

DOI 10.15826/urej.2024.8.3.004

УДК 621.396

## Исследование квадратурных мостов на сосредоточенных LC-элементах

Д. А. Летавин<sup>2</sup>✉, Б. В. Гусев<sup>1</sup>, С. Т. Князев<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Свободный ученый, г. Екатеринбург, Российская Федерация

<sup>2</sup>Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, 620062, Российская Федерация, г. Екатеринбург, ул. Мира, 19

✉ d.a.letavin@urfu.ru

**Аннотация.** В статье показано, как выбор типа аппроксимации фильтра влияет на частотные характеристики направленного ответвителя, в который они установлены вместо четвертьволновых отрезков для его миниатюризации. В работе представлены результаты моделирования Т-образных и П-образных фильтров нижних частот (ФНЧ) с помощью пакета «QucsStudio». Были исследованы различные характеристики мостов, включая коэффициенты отражения и передачи, а также разность фаз между сигналами. Авторы приходят к выводу, что при разработке компактных направленных ответвителей следует использовать П-образные схемы для уменьшения размеров устройства и более высокий порядок фильтра для обеспечения более широкой полосы рабочих частот. Оптимальным вариантом является Т-образный ФНЧ 5-го порядка Чебышева с коэффициентом отражения  $|S_{11}| = 5\%$ .

**Ключевые слова:** микрополосковая линия, фильтр нижних частот, направленный ответвитель, миниатюризация

**Для цитирования:** Летавин Д. А., Гусев Б. В., Князев С. Т. Исследование квадратурных мостов на сосредоточенных LC-элементах. *Ural Radio Engineering Journal*. 2024;8(3):354–370. DOI: 10.15826/urej.2024.8.3.004.

## Investigation of Quadrature Couplers on Concentrated LC-elements

**D. A. Letavin**<sup>2</sup>✉, **B. V. Gusev**<sup>1</sup>, **S. T. Knyazev**<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Freelance scientist, Ekaterinburg, Russian Federation

<sup>2</sup>Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin, 19  
Mira Str., Ekaterinburg, 620062, Russian Federation

✉ d.a.letavin@urfu.ru

**Abstract.** The article demonstrates how the choice of the filter approximation type affects the frequency characteristics of a directional coupler in which they are installed instead of quarter-wavelength sections for its miniaturization. The paper presents the results of modeling T-shaped and  $\Pi$ -shaped low-pass filters (LPF) using the QucsStudio package. Various characteristics of coupler are investigated, including reflection and transmission coefficients, as well as the phase difference between the signals. The authors come to the conclusion that  $\Pi$ -shaped circuits should be used to reduce the size of the device and a higher filter order to ensure a wider operating frequency band for the creation of compact directional couplers. The best option is a T-shaped Chebyshev fifth-order LPF with the reflection coefficient  $|S_{11}| = 5\%$ .

**Keywords:** microstrip line, low-pass filter, directional coupler, miniaturization

**For citation:** Letavin D. A., Gusev B. V., Knyazev S. T. Investigation of quadrature couplers on concentrated LC-elements. *Ural Radio Engineering Journal*. 2024;8(3):354–370 (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2024.8.3.004

### Введение

Микрополосковый шлейфный направленный ответвитель (НО) — это устройство, которое обеспечивает деление входного сигнала с разностью фаз  $90^\circ$  между двумя его выходами, если входной сигнал делится поровну между выходами, то такой ответвитель называется мостом. НО является базовым элементом для создания таких устройств, как фазовращатели, сумматоры, смесители и диаграммы направленности антенных решеток. В классических схемах значительная часть площади подложки остается незадействованной, так как большая площадь внутри ответвителя остается неиспользованной. Это определяет необходимость разработки конструктивных решений, направленных на уменьшение габаритов таких устройств. В литературе представлены различные методики миниатюризации на-

правленных ответвителей, например миниатюризация ответвителей может быть достигнута путем увеличения диэлектрической проницаемости подложки и использования изогнутых четвертьволновых отрезков, однако эти решения не обеспечивают значительного уменьшения размеров [1, 2]. Применение инверторов вместо четвертьволновых отрезков направленного ответвителя затруднено из-за необходимости использования сложных в реализации на практике отрицательных емкостей и индуктивностей [3]. Применение фрактальных структур в составе ответвителей обеспечивает значительное улучшение показателей миниатюризации устройств с минимальными негативными последствиями для их частотных характеристик. Однако уровень миниатюризации таких устройств будет определяться максимальным порядком фрактальной структуры, который может быть реализован на практике [4].

Чаще всего авторы в своих работах по миниатюризации ответвителей рассматривают процесс уменьшения габаритов путем замены четвертьволновых отрезков ответвителя эквивалентными катушками индуктивности и емкостями, представляющих собой фильтр нижних частот [5–8]. Миниатюризация направленных ответвителей приводит к ухудшению их частотных характеристик, что выражается в сужении полосы рабочих частот, на которых происходит деление сигнала, и увеличении вносимых потерь. Однако ни в одном из упомянутых исследований не рассматривается вопрос выбора типа аппроксимации для фильтра. Цель данной работы состоит в определении требований и рекомендаций к фильтрам нижних частот, которые при замене четвертьволновых отрезков направленного ответвителя обеспечивают минимальные изменения в его частотных характеристиках. Результаты работы направлены на упрощение процесса проектирования компактных направленных ответвителей.

### Проектирование моста на сосредоточенных LC-элементах

Топология классического двухшлейфного моста изображена на рис. 1. Сигнал источника может быть подан на вход «1». При волновом сопротивлении подводящих отрезков  $\rho_0 = 50$  Ом и выбранных значениях волновых сопротивлений четвертьволновых отрезков  $L_2$  и  $L_1$ , равных  $\rho_1 = 50$  Ом,  $\rho_2 = 35,35$  Ом, на выходах «3» и «4» будут два равных сигнала сдвинутых на  $90^\circ$ . Выход «2» балластный.

Ранее было отмечено, что замена отрезков линий передач ответвителя на ФНЧ ухудшает его частотные характеристики. Поэтому сначала рассмотрим классический направленный ответвитель (рис. 2) на отрезках

линий передачи и определим его полосы рабочих частот (рис. 3, 4) по трем параметрам, которые затем сравним с мостами на LC-элементах (всеми 30 вариантами).

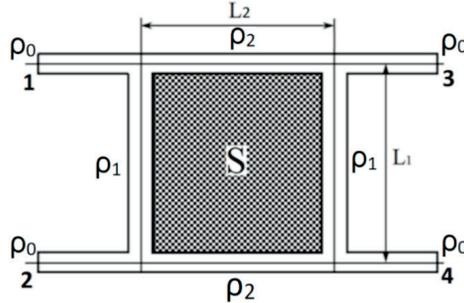


Рис. 1. Топология классического двухшлейфного моста  
 Fig. 1. Topology of a classic two-loop coupler

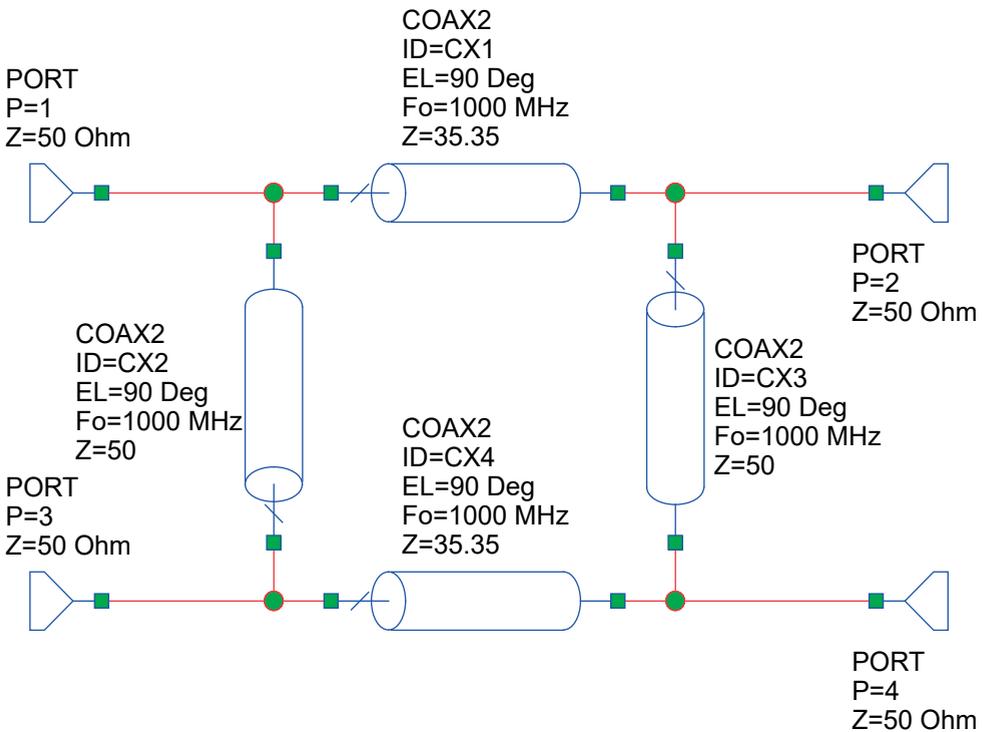
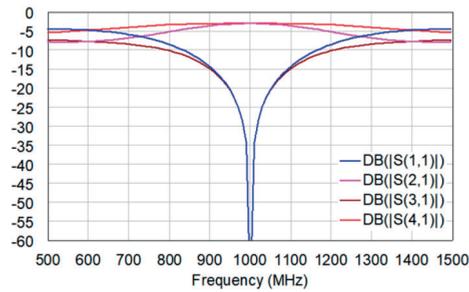
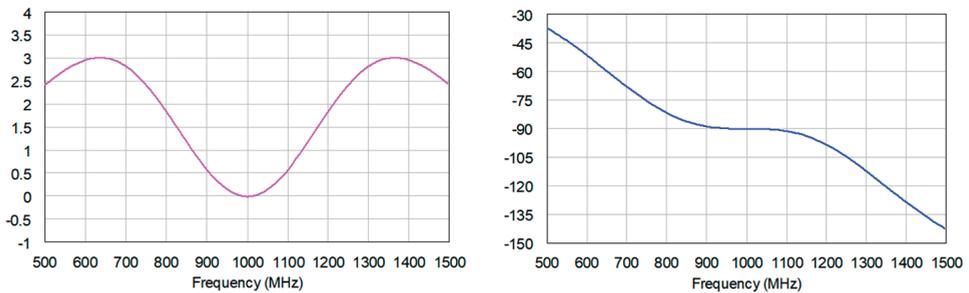


Рис. 2. Классический направленный ответвитель на отрезках линий передачи  
 Fig. 2. Classic directional coupler on transmission line segments



**Рис. 3.** График S-параметров от частоты направленного ответвителя

**Fig. 3.** Graph of S-parameters from the frequency of the directional coupler



**Рис. 4.** График дисбаланса между коэффициентами передачи и график разности фаз между выходными сигналами от частоты

**Fig. 4.** Graph of the imbalance between the transmission coefficients and the graph of the phase difference between the output signals from the frequency

Центральная частота направленного ответвителя составляет 1 ГГц.

Далее удобно ввести относительные полосы  $\Delta\Omega = \Omega_2 - \Omega_1 = \frac{\omega_2}{\omega_0} - \frac{\omega_1}{\omega_0}$ , где  $\omega_2$  и  $\omega_1$  частоты ограничивающие полосу:

— относительная ширина полосы частот  $\Delta\Omega_p = \Omega_2 - \Omega_1 = \frac{\omega_2}{\omega_0} - \frac{\omega_1}{\omega_0}$

по уровню развязки 20 дБ равна  $\Delta\Omega_p = 0,177$  (107,7 МГц);

— относительная полоса частот  $\Delta\Omega_\phi = \Omega_2 - \Omega_1 = \frac{\omega_2}{\omega_0} - \frac{\omega_1}{\omega_0}$ , в которой

разница фаз между выходными сигналами составляет  $90 \pm 5$  градусов, равна  $\Delta\Omega_\phi = 0,33$  (330 МГц), относительная полоса частот

$\Delta\Omega_K = \Omega_2 - \Omega_1 = \frac{\omega_2}{\omega_0} - \frac{\omega_1}{\omega_0}$  по дисбалансу коэффициентов передачи  $\pm 0,5$  дБ

составляет  $\Delta\Omega_K = 0,1857$  (185,7 МГц).

Как правило, для уменьшения габаритов двухшлейфного квадратурного моста отрезки линий длиной  $\lambda/4$  заменяют П- или Т-образными схемами из LC-элементов [9]. Сравнивая элементы  $a$  матриц микрополосковой линии (МПЛ) и ФНЧ, в работе [10] получены соотношения для расчета номиналов индуктивности и емкости Т- и П-образных схем 3-го порядка:

$$L_T = \frac{\rho}{\omega_0} \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \quad (1)$$

$$C_T = \frac{1}{\omega_0 \rho} \sin \theta \quad (2)$$

$$L_{\Pi} = \frac{\rho}{\omega_0} \sin \theta \quad (3)$$

$$C_{\Pi} = \frac{1}{\omega_0 \rho} \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \quad (4)$$

Для квадратурных мостов  $\theta = 90^\circ$ , и соотношения (1)–(4) могут быть упрощены:

$$L_T = \frac{\rho}{\omega_0} \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} =_{\text{при } \theta=90^\circ \text{ и } \rho=R} \frac{1 \cdot R}{\omega_0} = L_{\Pi} \quad (5)$$

$$C_T = C_{\Pi} = \frac{1}{\omega_0 R}. \quad (6)$$

Здесь и далее  $\rho = R$ ,  $R = 50$  Ом при замене вертикальных отрезков и  $R = 35,35$  Ом при замене продольных отрезков моста. Пример замены отрезка МПЛ Т-образными звеньями 3-го порядка, выполненный в пакете «QucsStudio», показан на рис. 5.

Известно, что Т-образные и П-образные схемы ФНЧ обладают одинаковыми амплитудно-частотными характеристиками. Однако конструктивная реализация П-образных схем позволяет объединить крайние емкости у разных фильтров и сэкономить площадь на плате.

Следует оценить, как изменяются характеристики направленных ответвителей при повышении порядка фильтра. Но стоит учитывать, что с увели-

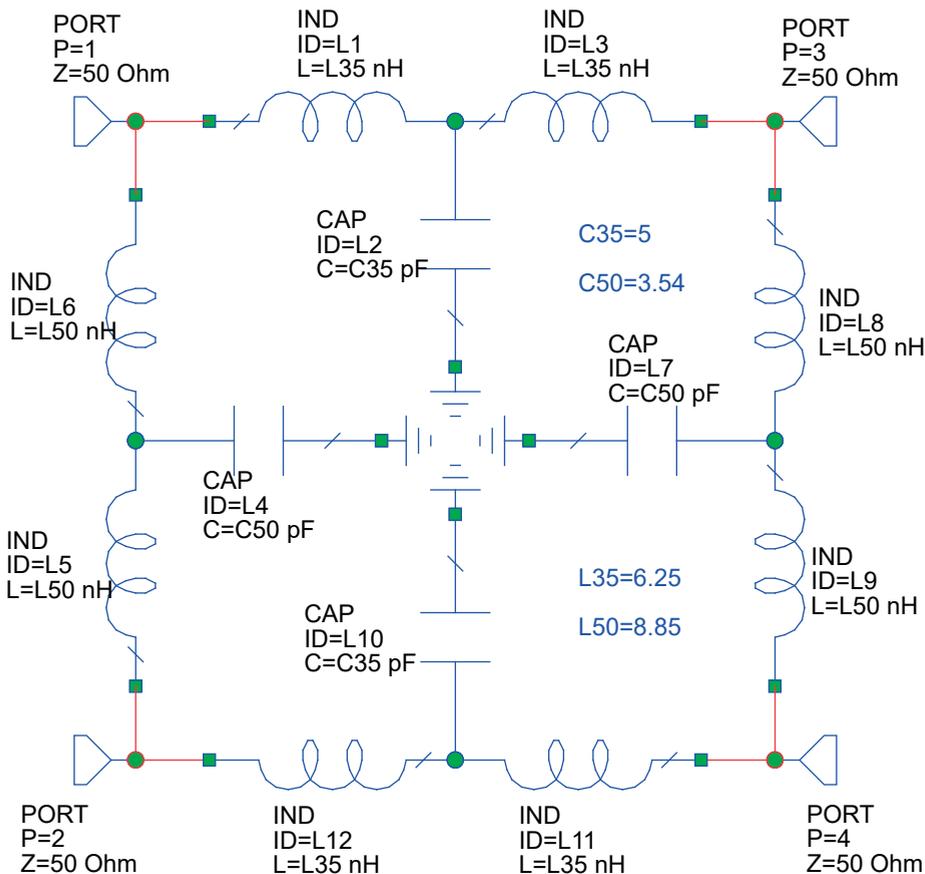


Рис. 5. Пример замены отрезков линий передач направленного ответвителя на фильтры нижних частот  
 Fig. 5. Example of replacing sections of transmission lines of a directional coupler with low-pass filters

чением порядка фильтра растет количество элементов, каждый из которых занимает место на подложке, что снижает возможности миниатюризации. Поэтому в исследовании ограничимся рассмотрением ФНЧ 3-го ( $n = 3$ ) и 5-го ( $n = 5$ ) порядков. Здесь  $n$  — порядок аппроксимирующей функции.

Предварительное исследование использования в двухшлейфном квадратурном мосту Т-образной схемы с максимальной гладкой аппроксимацией функции  $|S_{21}|^2$ , а также с линейной фазочастотной характеристикой (ФЧХ) или гладкой групповой временной задержкой (ГВЗ) не дало удовлетворительных результатов, поэтому ниже (рис. 6) рассмотрены трехэлементные и пятиэлементные Т- и П-образные ФНЧ при аппроксимации функций  $|S_{21}|^2$  полиномами Чебышева.

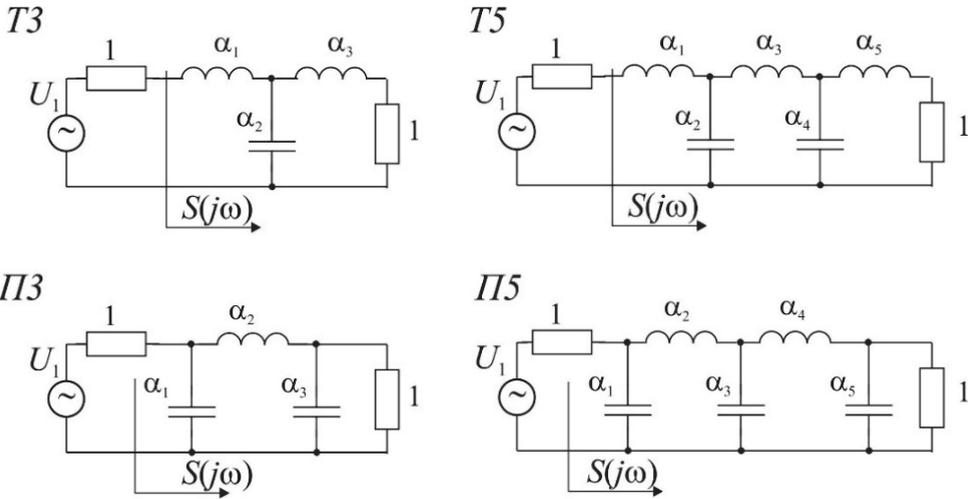


Рис. 6. Чебышевские ФНЧ T3, T5 — T-образные ( $n = 3$  и  $n = 5$ ), P3, P5 — П-образные ( $n = 3$  и  $n = 5$ )

Fig. 6. Chebyshev low-pass filters T3, T5 — T-shaped ( $n = 3$  and  $n = 5$ ), P3, P5 — Pi-shaped ( $n = 3$  and  $n = 5$ )

Следует учесть, что в силу симметрии фильтров  $\alpha_1 = \alpha_3$  для  $n = 3$  и, соответственно,  $\alpha_1 = \alpha_5, \alpha_2 = \alpha_4$  для  $n = 5$ . При использовании чебышевских ФНЧ отмечено, что фаза функции передачи  $|S_{21}|$  достигает значения  $90^\circ$  на частоте  $f_0$ , которая не совпадает с частотой среза  $f_{CP}$ -фильтра, а разница между этими частотами зависит от максимального в полосе пропускания значения коэффициента отражения  $|S_{11}|$ .

Частотная характеристика коэффициента отражения фильтра 3-го порядка приведена на рис. 7.

Связь уровней пульсации мощности  $\Delta A$ , дБ и коэффициента отражения  $|S_{11}|$ , используемых в работах [3, 11], можно установить с помощью следующего соотношения:

$$\Delta A = 10 \lg \frac{1}{1 - |S_{11}|_{MAX}^2}, \tag{7}$$

где  $\Delta A$ , дБ — значение пульсаций мощности [3, 11] в полосе пропускания.

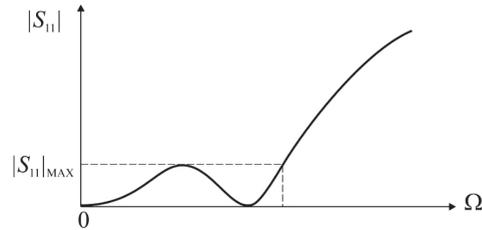


Рис. 7. Частотная характеристика коэффициента отражения при  $n = 3$

Fig. 7. Frequency response of the reflection coefficient at  $n = 3$

Далее для сокращения записей индекс  $_{MAX}$  у коэффициента отражения опустим. Нормированные значения частот  $\Omega_0 = f_0/f_{CP}$  на которых фаза коэффициента  $|S_{21}|$  равняется  $90^\circ$  вычислялись после моделирования фильтров в пакете «QucsStudio». Значения частот  $\Omega_0$  приведены в табл. 2.

**Таблица 1.** Нормированные значения частоты  $\Omega_0$   
**Table 1.** Normalized frequency values  $\Omega_0$

Частота	Коэффициент отражения $ S_{11} $ , %						
	5	10	15	20	25	33	45
$\Omega_0$ для $n = 3$	1,26	1,03	0,92	0,8535	0,806	0,754	0,705
$\Omega_0$ для $n = 5$	0,535	0,48	0,452	0,429	0,415	0,399	0,383

Значения элементов фильтров можно вычислять по формулам:

$$L_i = \frac{\alpha_i R}{\omega_{CP}} \quad \text{и} \quad C_i = \frac{\alpha_i}{\omega_{CP} R}, \quad (8)$$

где  $\omega_{CP} = \omega_0/\Omega_0$ ,  $\alpha_i$  из таблиц элементов представленных в работах [11, 3].

Если подставить  $\omega_{CP}$  в соотношение (8) и ввести новые нормированные значения элементов фильтров  $\alpha_i \Omega_0 = \alpha_{iM}$ , соотношения (8) можно упростить:

$$L_i = \frac{\alpha_{iM} R}{\omega_0} \quad (9)$$

$$C_i = \frac{\alpha_{iM}}{\omega_0 R}. \quad (10)$$

Для квадратурных мостов ( $\theta = 90^\circ$ ) вместо соотношений (5), (6) можно использовать соотношения (9), (10) при  $\alpha_{iM} = 1$ .

Значения  $\alpha_{iM}$ , вычисленные с использованием табл. П. 1.4 работы [11] и табл. 4.05.2 работы [3], а также табл. 1 данной работы приведены в табл. 3.

Вычисляя и последовательно моделируя пакетом «QucsStudio» Т- и П-образные ФНЧ (всего 30 вариантов), были исследованы следующие характеристики мостов:

- коэффициент отражения  $\text{dB}([S_{11}])$  по входу «1»;
- коэффициент передачи  $\text{dB}([S_{31}])$  по выходу «3»;
- коэффициент передачи  $\text{dB}([S_{41}])$  по выходу «4»;
- коэффициент передачи  $\text{dB}([S_{21}])$  по выходу «2»;
- разность фаз  $\text{wphase}(S[4,1]) - \text{wphase}(S[3,1])$  между сигналами по выходам «4» и «3».

Полоса рабочих частот будет оцениваться в соответствии с тремя параметрами: полоса по уровню развязки 20 дБ, полоса по дисбалансу между

коэффициента передачи  $\pm 0,5$  дБ и полоса по разности фаз между выходными сигналами  $90 \pm 5^\circ$ . В табл. 4–7 (как и ранее) используются относительные полосы  $\Delta\Omega_p$ ,  $\Delta\Omega_\phi$ ,  $\Delta\Omega_k$ .

**Таблица 2.** Нормированные значения элементов  $\alpha_{iM}$  ФНЧ

**Table 2.** Normalized values of low-pass filter elements  $\alpha_{iM}$

$ S_{11} $ , %	$n = 3$		$n = 5$		
	$\alpha_{1M}$	$\alpha_{2M}$	$\alpha_{1M}$	$\alpha_{2M}$	$\alpha_{3M}$
5	0,8058	1,2330	0,4100	0,7010	0,8496
10	0,8789	1,1367	0,4671	0,6499	0,8654
15	0,9462	1,0550	0,5171	0,6201	0,8913
20	1,0150	0,9849	0,5585	0,5774	0,9133
25	1,0841	0,9198	0,6042	0,5424	0,9474
33	1,2036	0,8269	0,6806	0,4906	1,0140
45	1,4354	0,7008	0,8176	0,4179	1,149

Анализ пакетом «Qucs» показал, что Т-образное звено, элементы которого вычислены по соотношениям (9), (10) при  $\alpha_{iM} = 1$  является чебышевским фильтром с параметрами  $\Delta A = 0,158$  и  $|S_{11}| = 18,9\%$  (см. табл. 4, 5). Характеристики направленного ответвителя, в котором используются ФНЧ, важно подчеркнуть, что снижение частотных характеристик направленного ответвителя на 5 % при использовании ФНЧ (полосы рабочих частот по трем параметрам) считается допустимым и рассматривается как положительный результат. В табл. 3–6 жирным шрифтом выделены значения, которые либо превышают, либо считаются допустимыми в сравнении с показаниями классического моста.

**Таблица 3.** Характеристики мостов с Т-образными ФНЧ 3-го порядка

**Table 3.** Characteristics of couplers with 3rd order T-type LPFs

Характеристики	Коэффициент отражения $ S_{11} $ , %								Классический
	5	10	15	18,9	20	25	33	45	
$\Delta\Omega_p$ на уровне 20 дБ	0,000	0,061	0,078	0,0828	0,083	0,079	0,039	0,000	<b>0,1077</b>
$\Delta\Omega_\phi$ для $85^\circ - 95^\circ$	0,220	0,300	0,280	0,263	0,257	0,235	0,197	0,146	<b>0,330</b>
$\Delta\Omega_k$ коэф. $\pm 0,5$ дБ	0,130	0,130	0,140	0,154	0,156	<b>0,189</b>	<b>0,335</b>	0,000	<b>0,1857</b>

**Таблица 4.** Характеристики мостов с П-образными ФНЧ 3-го порядка**Table 4.** Characteristics of couplers with 3rd order П-shaped LPFs

Характеристики	Коэффициент отражения $ S_{11} $ , %								Классический
	5	10	15	18,9	20	25	33	45	
$\Delta\Omega_p$ на уровне 20 дБ	0	0,07	0,082	0,0826	0,082	0,072	0,030	0,000	<b><u>0,1077</u></b>
$\Delta\Omega_\varphi$ для $85^\circ-95^\circ$	0,187	0,217	0,245	0,263	0,268	0,290	<b><u>0,319</u></b>	0,092	<b><u>0,330</u></b>
$\Delta\Omega_k$ коэф. $\pm 0,5$ дБ	<b><u>0,328</u></b>	<b><u>0,355</u></b>	<b><u>0,179</u></b>	0,153	0,149	0,137	0,131	0,135	<b><u>0,1857</u></b>

**Таблица 5.** Характеристики мостов с Т-образными ФНЧ 5-го порядка**Table 5.** Characteristics of couplers with 5th order T-type LPFs

Характеристики	Коэффициент отражения $ S_{11} $ , %								Классический
	5	10	15	20	25	33	45		
$\Delta\Omega_p$ на уровне 20 дБ	<b><u>0,132</u></b>	<b><u>0,100</u></b>	0,089	0,067	0,000	0,000	0,000	<b><u>0,1077</u></b>	
$\Delta\Omega_\varphi$ для $85^\circ-95^\circ$	<b><u>0,306</u></b>	0,281	0,259	0,237	0,215	0,185	0,157	<b><u>0,330</u></b>	
$\Delta\Omega_k$ коэф. $\pm 0,5$ дБ	<b><u>0,180</u></b>	<b><u>0,189</u></b>	<b><u>0,224</u></b>	<b><u>0,257</u></b>	<b><u>0,309</u></b>	<b><u>0,457</u></b>	0,000	<b><u>0,1857</u></b>	

**Таблица 6.** Характеристики мостов с П-образными ФНЧ 5-го порядка**Table 6.** Characteristics of couplers with 5th order П-type LPFs

Характеристики	Коэффициент отражения $ S_{11} $ , %								Классический
	5	10	15	20	25	33	45		
$\Delta\Omega_p$ на уровне 20 дБ	<b><u>0,100</u></b>	0,092	0,079	0,055	0,000	0,000	0,000	<b><u>0,1077</u></b>	
$\Delta\Omega_\varphi$ для $85^\circ-95^\circ$	<b><u>0,319</u></b>	<b><u>0,341</u></b>	<b><u>0,353</u></b>	<b><u>0,374</u></b>	<b><u>0,391</u></b>	0,144	0,068	<b><u>0,330</u></b>	
$\Delta\Omega_k$ коэф. $\pm 0,5$ дБ	0,172	0,163	0,157	0,156	0,156	0,159	0,157	<b><u>0,1857</u></b>	

Пример использования П-образного ФНЧ 3-го порядка в квадратурном мосту показан на рис. 8, 9 (для примера показан фильтр с коэффициентом отражения  $|S_{11}| = 25\%$ ). Следует заметить, что емкости конденсаторов, подсоединенных к узлам моста, можно объединить, уменьшив таким образом число элементов моста с 12 до 8.

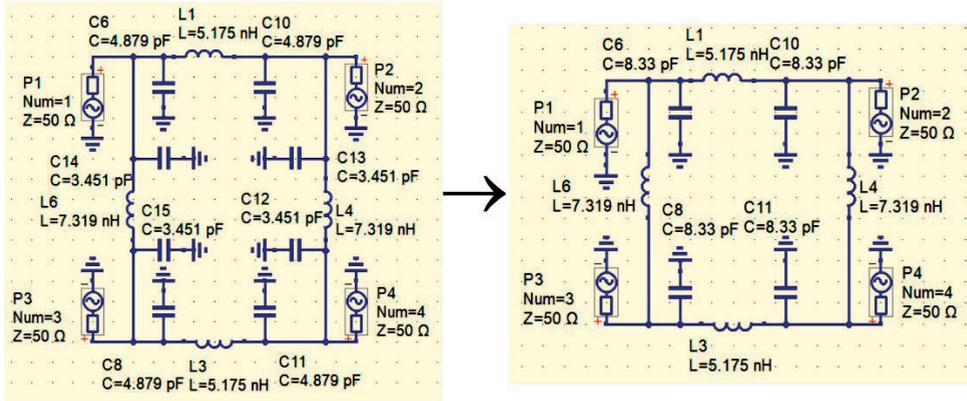


Рис. 8. Замена МПЛ ПЗ ФНЧ и объединение емкостей, подключенных к входам «1», «2», «3», «4» моста

Fig. 8. Replacing the MPL ПЗ low-pass filter and combining the capacitances connected to inputs “1”, “2”, “3”, “4” of the coupler

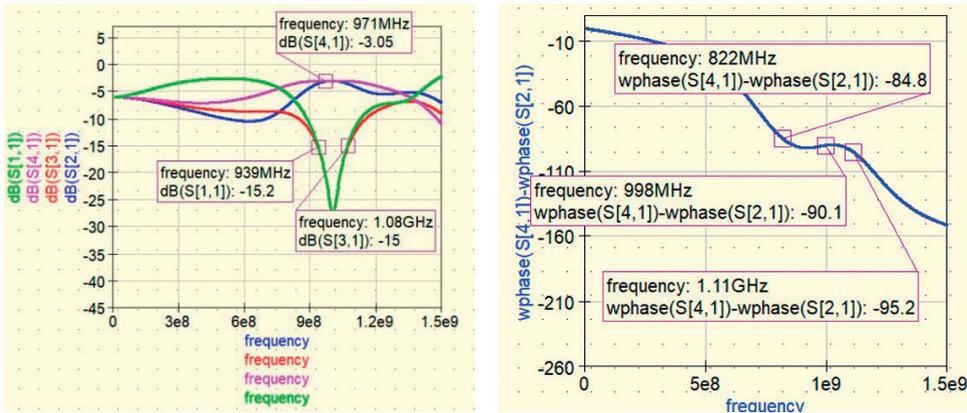
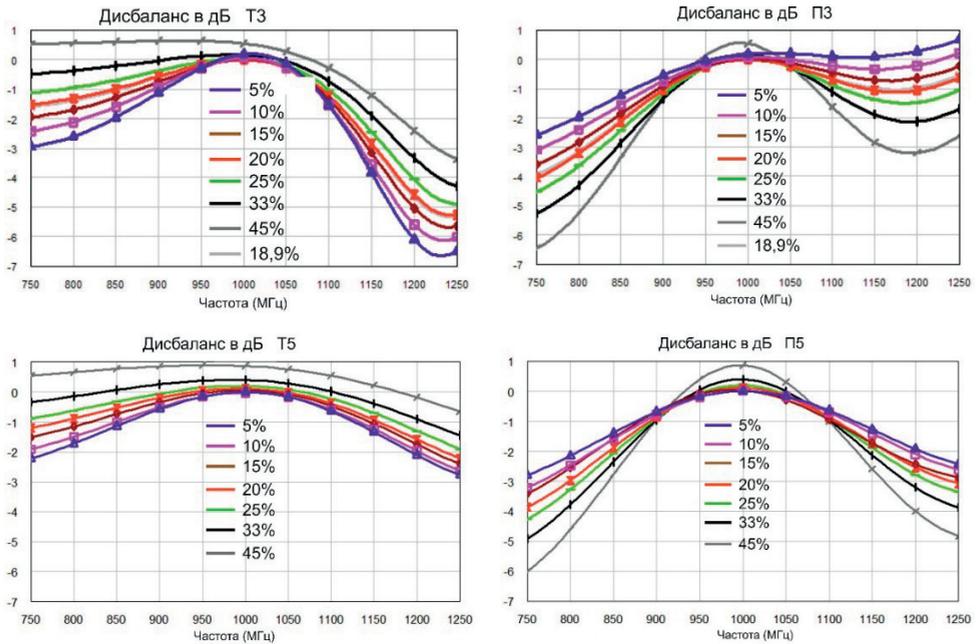


Рис. 9. График S-параметров от частоты и график разности фаз между выходными сигналами моста

Fig. 9. Graph of S-parameters versus frequency and graph of the phase difference between the coupler output signals

Были спроектированы и проанализированы частотные характеристики всех 30 вариантов мостов на сосредоточенных LC-элементах. Табл. 3–6 содержат численные данные о полосах рабочих частот, но для некоторых специалистов важны не только полосы частот, но и характер их изменений. Поэтому на рис. 10–12 представлены графики, показывающие изменение развязки, дисбаланса коэффициентов передачи и разности фаз между выходными сигналами в зависимости от частоты и типа фильтра. Цифрами с процентами указаны значения коэффициентов отражения используемых ФНЧ.

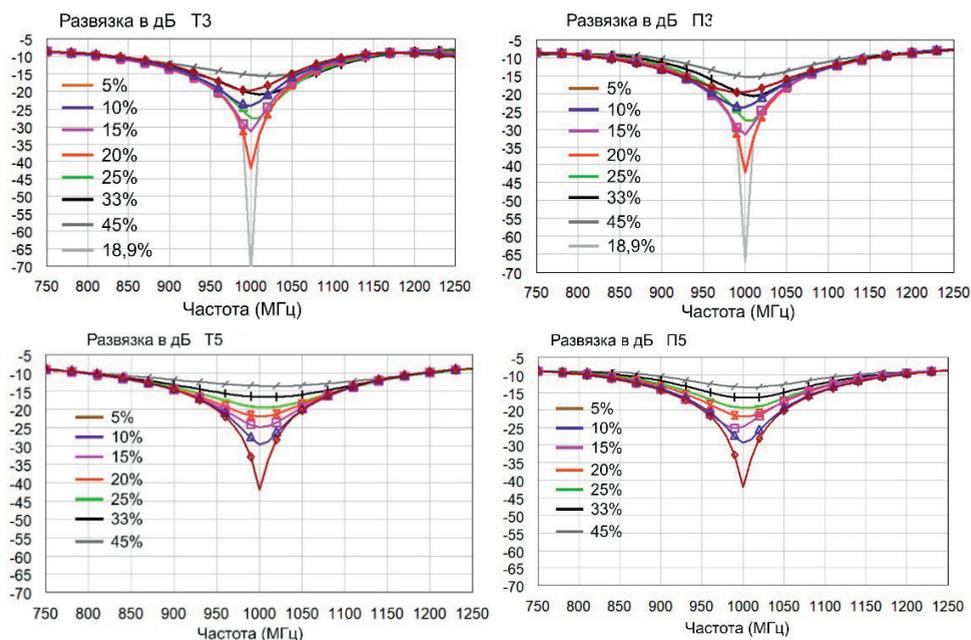


**Рис. 10.** Вид изменения дисбаланса между коэффициентами передачи ответвителей в зависимости от частоты для Т- и П-образных фильтров 3-го и 5-го порядков

**Fig. 10.** Type of change in the imbalance between the transmission coefficients of the couplers depending on the frequency for T- and П-shaped filters of the 3rd and 5th orders

Таким образом, при разработке мостов с использованием замены отрезков линий передачи на сосредоточенные  $LC$ -элементы следует:

- использовать П-образные схемы, когда необходимо уменьшить размеры устройства, так как объединение крайних емкостей сокращает количество компонентов в схеме;
- использовать более высокий порядок фильтра, т. к. он обеспечивает более широкую полосу рабочих частот для направленного ответвителя;
- оптимальным вариантом является использование Т-образного ФНЧ 5-го порядка с коэффициентом отражения  $|S_{11}| = 5\%$ , т. к. в этом случае достигается положительный результат по полосе частот, определенной по всем трем параметрам.



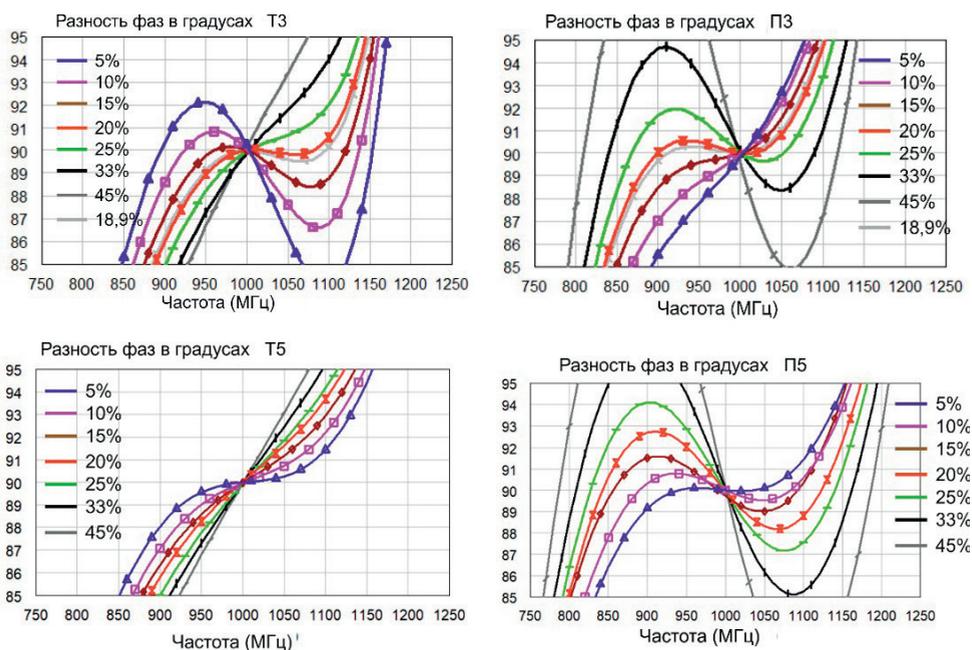
**Рис. 11.** Вид изменения развязки ответвителей в зависимости от частоты для Т- и П-образных фильтров 3-го и 5-го порядков

**Fig. 11.** Type of change in coupler isolation depending on frequency for T- and П-shaped filters of the 3rd and 5th orders

## Заключение

В работе были исследованы различные аппроксимации фильтров нижних частот (ФНЧ), которые использовались в составе направленных ответвителей вместо отрезков линий передачи. Были получены нормированные значения элементов  $\alpha_i$  для расчета ФНЧ, которые обеспечивают фазовый сдвиг  $90^\circ$  на расчетной частоте. Также были спроектированы Т- и П-образные ФНЧ (всего 30 вариантов), исследованы три полосы рабочих частот мостов: полоса по уровню развязки 20 дБ; полоса по дисбалансу между коэффициентами передачи  $\pm 0,5$  дБ; полоса по разности фаз между выходными сигналами  $90 \pm 5^\circ$ .

В результате сравнения моста на сосредоточенных элементах с классическим мостом на отрезках линий передачи было определено, что оптимальным выбором при проектировании моста на сосредоточенных элементах является использование Т-образного ФНЧ 5-го порядка Чебышева с коэффициентом отражения  $|S_{11}| = 5\%$ , что обеспечивает наилучшее сочетание частотных характеристик и компактности. Применение П-образных схем позволяет дополнительно уменьшить размеры устройства за счет объедине-



**Рис. 12.** Вид изменения разности фаз между выходными сигналами ответвителей в зависимости от частоты для Т- и П-образных фильтров 3-го и 5-го порядков

**Fig. 12.** Type of change in the phase difference between the output signals of the couplers depending on frequency for T- and П-shaped filters of the 3rd and 5th orders

ния крайних емкостей у разных фильтров. Более высокий порядок фильтра расширяет полосу рабочих частот, что особенно важно для направленных ответвителей.

### Список литературы/ References

1. Сазонов Д. М., Гридин А. Н., Мишустин Б. А. *Устройства СВЧ*. М.: Высшая школа; 1981. 295 с.
2. Kong W., Li P., Chang M., Yang G. Miniaturization design of 3dB directional coupler applied to balanced power amplifier in WLAN system. *2016 IEEE International Conference on Electronic Information and Communication Technology (ICEICT)*. 20–22 August 2016. Harbin, China. IEEE; 2016. Pp. 571–573. DOI: 10.1109/ICEICT.2016.7879770.
3. Маттей Д. Л., Янг Л., Джонс Е. М. Т. *Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи*. М.: Связь; 1971. 440 с.

4. Ghali H., Moselhy T. A. Miniaturized fractal rat-race, branch-line, and coupled-line hybrids. *Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2004;52(11):2513–2520. DOI: 10.1109/TMTT.2004.837154.
5. Chang W.-L., Huang T.-Y., Shen T.-M., Chen B.-C., Wu R.-B. Design of Compact Branch-Line Coupler with Coupled Resonators. *2007 Asia-Pacific Microwave Conference*. 11–14 December 2007. Bangkok, Thailand. IEEE; 2007. Pp. 1–4. DOI: 10.1109/APMC.2007.4555113.
6. Tsai K.-Y., Yang H.-S., Chen J.-H. Chen Y.-J. E. A Miniaturized 3 dB Branch-Line Hybrid Coupler With Harmonics Suppression. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2011;21(10):537–539. DOI: 10.1109/LMWC.2011.2164901.
7. Sun K.-O., Ho S.-J., Yen C.-C., van der Weide D. A compact branch-line coupler using discontinuous microstrip lines. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2005;15(8):519–520. DOI: 10.1109/LMWC.2005.852789.
8. Wang J., Wang B.-Z., Guo Y.-X., Ong L. C., Xiao S. A Compact Slow-Wave Microstrip Branch-Line Coupler With High Performance. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2007;17(7):501–503. DOI: 10.1109/LMWC.2007.899307.
9. Летавин Д. А. Миниатюризация делителей мощности УВЧ диапазона. М.: Издательский дом Академии естествознания; 2022. 138 с. DOI 10.17513/np.537. Letavin D. A. Miniaturizatsiya delitelei moshchnosti UVCh diapazona [Miniaturization of UHF power dividers]. Moscow: Izdatel'skii dom Akademii Estestvoznaniya; 2022. 138 p. DOI: 10.17513/np.537. (In Russ.)
10. Летавин Д. А. Конструкции микрополосковых делителей мощности с уменьшенными размерами. М.: Издательский дом Академии Естествознания; 2023. 92 с. Letavin D. A. Konstruktsii mikropoloskovykh delitelei moshchnosti s umen'shennymi razmerami [Designs of microstrip power dividers with reduced dimensions]. Moscow: Izdatel'skii dom Akademii Estestvoznaniya; 2023. 92 p. (In Russ.)
11. Ханзел Г. Е., Знаменский А. Е. (ред.). Справочник по расчету фильтров. М.: Советское радио; 1974. 288 с.

### **Информация об авторах**

**Летавин Денис Александрович**, кандидат технических наук, доцент департамента радиоэлектроники и связи Института радиоэлектроники и информационных технологий, Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, г. Екатеринбург, e-mail: d.a.letavin@urfu.ru.

**Гусев Борис Владимирович**, кандидат технических наук, доцент, свободный ученый, г. Екатеринбург, e-mail: gusev-09@yandex.ru.

**Князев Сергей Тихонович**, доктор технических наук, профессор кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций Института радиоэлектроники и информа-

ционных технологий, Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, г. Екатеринбург, e-mail: s.t.knyazev@urfu.ru.

### ***Information about the authors***

**Letavin Denis Aleksandrovich**, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radio Electronics and Communications, Institute of Radio Electronics and Information Technologies, Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin, Ekaterinburg, e-mail: d.a.letavin@urfu.ru.

**Gusev Boris Vladimirovich**, Candidate of Technical Sciences, Freelance scientist, Ekaterinburg, e-mail: gusev-09@yandex.ru.

**Knyazev Sergey Tikhonovich**, Doctor of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radioelectronics and Telecommunications, Institute of Radio Electronics and Information Technologies, Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin, Ekaterinburg, e-mail: s.t.knyazev@urfu.ru.

Поступила / Received: 27.06.2024

Принята в печать / Accepted: 27.08.2024