

УДК 621.372.543:621.314

РЕЖЕКТОРНЫЕ ФИЛЬТРЫ СВЧ ПОГЛОЩАЮЩЕГО ТИПА

М.П. ТИЛИЧЕНКО

*Учреждение образования «Гомельский государственный
технический университет имени П. О. Сухого»,
Республика Беларусь*

В.М. ТИЛИЧЕНКО

РУП «Гомельэнерго», Республика Беларусь

Введение

Частотные фильтры находят широкое применение в технике сверхвысоких частот (СВЧ). Не смотря на существенные различия в технике их практической реализации для различных частотных диапазонов, их принцип действия основан чаще всего на частотно-избирательном отражении части мощности обратно к генератору, что часто приводит к нарушению оптимального режима работы генератора, если между его выходом и входом фильтра отсутствует элемент развязки (аттенюатор, вентиль).

Указанное явление отсутствует в фильтрах поглощающего типа, в которых в полосе заграждения мощность направляется в поглощающую согласованную нагрузку, не попадая обратно к генератору. При этом обеспечивается хорошее согласование с генератором, как в полосе пропускания, так и в полосе заграждения.

Один из возможных подходов к разработке таких фильтров для диапазона сверхвысоких частот может быть основан на использовании эффекта поглощения мощности в резонаторе бегущей волны (РБВ). Этот эффект исследован численно в работе [1] применительно к РБВ в виде отрезка прямоугольного волновода, замкнутого в кольцо и связанного с источником СВЧ-энергии через волноводный направленный ответвитель. В таком устройстве теоретически вся энергия, поступающая на вход ответвителя от генератора, поглощается в кольцевом резонаторе, если коэффициент связи резонатора с питающим волноводом имеет оптимальное значение, зависящее от интегральных потерь в резонаторе и ответвителе. Это явление имеет место только на фиксированных частотах, на которых эффективная длина резонатора равна целому числу длин волн. Таким образом, это устройство по существу представляет собой узкополосный режекторный фильтр поглощающего типа для диапазона сантиметровых волн.

В основу второго подхода к разработке режекторных фильтров поглощающего типа могут быть положены свойства направленного фильтра (НФ) бегущей волны, представляющего собой РБВ, нагруженный дополнительным направленным ответвителем [2]. В таком устройстве теоретически вся мощность, на частотах для которых эффективная длина резонатора равна целому числу длин волн, не проходит на выход резонатора, не отражается назад к генератору, а поглощается в согласованной нагрузке.

В данной работе приводятся результаты численных исследований и оптимизации частотных характеристик резонатора бегущей волны и направленного фильтра с учетом распределенных в тракте потерь, применительно к диапазону дециметровых волн.

В задачу исследований входило:

- получение выражений для расчета амплитуды колебаний и комплексного коэффициента передачи через РБВ и НФ с учетом потерь;
- получение выражений для расчета оптимальных значений коэффициентов связи по условию равенства нулю модуля коэффициента передачи РБВ и НФ на центральной частоте;
- численное исследование влияния потерь и параметров РБВ и НФ на амплитудно-частотные характеристики этих устройств.

Исследование и оптимизация параметров РБВ, с учетом потерь в тракте

Простейшим вариантом построения РБВ в диапазоне дециметровых волн является устройство, представляющее собой отрезок полосковой линии или коаксиального кабеля, замкнутый в кольцо и связанный с питающей линией через направленный ответвитель с однородной распределенной электромагнитной связью. Схема такого устройства вместе с генератором и оконечной нагрузкой приведена на рисунке 1.

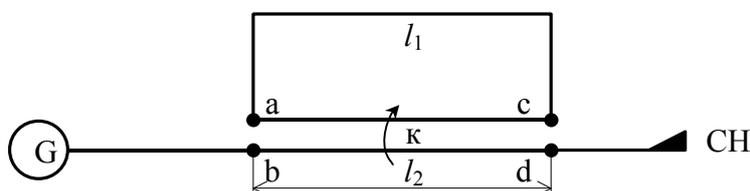


Рис. 1. Схема РБВ: G – СВЧ-генератор; CH – оконечная согласованная нагрузка; l_1 – длина отрезка линии, равная $3\lambda_{B0}/4$; l_2 – длина направленного ответвителя, равная $\lambda_{B0}/4$; K – коэффициент связи

Применяя методы теории СВЧ-цепей, можно показать [3], что направленный ответвитель, как отрезок двух линий длиной $l_2 = \lambda_{B0}/4$, с распределенной электромагнитной связью, с учетом потерь, характеризуется волновой матрицей рассеяния вида:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & A & B & 0 \\ A & 0 & 0 & B \\ B & 0 & 0 & A \\ 0 & B & A & 0 \end{bmatrix}, \quad (1)$$

$$\text{где } A = \frac{k \cdot \operatorname{sh} \gamma l_2}{\sqrt{1-k^2} \operatorname{ch} \gamma l_2 + \operatorname{sh} \gamma l_2}; \quad B = \frac{\sqrt{1-k^2}}{\sqrt{1-k^2} \operatorname{ch} \gamma l_2 + \operatorname{sh} \gamma l_2}.$$

В этих выражениях A и B – комплексные коэффициенты передачи между линиями – A и вдоль линии B ; $\gamma = \alpha + j\beta$ – комплексная постоянная распространения ТЕМ-волны в линии передачи с потерями; α – коэффициент затухания в линии; $\beta = 2\pi/\lambda_B$ – коэффициент фазы; k – коэффициент связи; λ_B – длина волны в линии передачи с учетом коэффициента укорочения.

В предположении, что потери в тракте не нарушают идеального согласования входов ответвителя и взаимной развязки его диагональных входов, т.е. что его матрица рассеяния имеет вид (1) покажем, что в установившемся режиме устройство рис. 1 характеризуется комплексным коэффициентом передачи вида:

$$S_{21} = B + \frac{A^2 e^{-\gamma \ell_1}}{1 - B e^{-\gamma \ell_1}}. \quad (2)$$

Пусть на вход устройства рис. 1 от генератора G падает волна, комплексная амплитуда которой равна U_g . Если U_k – комплексная амплитуда волны в резонаторе (в точке «а»), то для этой точки можно записать уравнение $U_k = A U_g + U_k B e^{-\gamma \ell_1}$, откуда следует, что

$$\frac{U_k}{U_g} = \frac{A}{1 - B e^{-\gamma \ell_1}}. \quad (3)$$

Соотношение (3) определяет комплексную нормированную амплитуду колебаний в точке «а» кольцевого резонатора

Комплексный коэффициент передачи от генератора в нагрузку (между точками «b» и «d», рис. 1) определяем из уравнения

$$U_d = U_g B + U_k e^{-\gamma \ell_1} A. \quad (4)$$

Подставив (3) в (4), получим выражение (2), где $S_{21} = U_d / U_g$.

Для центральной частоты f_0 , на которой $\ell_1 + \ell_2 = \lambda_{B0}$, выражения (2) и (3) можно привести к виду:

$$S_{21}(f_0) = \frac{jx}{1 + x^2 + (1 - x^2)\sqrt{1 - k^2}} \left[\frac{x^2 k^2 (1 + x^2)}{1 + (1 - 2x^2)\sqrt{1 - k^2}} - 2\sqrt{1 - k^2} \right] \quad (5)$$

$$\frac{U_k}{U_g}(f_0) = \frac{k}{1 + (1 - 2x^2)\sqrt{1 - k^2}}, \quad (6)$$

где $x = e^{-L_0/4}$; $L_0 = \alpha \lambda_{B0}$ – параметры, зависящие от интегральных потерь на длине волны λ_{B0} .

Считая x заданной величиной, получим формулу для определения оптимального коэффициента связи k_1 , отвечающего равенству нулю модуля коэффициента передачи (5) на частоте f_0 . Приравняв к нулю выражение (5), получим биквадратное уравнение вида:

$$C_1^2 k_1^4 - 4(C_1 C_2 - 1)k_1^2 + 4(C_2^2 - 1) = 0, \quad (7)$$

где $C_1 = x^4 - 3x^2 + 2$; $C_2 = 1 - 2x^2$.

Решая уравнение (7) относительно k_1 , получим выражение вида:

$$k_1 = \frac{\sqrt{2}}{C_1} \sqrt{C_1 C_2 - 1 + \sqrt{1 - 2C_1 C_2 + C_1^2}}. \quad (8)$$

График этой зависимости представлен на рисунке 2 (кривая k_1).

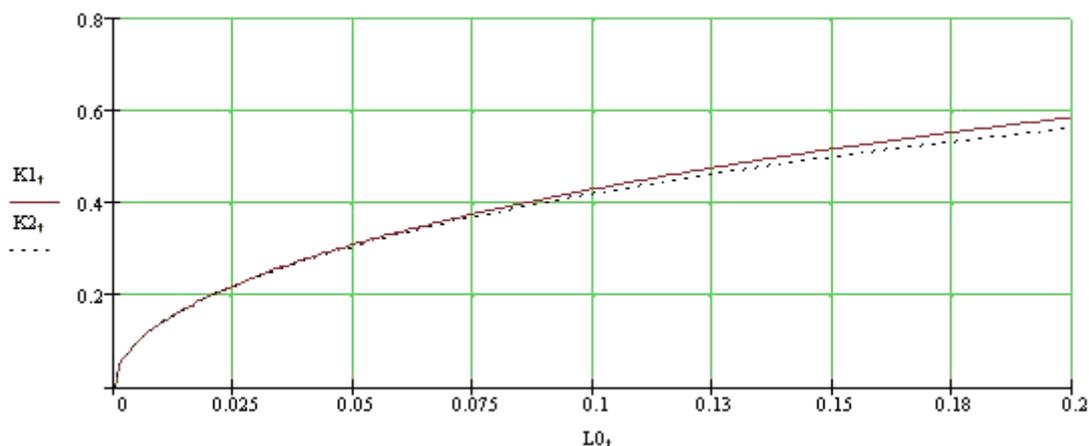


Рис. 2. Зависимость оптимальных значений коэффициентов связи k_1 и k_2 от интегральных потерь $L_0 = \alpha\lambda_{B0}$

Кривая k_2 на этом рисунке отвечает максимуму амплитуды СВЧ-колебаний в резонаторе. Взяв производную по k от выражения (6), и приравняв ее к нулю, получим выражение для k_2 :

$$k_2 = 2x\sqrt{1-x^2}. \quad (9)$$

По соотношениям (2) и (3) были рассчитаны частотные зависимости модуля коэффициента передачи $|S_{21}|$ и модуля нормированной амплитуды колебаний в резонаторе $|U_k/U_g|$ для различных пар оптимальных значений L_0 и k_1 . Эти зависимости представлены на рисунках рис. 3 и рис. 4.

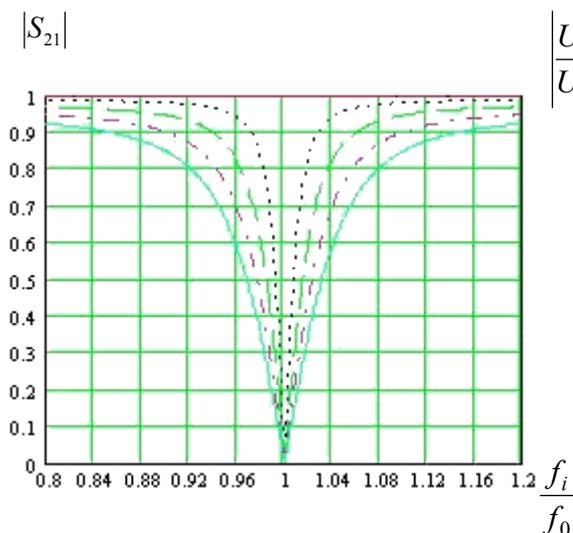


Рис. 3. Зависимость $|S_{21}|$ от f_i/f_0 для различных пар оптимальных значений L_0 и k_1

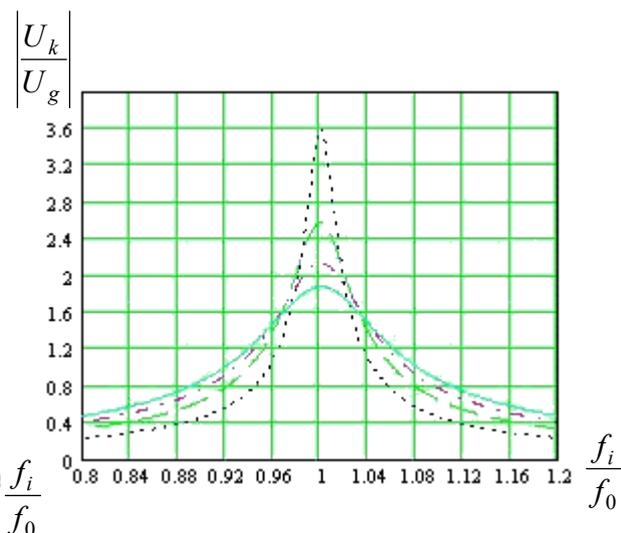


Рис. 4. Зависимость $|U_k/U_g|$ от f_i/f_0 для различных пар оптимальных значений L_0 и k_1

Оптимальные значения L_0 и k_1 для различных типов линий на рис. 3, рис. 4

Тип линий	L_0	k_1
.....	0,04	0,279
-----	0,08	0,388
-. - . - . - . - . - .	0,12	0,468
—————	0,16	0,533

Из рис. 3, рис. 4 следует, что для каждой пары оптимально выбранных значений L_0 и k_1 , на частоте $f_i / f_0 = 1$, модуль коэффициента передачи $|S_{21}|$ равен нулю, а модуль нормированной амплитуды колебаний в резонаторе максимален и растет с уменьшением L_0 и k_1 .

Поскольку устройство рис. 1 теоретически идеально согласовано с генератором, можно утверждать, что на центральной частоте происходит полное преобразование СВЧ-энергии в теплоту, выделяемую в кольцевом резонаторе, а в полосе частот это устройство является узкополосным режекторным фильтром поглощающего типа, с полосой заграждения, увеличивающейся с ростом L_0 и k_1 .

Очевидно, что приведенные характеристики верны при условии выполнения известных [4] соотношений:

$$k_1 = \frac{W^{++} - W^{+-}}{W^{++} + W^{+-}}, \quad W^{++}W^{+-} = W_0^2, \quad (10)$$

где W^{++} и W^{+-} – волновые сопротивления связанных линий для четной и нечетной моды ТЕМ-волны; W_0 – волновое сопротивление подводящих линий.

Исследование и оптимизация параметров направленного фильтра с учетом потерь в тракте

Вариант построения направленного фильтра бегущей волны, включенный в режиме режекторного фильтра поглощающего типа, удобный для практической реализации в диапазоне дециметровых волн, приведен на рис. 5:

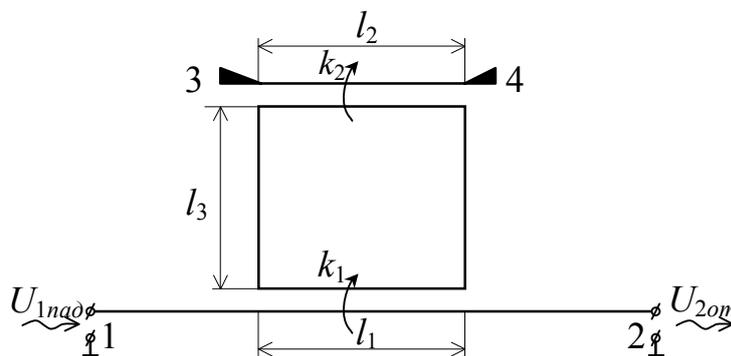


Рис. 5. Схема направленного фильтра, включенного в режиме режекторного фильтра поглощающего типа

Пусть на вход 1 от СВЧ-генератора падает волна с комплексной амплитудой U_{1nad} , а в кольцевом резонаторе установились колебания амплитуды U_k . Тогда с учетом коэффициентов А и В матрицы рассеяния ответвителя (1), можно записать выражение:

$$U_2 = U_1 B_1 + U_k A_1 B_2 e^{-2\gamma \ell_3},$$

$$\text{где } U_k = A_1 U_1 + U_k B_1 B_2 e^{-2\gamma \ell_3},$$

$$\text{или } U_k = \frac{A_1}{1 - B_1 B_2 e^{-2\gamma \ell_3}} U_1,$$

$$\text{и следовательно: } U_2 = \left[B_1 + \frac{A_1^2 B_2 e^{-2\gamma \ell_3}}{1 - B_1 B_2 e^{-2\gamma \ell_3}} \right] U_1.$$

Таким образом, волновая матрица рассеяния устройства рис. 5, с учетом согласования входов и взаимности, имеет вид:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} \\ S_{21} & 0 \end{bmatrix},$$

$$\text{где } S_{12} = S_{21} = B_1 + \frac{A_1^2 B_2 e^{-2\gamma \ell_3}}{1 - B_1 B_2 e^{-2\gamma \ell_3}}, \quad (11)$$

$$A_1 = \frac{k_1 \operatorname{sh} \gamma \ell_1}{\sqrt{1 - k_1^2} \operatorname{ch} \gamma \ell_1 + \operatorname{sh} \gamma \ell_1}, \quad B_1 = \frac{\sqrt{1 - k_1^2}}{\sqrt{1 - k_1^2} \operatorname{ch} \gamma \ell_1 + \operatorname{sh} \gamma \ell_1},$$

$$A_2 = \frac{k_2 \operatorname{sh} \gamma \ell_2}{\sqrt{1 - k_2^2} \operatorname{ch} \gamma \ell_2 + \operatorname{sh} \gamma \ell_2}, \quad B_2 = \frac{\sqrt{1 - k_2^2}}{\sqrt{1 - k_2^2} \operatorname{ch} \gamma \ell_2 + \operatorname{sh} \gamma \ell_2}.$$

Полагая, что все линии ℓ_1, ℓ_2, ℓ_3 имеют одинаковую длину, равную $\lambda_{B0}/4$, получим для центральной частоты $f_i/f_0 = 1$ выражение для коэффициента передачи:

$$S_{21}(f_0) = -j \frac{2x}{\sqrt{1 - k_1^2} (1 - x^2) + (1 + x^2)}. \quad (12)$$

$$\cdot \left[\frac{x^2 k_1^2 (1 + x^2)^2 \sqrt{1 - k_2^2}}{\left[(1 - x^2) \sqrt{1 - k_1^2} + (1 + x^2) \right] \left[(1 - x^2) \sqrt{1 - k_2^2} + (1 + x^2) \right]} - 4x^4 \sqrt{1 - k_1^2} \sqrt{1 - k_2^2} - \sqrt{1 - k_1^2} \right].$$

Равенство нулю модуля коэффициента передачи (12) на центральной частоте, возможно для следующих значений x :

- при $x = 0$, что отвечает бесконечно большим потерям в тракте;
- при $x = 1$, что соответствует отсутствию потерь в тракте. При этом, из (12) следует, что при любых значениях $k_1 = k_2$, вся СВЧ-мощность со входа 1 передается в согласованную нагрузку, включенную на входе 3;
- при любом значении $x \neq 0$ и $x \neq 1$. При этом можно показать, что величину k_1 следует брать не меньше, чем значение, определяемое из выражения (8), а величину k_2 следует определять из выражений:

$$k_2 = \sqrt{1 - q_2^2}, \quad (13)$$

$$q_2 = \frac{q_1(1 + x^2[(1 - x^2)q_1 + 1 + x^2])}{x^2(1 - q_1^2)(1 + x^2)^2 - (1 - x^2)[(1 - x^2)q_1 + 1 + x^2]q_1 - 4x^4 q_1^2},$$

$$q_1 = \sqrt{1 - k_1^2}.$$

В отличие от схемы рис. 1, схема режекторного фильтра рис. 5 позволяет при заданных потерях регулировать полосу заграждения выбором k_1 в указанных выше пределах.

По соотношениям (11) и (13) производился расчет амплитудно-частотных характеристик фильтра рис. 5 для различных пар оптимально выбранных значений L_0 и k_2 при фиксированных значениях k_1 . Эти АЧХ приведены на рис. 6 и рис. 7.

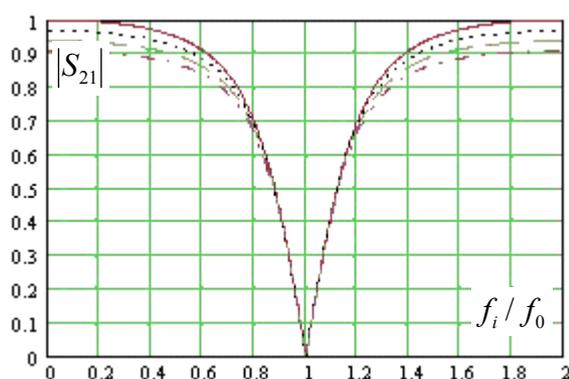


Рис. 6. Зависимость $|S_{21}|$ устройства (рис. 5) от f_i/f_0 для $k_1 = 0,8$

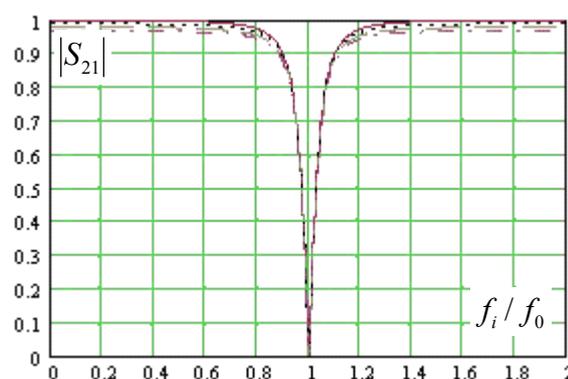


Рис. 7. Зависимость $|S_{21}|$ устройства (рис. 5) от f_i/f_0 для $k_1 = 0,5$

Из характеристик следует, что выбор k_1 и k_2 по заданным потерям (L_0 или x) по предложенной методике обеспечивает равенство нулю модуля коэффициента передачи фильтра рис. 5 на частоте f_0 , для которой суммарная длина кольца $2(\ell_1 + \ell_2) = \lambda_{B0}$. При этом, как и в схеме рис. 1, устройство остается идеально согласованным (при условии, что оконечные нагрузки идеально согласованы), а полоса заграждения увеличивается с увеличением k_1 .

Таблица 2

Оптимальные значения L_0 , k_1 , k_2 для различных типов линий на рис. 6, рис. 7

Тип линий	$k_1=0,5$		$k_1=0,8$	
	L_0	k_2	L_0	k_2
—————	0	0,5	0	0,8
.....	0,04	0,437	0,1	0,759
-----	0,08	0,356	0,2	0,706
-.-.-.-.-	0,12	0,237	0,3	0,636

Выводы

1. Предложено два варианта построения узкополосных режекторных идеально согласованных фильтров поглощающего типа для диапазона дециметровых волн. Дан анализ процессов в РБВ и НФ бегущей волны с учетом потерь.
2. Получены аналитические выражения для определения значений коэффициентов связи, позволяющих достичь равенства нулю модуля коэффициента передачи на центральной частоте для РБВ и НФ.
3. Численно исследовано влияние параметров схем и потерь в тракте на АЧХ фильтров.

Результаты приведенных исследований могут быть использованы для построения более широкополосных идеально согласованных режекторных фильтров, например, путем каскадного соединения исследованных в работе звеньев. Кроме того, эффект поглощения мощности в оптимально настроенном РБВ с потерями можно использовать для преобразования СВЧ-энергии в тепло. В отличие от известных методов СВЧ-нагрева, такой способ позволит получить близкий к 100 % коэффициент преобразования, получить высокую скорость разогрева материалов (за счет резонанса) и позволит создавать системы с самым разнообразным распределением тепла, зависящим от свойств материалов.

Литература

1. Будурис Ж., Шеневье П. Цепи сверхвысоких частот /Под ред. А.Л. Зиновьева. – М.: Сов. радио, 1979.
2. Альтман Дж. Л. Устройства СВЧ /Под ред. И.В. Лебедева. – М.: Мир, 1968.
3. Филлиппович Г.А., Онищук А.Г. Матрица рассеяния направленного ответвителя на связанных полосковых линиях //Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1976. – Т. 2. – № 2.
4. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполусников на СВЧ. – М.: Связь, 1971.

Получено 10.07.2001 г.