.: Горячая линия–Телеком, 2016. 640 с.
2. Cameron R.J., Kudsia Ch.M., Mansour R.R. Microwave filters for communication systems: fundamentals, design and applications. Wiley, 2007. 804 p.
3. Баскаков С.И. Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Либроком, 2012. 416 с.
4. Bui L.Q., Ball D., Itoh T. Broad-band millimeter-wave E-plane bandpass filters // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1984. Vol. 32. No. 12. P. 1655–1658. DOI: 10.1109/TMTT.1984.1132908 URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1132908>

5. *Liang J.F., Chang H.Ch., Zaki K.A.* Design and tolerance analysis of thick iris waveguide band-pass filters // IEEE Transactions on Magnetics. 1993. Vol. 29. No. 2. P. 1605–1608. DOI: 10.1109/20.250711 URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/250711>
6. *Jarry P., Beneat J.* Advanced design techniques and realizations of microwave and RF filters. Wiley, 2008. 443 p.
7. *Jarry P., Kerherve E., Roquebrun O., et al.* Rectangular realizations of a new class of dual-mode microwave filters // Proc. SBMO / IEEE MTT-S IMOC. 2003. P. 9–12. DOI: 10.1109/IMOC.2003.1244822 URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1244822>
8. *Gál T., Ladvánszky J., Lénárt F.* Improvement of waveguide diplexer components // Asia-Pacific Microwave Conf. Proc. 2013. P. 28–30. DOI: 10.1109/APMC.2013.6695180 URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6695180>
9. *Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т.* Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т. 1. М.: Связь, 1971. 443 с.
10. *Чехутский В.И., Овечкин В.С.* Трехканальный волноводный мультиплексор Ки-диапазона на основе полосовых фильтров с пластиной в E-плоскости // Молодежный научно-технический вестник. 2013. № 10. URL: <http://ainsnt.ru/doc/616319.html>

**Овечкин Василий Сергеевич** — старший преподаватель кафедры «Радиоэлектронные устройства и системы» МГТУ им. Н.Э. Баумана (Российская Федерация, 105005, Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5).

**Попов Никита Олегович** — студент кафедры «Радиоэлектронные устройства и системы» МГТУ им. Н.Э. Баумана (Российская Федерация, 105005, Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5).

**Просьба ссылаться на эту статью следующим образом:**

Овечкин В.С., Попов Н.О. Варианты построения гофрированных волноводных фильтров // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2018. № 4. С. 45–58. DOI: 10.18698/0236-3933-2018-4-45-58

## ALTERNATE DESIGN OF CORRUGATED WAVEGUIDE FILTERS

V.S. Ovechkin

ovechkin.v.s@gmail.com

N.O. Popov

nikita-popov-2012@yandex.ru

**Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russian Federation**

---

### Abstract

The study focuses on calculation data and techniques, as well as electromagnetic modeling results of bandpass and lowpass filters based on corrugated waveguides with Chebyshev and elliptical attenuation response. Corrugated filters with different attenuation responses and various number of resonators are compared, advantages of corrugated filters against other types of waveguide filters are specified, features of corrugated filters are defined and their preferred application fields are indicated

### Keywords

*Waveguide filter, Chebyshev response, elliptical response, bandpass filter, lowpass filter*

Received 14.12.2017

© BMSTU, 2018

## REFERENCES

- [1] Sharov G.A. Volnovodnye ustroystva santimetrovykh i millimetrovykh voln [Waveguide properties of sm and mm-band waves]. Moscow, Goryachaya liniya–Telekom Publ., 2016. 640 p.
- [2] Cameron R.J., Kudsia Ch.M., Mansour R.R. Microwave filters for communication systems: fundamentals, design and applications. Wiley, 2007. 804 p.
- [3] Baskakov S.I. Elektrodinamika i rasprostranenie radiovoln [Electrodynamics and propagation of electrowaves]. Moscow, Librokom Publ., 2012. 416 p.
- [4] Bui L.Q., Ball D., Itoh T. Broad-band millimeter-wave E-plane bandpass filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1984, vol. 32, no. 12, pp. 1655–1658. DOI: 10.1109/TMTT.1984.1132908 Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1132908>
- [5] Liang J.F., Chang H.Ch., Zaki K.A. Design and tolerance analysis of thick iris waveguide bandpass filters. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1993, vol. 29, no. 2, pp. 1605–1608. DOI: 10.1109/20.250711 Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/document/250711>
- [6] Jarry P., Beneat J. Advanced design techniques and realizations of microwave and RF filters. Wiley, 2008. 443 p.
- [7] Jarry P., Kerherve E., Roquebrun O., Guglielmi M., Schmitt D., Pham J.M. Rectangular realizations of a new class of dual-mode microwave filters. *Proc. SBMO / IEEE MTT-S IMOC*, 2003, pp. 9–12. DOI: 10.1109/IMOC.2003.1244822 Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1244822>
- [8] Gál T., Ladvánszky J., Lénárt F. Improvement of waveguide diplexer components. *Asia-Pacific Microwave Conf. Proc.*, 2013, pp. 28–30. DOI: 10.1109/APMC.2013.6695180 Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6695180>
- [9] Matthaei G., Jones E.M.T., Young L. Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures. Artech House, 1980. 1096 p.
- [10] Chekhutskiy V.I., Ovechkin V.S. Three-channel waveguide Q-band multiplexer based on band-pass filter with a plate in E-plane. *Molodezhnyy nauchno-tekhnicheskyy vestnik*, 2013, no. 10 (in Russ.). Available at: <http://ainsnt.ru/doc/616319.html>

**Ovechkin V.S.** — Assist. Professor, Department of Radioelectronic Systems and Devices, Bauman Moscow State Technical University (2-ya Baumanskaya ul. 5, Moscow, 105005 Russian Federation).

**Popov N.O.** — student, Department of Radioelectronic Systems and Devices, Bauman Moscow State Technical University (2-ya Baumanskaya ul. 5, Moscow, 105005 Russian Federation).

## Please cite this article in English as:

Ovechkin V.S., Popov N.O. Alternate Design of Corrugated Waveguide Filters. *Vestn. Mosk. Gos. Tekh. Univ. im. N.E. Baumana, Priborostr.* [Herald of the Bauman Moscow State Tech. Univ., Instrum. Eng.], 2018, no. 4, pp. 45–58 (in Russ.). DOI: 10.18698/0236-3933-2018-4-45-58