



УДК 621.396

Д. А. Летавин, В. А. Чечеткин, Ю. Е. Мительман
Уральский федеральный университет
им. первого Президента России Б. Н. Ельцина

Метод уменьшения размеров микрополосковых мостовых устройств¹

Описана процедура проектирования миниатюрных квадратурных мостовых устройств, основанная на замене отрезка микрополосковой линии передачи на фильтр нижних частот, обладающий таким же фазовым сдвигом, что и заменяемый отрезок. Проведено моделирование предлагаемых конструкций и получены их частотные характеристики. Представлены изготовленные опытные образцы и результаты измерения их характеристик, подтверждающие работоспособность устройства.

Микрополосковая линия, фильтр нижних частот, направленный ответитель, миниатюризация

Микрополосковый шлейфный или квадратурный мост – один из базовых элементов таких устройств, как фазовращатели, сумматоры, смесители, конвертеры, диаграммообразующие схемы антенных решеток и др. С развитием технологии интегральных схем СВЧ одним из важнейших направлений развития технологии таких мостов становится уменьшение их геометрических размеров.

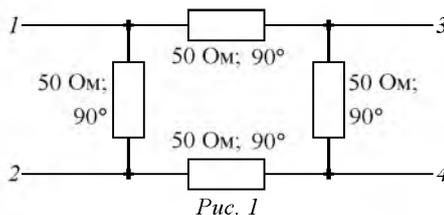
В настоящее время известно множество способов и методик, позволяющих сократить площадь, занимаемую на печатной плате микрополосковыми мостовыми устройствами. Например, в [1]–[3] предложено уменьшить габариты при помощи квазисосредоточенных элементов, в [4] – периодических емкостных нагрузок, в [5] – несимметричных Т-образных структур, в [6], [7] – замедляющих систем, в [8], [9] – фрактальных конструкций, в [10] – высокоомных элементов, в [11] – нагруженных шлейфов в [12] – встречно-штыревых конденсаторов.

Однако часть из предложенных авторами указанных работ конструкций неудобны для изготовления, большинство из них не позволяют сохранить характеристики устройства на том же уровне, что и при стандартных размерах. В настоящей статье представлен авторский метод, который позволяет проектировать компактные мосты, используя простые и быстрые методики синтеза фильтров нижних частот (ФНЧ), встроенные практически в каждый программный пакет для автоматизирован-

ного проектирования полосковых схем. Предложенный метод основан на замене микрополосковой линии (МПЛ) передачи на аналог в виде ФНЧ, обладающий таким же фазовым сдвигом на центральной частоте, что и заменяемый отрезок линии, но при этом меньшей физической длиной.

Методика проектирования. Предложенный метод миниатюризации будет проиллюстрирован на примере синтеза классического квадратного микрополоскового моста (рис. 1). Такой мост используется для равномерного деления поступающей к одному из входов мощности между двумя выходами и изоляции оставшегося входа. Все исследованные в работе структуры разработаны и изготовлены на подложке из стеклотекстолита с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 4.4$, тангенсом угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg} \delta = 0.02$ и толщиной $h = 1$ мм.

Стандартная конструкция включает в себя 4 четвертьволновых отрезка линии, образующих прямоугольник, 2 из которых имеют сопротивление



¹ Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №14-19-01396).

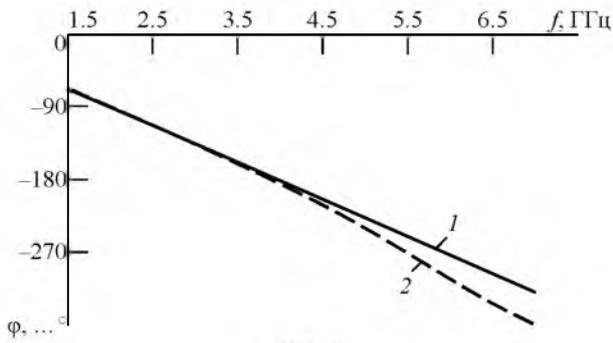


Рис. 2

$\rho = 50$ Ом, а 2 оставшихся – $\rho = 35$ Ом. Мощность подается на входы 1, 2, снимается с выходов 3, 4.

Первым шагом проектирования является синтез эквивалентных отрезкам МПЛ ФНЧ с различными входными сопротивлениями для равномерного деления мощности между выходами моста. Топология таких фильтров состоит из сегментов с высоким и низким волновым сопротивлениями, выбранных таким образом, чтобы общий фазовый сдвиг на центральной рабочей частоте составлял 90° . Обычно при этом частота среза синтезированных ФНЧ гораздо выше центральной частоты. В качестве примера на рис. 2 приведены фазочастотные характеристики (ФЧХ) отрезка МПЛ и синтезированного фильтра, обеспечивающих одинаковый фазовый сдвиг для работы на центральной частоте 2 ГГц.

ФЧХ МПЛ и ФНЧ практически совпадают до частот около 3 ГГц. Ошибка установки фазового сдвига 10 % накапливается только на частоте 4.5 ГГц. Частота среза фильтра равна 5.9 ГГц. Таким образом, можно считать, что на нижних частотах отрезок МПЛ и синтезированный ФНЧ эквивалентны. Проблему при изготовлении такого фильтра может вызвать только необходимость точного соблюдения ширины высокоомных отрезков, так как при необходимых размерах любое их изменение будет приводить к значительному изменению волнового сопротивления. Синтезированный ФНЧ получился на 43 % короче, чем эквивалентный отрезок МПЛ.

Стадия проектирования. Предлагаемая процедура проектирования состоит из следующих этапов:

1. Синтез ФНЧ с входными сопротивлениями 50 и 35 Ом (рис. 3). Размеры этих фильтров и обычных МПЛ приведены в табл. 1. Предложенная замена линии передачи позволила уменьшить длину L 50-омного плеча на 11.1 мм и 35-омного на 12.5 мм. Ширина таких ФНЧ при этом получается большей, чем ширина соответствующих МПЛ. Поэтому необходимо предпринять последующие шаги для миниатюризации мостового устройства.

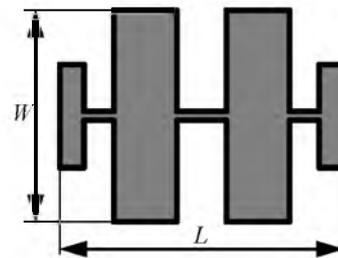


Рис. 3

Таблица 1

| ρ , Ом | Конструкция | L , мм | W , мм |
|-------------|-------------|----------|----------|
| 35 | МПЛ | 24.1 | 1.86 |
| | ФНЧ | 11.6 | 8.5 |
| 50 | МПЛ | 24.7 | 3.2 |
| | ФНЧ | 13.6 | 5.3 |

2. Объединение фильтров в одной схеме (рис. 4). Результирующая топология включает 4 попарно одинаковых ФНЧ. Высокоомные линии (a), соответствующие индуктивностям фильтра, сдвинуты для увеличения внутреннего пространства на схеме. Поскольку цель – уменьшение размеров, рекомендуется сдвинуть низкоомные участки фильтров (b), соответствующие емкостям, внутрь схемы. При этом необходимо соблюдать определенный технологически реализуемый зазор между расположенными рядом элементами.

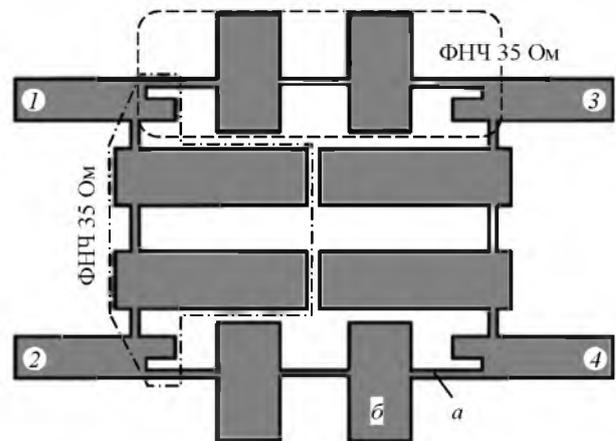


Рис. 4

3. Для дальнейшего уменьшения размеров необходимо изменить форму емкостных отрезков линий так, чтобы занять максимум внутреннего пространства топологии мостового устройства. При этом площадь данных низкоомных участков должна сохраниться неизменной (рис. 5).

4. АЧХ и ФЧХ фильтра используются для настройки схемы на нужную центральную частоту. Например, она возрастает при увеличении ширины индуктивных отрезков. Полоса частот по заданному уровню развязки может быть увеличена увеличением площади емкостных элементов в 35-омных плечах.

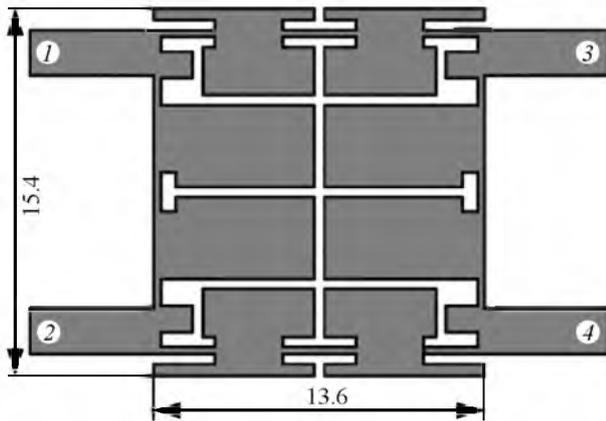


Рис. 5

Выбор порядка фильтра. Исследование характеристик мостовых устройств с фильтрами разных порядков. Для определения оптимального порядка ФНЧ спроектированы миниатюрные конструкции мостов с использованием фильтров пятого, седьмого и девятого порядков. Для корректного сравнения результатов моделирования необходимо было выполнить следующие условия:

- все фильтры должны быть синтезированы одной и той же процедурой;
- фильтры должны быть реализованы на одной и той же подложке и рассчитаны на одну и ту же центральную частоту;
- зазоры между элементами и ширина линий должны быть не менее 0.4 мм для возможности их реализации на оборудовании различного класса.

На рис. 6 приведены ФЧХ разработанных МПЛ (1) и ФНЧ пятого (2), седьмого (3) и девятого (4) порядков.

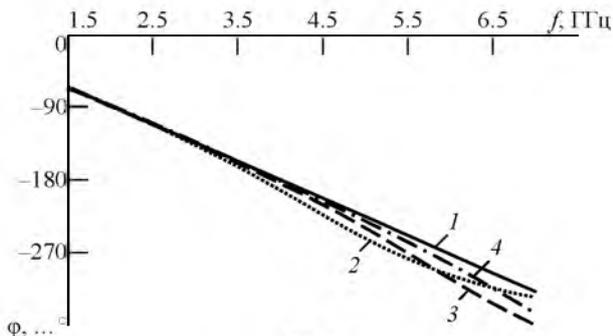


Рис. 6

го (4) порядков, обеспечивающих фазовый сдвиг 90° на центральной рабочей частоте 2.0 ГГц. Как отмечено ранее, ФЧХ ФНЧ и МПЛ практически совпадают вблизи центральной частоты и начинают различаться только на частотах выше 3 ГГц. Кроме того, фильтры более высокого порядка соответствуют МПЛ в более широком диапазоне. Это обусловлено тем, что частота среза фильтра, обеспечивающего заданный фазовый сдвиг на центральной частоте, с увеличением порядка возрастает.

В рамках работы синтезированы мосты на основе фильтров пятого, седьмого и девятого порядков. Результаты моделирования сведены в табл. 2, топология мостов показана на рис. 7, а, в, д, АЧХ разработанных мостов – на рис. 7, б, г, е соответственно.

Мост на основе ФНЧ пятого порядка (рис. 7, а) занимает площадь $14.5 \times 13.5 = 195.5 \text{ мм}^2$. Рабочая полоса частот по уровню развязки 20 дБ равна 166.7 МГц, разбаланс мощности на выходах 0.23 дБ, разность фаз на выходах устройства на центральной частоте 89.5°. Коэффициент отражения на центральной частоте менее -35 дБ.

Площадь моста на основе ФНЧ седьмого порядка (рис. 7, в) составляет $15.4 \times 13.6 = 209.44 \text{ мм}^2$. Это значение больше площади предыдущего моста примерно на 6%. Рабочая полоса частот по уровню развязки 20 дБ равна 156 МГц, разбаланс мощности на выходах менее 0.1 дБ, разность фаз на центральной частоте 89.5°, т. е. фазовая ошибка составляет 0.33% от теоретического значения. Столь малой ошибкой можно пренебречь.

Мостовое устройство на основе ФНЧ девятого порядка (рис. 7, д) занимает площадь, немногим меньшую площади ФНЧ седьмого порядка. Разбаланс мощности на выходах в этом случае составляет 0.06 дБ, разность фаз 90.9°.

В конкретной исследованной топологии мост на ФНЧ седьмого порядка занимает наибольшую площадь, что вызвано сильной связью между соседними элементами. Однако в общем случае размер устройства увеличивается с ростом порядка используемых для миниатюризации фильтров.

Таблица 2

| Тип устройства | Размеры, мм | Площадь, мм ² | Полоса частот по уровню развязки 20 дБ, МГц | Разность фаз на выходах, ...° | Коэффициенты передачи на выходы | |
|--------------------------------|-------------|--------------------------|---|-------------------------------|---------------------------------|-----------------|
| | | | | | S ₂₁ | S ₄₁ |
| На основе МПЛ | 24.4 × 25.5 | 622.2 | 220.0 | 90.0 | -3.2 | -3.2 |
| На основе ФНЧ пятого порядка | 14.5 × 13.5 | 195.5 | 166.7 | 89.5 | -3.43 | -3.66 |
| На основе ФНЧ седьмого порядка | 15.4 × 13.6 | 209.44 | 156.0 | 89.7 | -3.588 | -3.495 |
| На основе ФНЧ девятого порядка | 14.0 × 14.7 | 205.6 | 154.8 | 90.9 | -3.586 | -3.521 |

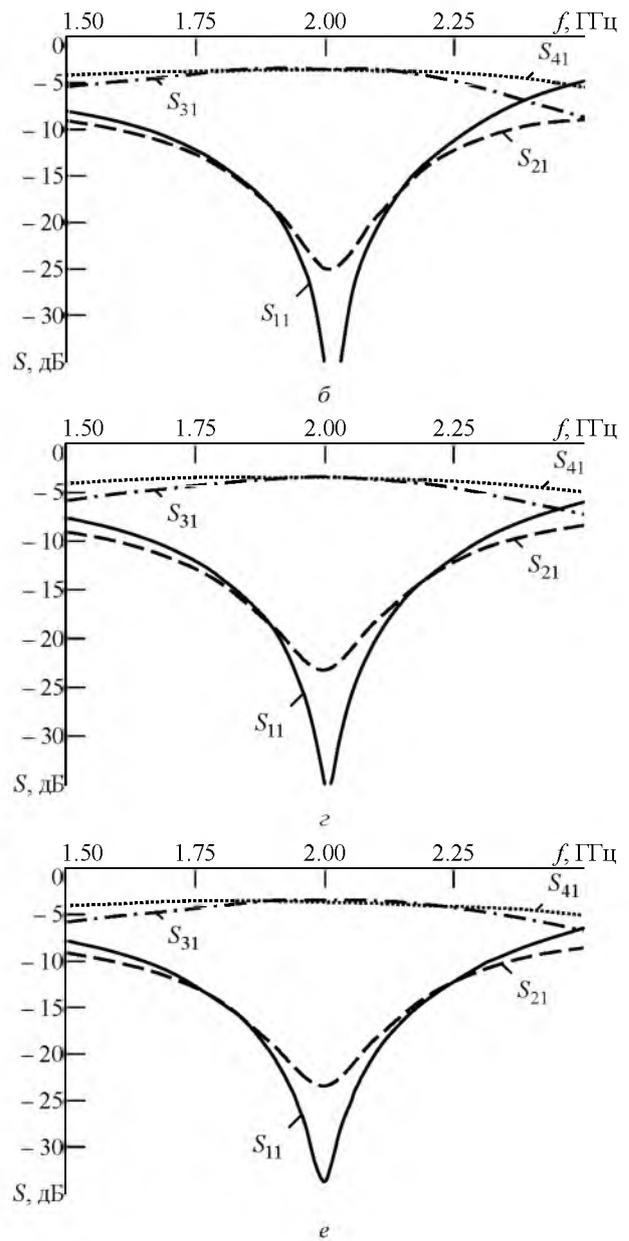
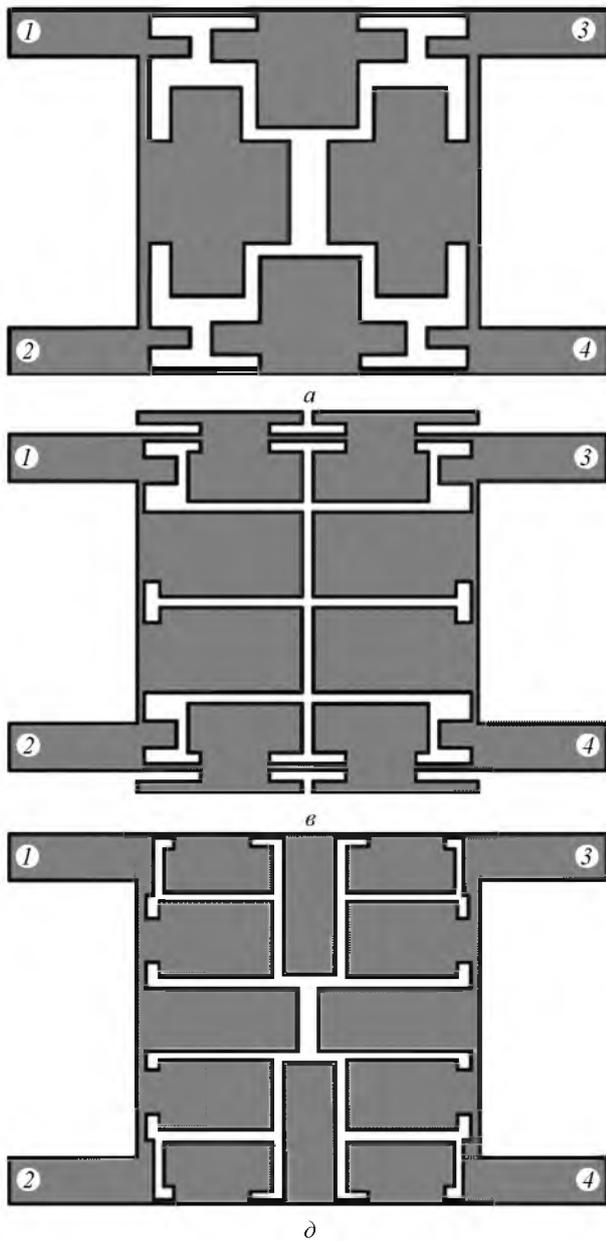


Рис. 7

Предложенные конструкции устройств легко реализуемы. Созданные макеты устройств показаны на рис. 8. Площадь разработанных устройств (рис. 8, б–д) примерно одинакова и существенно меньше площади моста на МПЛ (рис. 8, а).

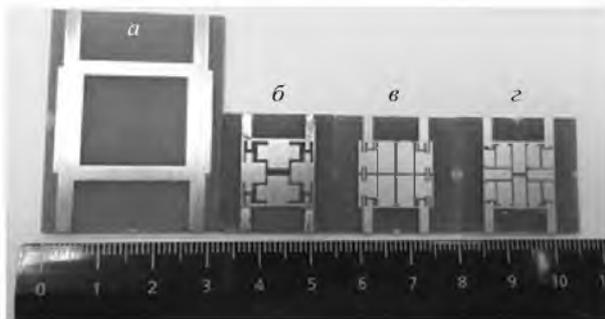


Рис. 8

Следует отметить, что процедура разработки усложняется с ростом порядка используемых фильтров, в первую очередь, из-за увеличения количества элементов в фильтрах и, следовательно, усложнения их оптимального размещения внутри топологии с соблюдением технически реализуемых зазоров. При этом возрастает количество необходимых итераций при оптимизации конструкции (сдвиге микрополосковых емкостей таким образом, чтобы они занимали в основном площадь между входами моста).

По результатам компьютерного моделирования можно сделать заключение, что эффективность миниатюризации особенно значительна при использовании ФНЧ малых порядков. В предложенных устройствах отсутствуют очень узкие МПЛ и малые

зазоры между элементами, поэтому воспроизводимость их характеристик будет на высоком уровне.

Результаты эксперимента. Созданные макеты устройств исследованы при помощи векторного анализатора цепей R&S ZVA-24 и калибровочного набора ZV-Z52. Частотные зависимости измерены для всех произведенных образцов. Результаты моделирования и экспериментальных исследований хорошо согласуются между собой.

В настоящей статье предложен метод миниатюризации микрополосковых направленных ответвителей и мостовых устройств с использованием ФНЧ. Метод заключается в замене участков МПЛ на ФНЧ, дающих одинаковые фазовые сдвиги сигналов на центральной частоте и в ее окрестностях, но имеющих меньшую длину.

Три компактных устройства с использованием ФНЧ пятого, седьмого и девятого порядков, рассчитанные на центральную частоту 2 ГГц, исследованы

при помощи численного и натурального эксперимента. Все миниатюризованные устройства имеют значительно меньшие размеры по сравнению с широко используемой топологией на МПЛ. Самый компактный и простой мост реализован с помощью фильтра пятого порядка и имеет площадь $14.5 \times 13.5 = 195.5 \text{ мм}^2$, что на 68.5 % меньше размеров устройства на МПЛ. Однако столь значительное уменьшение размеров привело и к сужению рабочей полосы частот по уровню развязки 20 дБ примерно на 37 % от устройства-прототипа.

Полученные результаты показывают, что предложенный метод эффективен и может быть использован для миниатюризации не только микрополосковых мостовых устройств и направленных ответвителей, но и для любых устройств, включающих в себя участки МПЛ, обеспечивающих нужный для функционирования устройства фазовый сдвиг.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Liao S.-S., Peng J.-T. Compact Planar Microstrip Branch-Line Couplers using the Quasi-Lumped Elements Approach with Nonsymmetrical and Symmetrical T-Shaped Structure // IEEE Trans. on Microw. Theory Tech. 2006. Vol. MTT-54, iss. 9. P. 3508–3514.
2. Щетинин Н. Н., Мельник В. А. Компактный микрополосковый 3 дБ квадратурный направленный ответвитель // Вестн. Воронеж. ин-та ФСИН России. 2014. № 4. С. 26–28.
3. Щетинин Н. Н., Останков А. В., Воробьева Е. И. Математическая модель для проектирования микрополоскового направленного ответвителя на квазисосредоточенных элементах // Вестн. Воронеж. гос. техн. ун-та. 2014. Т. 10, № 3–1. С. 66–70.
4. Eccleston K. W., Ong S. H. M. Compact Planar Microstripline Branch-Line and Rat-Race Coupler // IEEE Trans. on Microw. Theory Tech. 2003. Vol. MTT-51, iss. 10. P. 2119–2125.
5. A Novel Compact-Size Branch-Line Coupler / S.-S. Liao, P.-T. Sun, N.-C. Chin, J.-T. Peng // IEEE Microw. Wireless Compon. Lett. 2005. Vol. 15, iss. 9. P. 588–590.
6. A Compact Slow-Wave Microstrip Branch-Line Coupler with High Performance / J. Wang, B. Z. Wang, Y.-X. Guo,

L.-C. Ong, S. Xiao // IEEE Microw. Wireless Compon. Lett. 2007. Vol. 17, iss. 7. P. 501–503.

7. Chang W.-Sh. Chang Chi-Y. A High Slow-Wave Factor Microstrip Structure with Simple Design Formulas and Its Application to Microwave Circuit Design // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 2012. Vol. MTT-60, iss. 11. P. 3376–3383.

8. Ghali H., Moselhy T. A. Miniaturized Fractal Rat-Race, Branch-Line, and Coupler-Line Hybrids // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 2004. Vol. MTT-52, iss. 11. P. 2513–2520.

9. Zhu J., Zhou Y., Liu J. Miniaturization of Broadband 3-Db Branch-Line Coupler // Progress In Electromagnetics Research Letters. 2011. Vol. 24. P. 169–176.

10. Tang C. W., Chen M.-G. Synthesizing Microstrip Branch-Line Coupler with Predetermined Compact Size and Bandwidth // IEEE Trans. on Microw. Theory Tech. 2007. Vol. MTT-55, iss. 9. P. 1926–1934.

11. Eccleston K. W., Ong S. H. M. Compact Planar Microstripline Branch-Line and Rat-Race Couplers // IEEE Trans. on Microw. Theory Tech. 2003. Vol. MTT-51, iss. 10. P. 2119–2125.

12. A miniaturized 2 dB Branch-Line Hybrid Coupler With Harmonics Suppression / K.-Yu Tsai, H.-Sh. Yang, J.-H. Chen, Yi-J. E. Chen // IEEE Microw. Wireless Compon. Lett. 2011. Vol. 21, iss. 10. P. 537–539.

D. A. Letavin, V. A. Chechetkin, Yu. E. Mitelman
Ural Federal University Named After the First President of Russia B. N. Yeltsin

A Novel Method of Design of Miniaturized Microstrip Branch-Line Couplers

The design of miniature quadrature bridge devices based on replacement of a segment of microstrip transmission line on a low-pass filter, which has the same phase shift that model segment is described. The simulation of the proposed designs are held and their frequency characteristics are obtained. Prototypes and the results of measurement of their characteristics, confirming the efficiency of the device are presented.

Microstrip Line, Lowpass Filter, Branch-Line Coupler, Miniaturization

Статья поступила в редакцию 7 июня 2016 г.