

УДК 621.372

НАПРАВЛЕННЫЙ ФИЛЬТР В ГИБРИДНОМ ИСПОЛНЕНИИ

М. П. ТИЛИЧЕНКО

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

Как следует из работ [1], [2], применение в СВЧ-фильтрах резонаторов бегущей волны и направленных фильтров позволяет реализовать фильтры, обеспечивающие высокий уровень согласования входа фильтра с источником сигнала как в полосе пропускания, так и в полосе заграждения. Этот эффект обеспечивается за счет передачи сигнала либо в согласованную нагрузку, либо за счет резонансного поглощения мощности в кольцевом резонаторе. Такие свойства указанных устройств позволяют, с одной стороны, избавиться от необходимости включать между выходом генератора и входом фильтра развязывающий элемент (аттенюатор либо вентиль), а с другой стороны, – создавать более широкополосные устройства за счет каскадного соединения однотипных согласованных резонансных звеньев с изменением параметров этих звеньев по закону геометрической прогрессии. При этом в область проектирования СВЧ-устройств переносится известный и хорошо зарекомендовавший себя в теории частотно-независимых антенн принцип логарифмической периодичности [3].

В работе [2] приведены результаты численных исследований возможности построения СВЧ-устройств неотражающего (поглощающего) типа, логопериодической структуры в ТЕМ-приближении и в приближении частотно-независимого коэффициента затухания.

Из [2] следует, что, несмотря на принципиальную возможность построения фильтров на основе эффекта резонансного поглощения мощности, более предпочтительным является применение в них направленных фильтров с минимально-возможными потерями в тракте с поглощением мощности в полосе заграждения за счет ответвления в согласованную нагрузку. При этом удастся минимизировать потери мощности в полосе пропускания фильтров.

При практической реализации рассмотренных в работе [2] фильтров логопериодической структуры для длинноволновой части СВЧ-диапазона возникает потребность принимать меры для уменьшения их размеров.

Ниже приводятся результаты численных исследований возможности построения малогабаритного направленного фильтра.

1. Описание алгоритма численных исследований

Схема направленного фильтра в гибридном исполнении приведена на рис. 1.

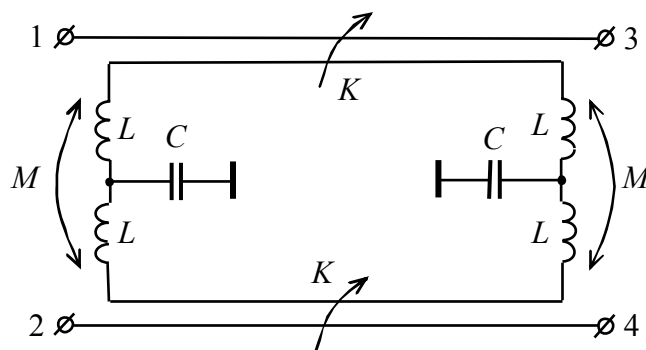


Рис. 1. Схема направленного фильтра в гибридном исполнении

Направленный фильтр состоит из двух направленных ответвителей на линиях с однородной распределенной электромагнитной связью (рис. 2, а) и из двух фильтров нижних частот (ФНЧ) на связанных индуктивностях (рис. 2, б).

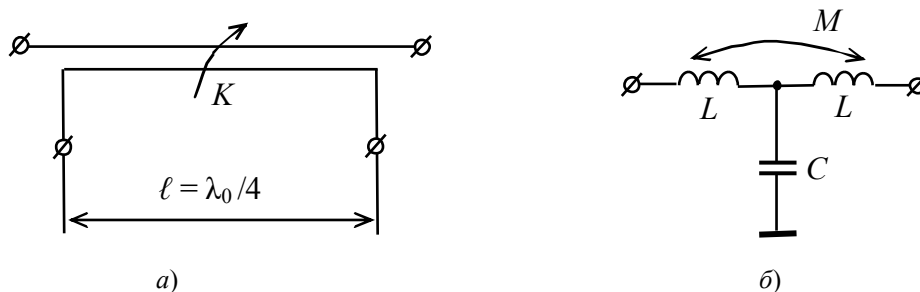


Рис. 2. Элементы направленного фильтра: а – направленный ответвитель; б – ФНЧ

Замена четвертьволновых отрезков линий фильтрами НЧ на связанных индуктивностях обусловлена тем, что, как следует из [4], эта схема является наиболее широкополосным эквивалентом отрезков «длинных» линий в несимметричном исполнении.

Если схема (рис. 2, б) предназначена для замены $\lambda_0/4$ – отрезка линии с волновым сопротивлением W_0 , то в случае согласного включения двух одинаковых катушек индуктивности, параметры элементов этой схемы определяются по выражениям [4]:

$$L = \frac{W_0}{\omega_0(1 + K_0)}; C = \frac{1 + K_0}{\omega_0 W_0}. \tag{1}$$

При этом на произвольной относительной частоте $F = f_i/f_0$ классическая матрица передачи такого звена ФНЧ имеет вид

$$[A_1] = \begin{bmatrix} \frac{1 - F^2}{1 + K_0 F^2} & jW_0 F \frac{2 + F^2(K_0 - 1)}{1 + K_0 F^2} \\ j \frac{F}{W_0} \frac{1 + K_0}{1 + K_0 F^2} & \frac{1 - F^2}{1 + K_0 F^2} \end{bmatrix}. \tag{2}$$

С учетом выражений, связывающих элементы этой матрицы с элементами волновой матрицы рассеяния $[S]$, и с учетом симметрии четырехполюсника (рис. 2, б) и взаимности, можно представить эту матрицу рассеяния в виде

$$[S_1] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{12} & S_{11} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где

$$S_{11} = \frac{jF[1 - K_0(F^2 - 1) - F^2]}{2(1 - F^2) + jF[3 + K_0(F^2 + 1) - F^2]} \quad (4)$$

– комплексный коэффициент отражения от входа фильтра;

$$S_{12} = \frac{2(1 + K_0 F^2)}{2(1 - F^2) + jF[3 + K_0(F^2 + 1) - F^2]} \quad (5)$$

– комплексный коэффициент передачи фильтра.

Частотные характеристики звена ФНЧ для двух значений коэффициента связи K_0 приведены на рис. 3.

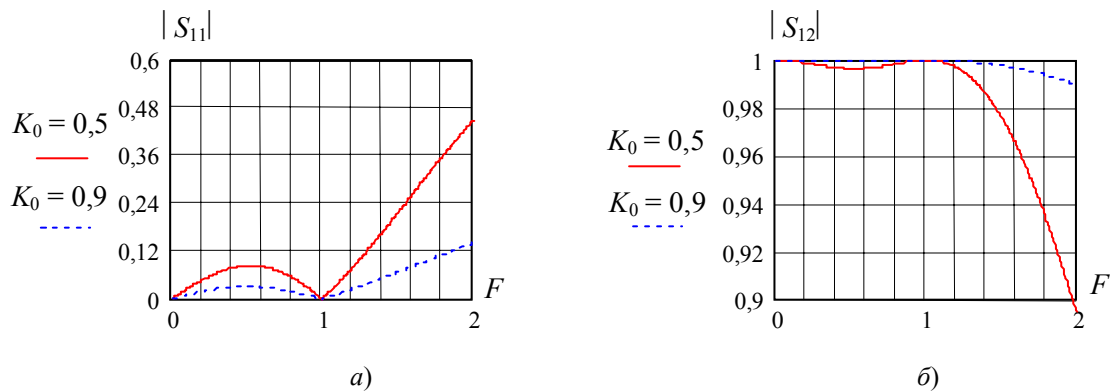


Рис. 3. Частотные характеристики звена ФНЧ на связанных индуктивностях:
а – модуль коэффициента отражения; б – модуль коэффициента передачи

Волновая матрица рассеяния $[S_2]$ направленного ответвителя (рис. 2, а) на линиях с однородной распределенной электромагнитной связью, как известно [5], имеет вид:

$$[S_2] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & \beta \\ \beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & \beta & \alpha & 0 \end{bmatrix}, \quad (6)$$

где

$$\alpha = \frac{jK \sin \theta}{\sqrt{1 - K^2} \cos \theta + j \sin \theta} \quad \text{и} \quad \beta = \frac{\sqrt{1 - K^2}}{\sqrt{1 - K^2} \cos \theta + j \sin \theta}; \quad (7)$$

$\theta = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda_0}{4} = \pi F / 2$ – электрическая длина области связи; K – коэффициент связи.

Искомая волновая матрица рассеяния всего устройства (рис. 1), в соответствии с методом подсхем [6], определяется матричным уравнением:

$$[S] = [A] + [B] [[E] - [D]]^{-1} [C], \quad (8)$$

где

$$[A] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \beta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \beta \\ \beta & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \beta & 0 & 0 \end{bmatrix}; [B] = \begin{bmatrix} \alpha & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha \end{bmatrix};$$

$$[C] = \begin{bmatrix} \alpha & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \alpha \end{bmatrix}; [[E] - [D]] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -\beta & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -S_1 & 0 & 0 & -S_2 & 0 & 0 & 0 \\ -\beta & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -S_1 & 0 & 0 & -S_2 & 0 \\ 0 & -S_2 & 0 & 0 & -S_1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -\beta \\ 0 & 0 & 0 & -S_2 & 0 & 0 & -S_1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\beta & 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

2. Численные исследования

По приведенным в разделе 1 выражениям производился расчет частотной зависимости модулей комплексных коэффициентов матрицы рассеяния $[S]$ направленного фильтра:

$|S_{11}| = |S_{22}| = |S_{33}| = |S_{44}| = S_{11}$ – модуль коэффициентов отражения от входов НФ;

$|S_{12}| = |S_{21}| = |S_{34}| = |S_{43}| = S_{12}$ – модуль коэффициентов передачи между линиями НФ;

$|S_{13}| = |S_{31}| = |S_{24}| = |S_{42}| = S_{13}$ – модуль коэффициентов передачи вдоль линий НФ;

$|S_{14}| = |S_{41}| = |S_{23}| = |S_{32}| = S_{14}$ – модуль коэффициентов передачи между диагональными входами.

Частотные характеристики направленного фильтра, выполненного по схеме (рис. 1), приведены на рис. 4 для $K = 0,8$; $K_0 = 0,5$ и $K_0 = 0,9$. Для сравнения с характеристиками НФ на отрезках линий приведены также кривые S_1 и S_2 этого фильтра (рис. 4 для S_{12} и S_{13}).

Результаты расчетов свидетельствуют о том, что частотные зависимости модулей коэффициентов передачи между линиями S_{12} и вдоль линий S_{13} совпадают с аналогичными характеристиками НФ на отрезках линий в полосе частот $F = 0 \div 2$. При этом величины $S_1 = |S_{12}|$ и $S_2 = |S_{13}|$ для известной схемы НФ на отрезках линий рассчитывались по соотношениям

$$S_1 = \alpha^2 \frac{e^{-j\theta}}{1 - \beta^2 e^{-j2\theta}} \text{ и } S_2 = \beta \left(1 + \frac{\alpha^2 e^{-j2\theta}}{1 - \beta^2 e^{-j2\theta}} \right), \quad (9)$$

полученным без учета потерь в линиях и в направленных ответвителях.

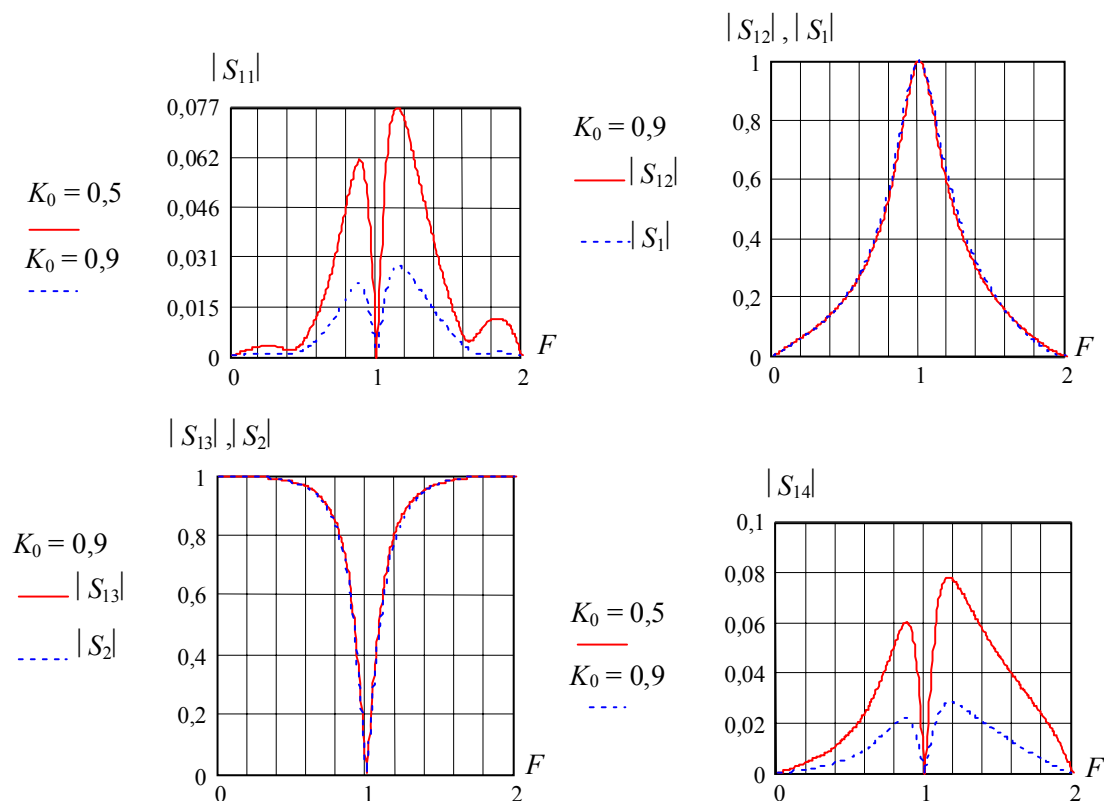


Рис. 4. Частотные характеристики НФ со звеньями ФНЧ на связанных индуктивностях

3. Практическая реализация

Применение в рассмотренном устройстве звеньев ФНЧ позволяет значительно сократить поперечные его размеры при проектировании НФ, например, для метрового и декаметрового диапазонов волн. На этих частотах звенья ФНЧ реализуются на элементах с сосредоточенными параметрами (ЭСП). При этом близкие к единице значения коэффициента связи K_0 получаются с применением ферритовых стержней либо ферритовых колец, что одновременно позволяет также значительно сократить длину области сильной электромагнитной связи между индуктивностями.

Для частоты $f_0 = 15$ МГц был спроектирован и изготовлен макет звена ФНЧ для $W_0 = 50$ Ом. По соотношениям (1) получены следующие значения параметров элементов ФНЧ:

$$L_1 = 0,27 \text{ мкГн}; C_1 = 411,6 \text{ пФ}; M_1 = 0,25 \text{ мкГн}; K_0 = 0,9.$$

Фильтр реализовывался намоткой двух витков провода диаметром 0,4 мм на ферритовый сердечник марки 50 ВЧ 2 типоразмера $12 \times 6 \times 4,5$, с магнитной проницаемостью $\mu_r = 70$. Намотка осуществлялась в два провода, предварительно свернутых в спираль для обеспечения требуемого значения коэффициента связи K_0 .

Измерение частотной зависимости модулей коэффициента отражения и коэффициента передачи ФНЧ производилось с помощью ГКЧ типа РК2-47 и показало очень хорошее совпадение с расчетными характеристиками для $K_0 = 0,94$.

Уменьшение продольных размеров НФ возможно за счет практической реализации направленных ответвителей с применением связанных линий, намотанных в спираль на диэлектрический каркас и помещенный в экран, как это описано, например, в [8], либо за счет намотки проводников связанных линий на два ферритовых кольца и соединением их выводов на схеме (рис. 5).

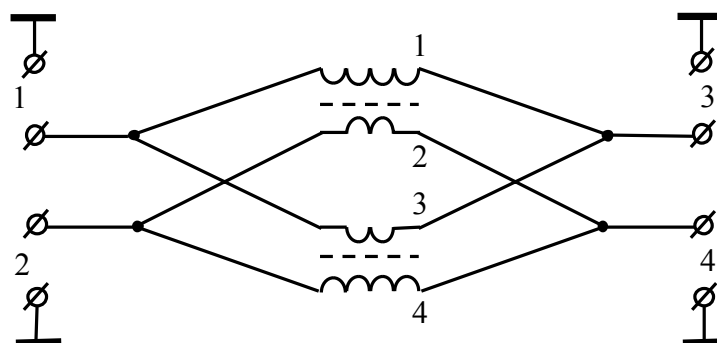


Рис. 5. Схема малогабаритного направленного ответвителя

Как утверждается в [9], такое включение обмоток 1÷4, расположенных попарно на ферритовых сердечниках, позволяет обеспечить такое соотношение между емкостными и индуктивными коэффициентами связанных линий, при котором обеспечиваются согласование входов и направленные свойства восьмиполюсника.

Выводы

Предложена схема направленного фильтра для диапазона метровых и дециметровых волн уменьшенных размеров.

Разработан алгоритм и приведено численное исследование частотных характеристик, подтвердившие возможность уменьшения поперечных размеров за счет замены $\lambda_0/4$ отрезков линий звеньями ФНЧ на связанных индуктивностях.

Приведены результаты литературного обзора, подтверждающие возможность уменьшения продольных размеров НФ за счет применения малогабаритных направленных ответвителей.

Результаты приведенных исследований могут быть использованы для проектирования и реализации направленных фильтров в длинноволновой части СВЧ-диапазона, а также при построении более широкополосных СВЧ-фильтров на основе каскадного соединения НФ.

Литература

1. Тиличенко, М. П. Режекторные фильтры СВЧ поглощающего типа / М. П. Тиличенко, В. М. Тиличенко // Вестник ГГТУ им. П. О. Сухого. – 2001. – № 2. – С. 20–27.
2. Тиличенко, М. П. Фильтры СВЧ поглощающего типа логопериодической структуры / М. П. Тиличенко // Современные проблемы машиноведения: тезисы докладов V Международной научно-технической конференции. – Гомель: ГГТУ им. П. О. Сухого, 2004. – С. 139–40.
3. Айзенберг, Г. З. Коротковолновые антенны / Г. З. Айзенберг. – Москва: Радио и связь, 1985. – 576 с.
4. Карпов В. М. Широкополосные устройства СВЧ на элементах с сосредоточенными параметрами / В. М. Карпов [и др.]. – Москва: Радио и связь, 1984. – 104 с.
5. Фельдштейн, А. Л. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ / А. Л. Фельдштейн, Л. Р. Явич. – Москва: Связь, 1971.
6. Сазонов, Д. М. Техника СВЧ / Д. М. Сазонов, А. Н. Гридин. – Москва: МЭИ, 1970. – 312 с.
7. Бессонов, Л. А. Теоретические основы электротехники: Электрические цепи / Л. А. Бессонов. – Москва: Высш. шк., 1978.

8. А. с. 1681352 СССР, кл. H01P5/18. Направленный ответитель / А. В. Громько, В. М. Шустер; опубл. 1991, Бюл. № 36.
9. А. с. 653653 СССР, кл. H01P5/12. Направленный ответитель / В. К. Парамонов, Н. А. Реушкин; опубл. 25.03.79, Бюл. № 11.

Получено 05.12.2005 г.