

Корректирующие звенья полосно-пропускающих фильтров на СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ

Р.М. Шарабудинов, Т.Т. Чинь, Н.Д. Малютин, Т.А. Чепко, Г.А. Малютин

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, г. Томск

ndm@main.tusur.ru

Аннотация — Разработаны корректирующие звенья полосно-пропускающих фильтров на связанных линиях, имеющих следующую особенность – частотная зависимость группового времени запаздывания имеет максимум на центральной частоте пропускания и перепад до 4 нс в полосе пропускания. Звенья классифицируются как низкодобротные полосно-пропускающие фильтры поглощающего типа, имеющие возвратные потери менее 10 дБ в полосе пропускания и в полосе заграждения и минимальные вносимые потери в полосе пропускания. Предлагаемые звенья могут использоваться в комбинации с традиционными звеньями отражающего типа для коррекции частотной зависимости группового времени запаздывания и уменьшения отражений в полосе заграждения. Применение рассмотренных схем целесообразно также в межкаскадной развязке усиливающих каскадов, чувствительных к рассогласованию.

Ключевые слова — полосно-пропускающий фильтр (ППФ), связанные линии, фильтр поглощающего типа, корректирующие звенья.

I. ВВЕДЕНИЕ

Проектирование полосно-пропускающих фильтров СВЧ традиционно основывается на применении резонаторов разных типов [1], [2]. Наиболее широкий класс резонаторов составляют полосковые резонаторы, между которыми существует электромагнитная связь [2]–[9]. Такие фильтры обеспечивают высокую избирательность за счет небольшого отражения падающей волны в полосе частот прозрачности и близкого к единице коэффициента отражения от входа вне полосы прозрачности.

В работах [10]–[15] показана возможность создания полосно-пропускающих фильтров с небольшим отражением падающих волн внеполосных частот при сохранении достаточно высокой избирательности. В статьях [14], [15] рассмотрены звенья фильтров с применением связанных полосковых линий с уравновешенной электромагнитной связью, нагруженных на шлейфы и резистивные элементы. Детально рассмотрены квази-поглощающие связанные линии с одним или двумя поглощающими шлейфами. Предложено несколько схем в виде каскадного соединения звеньев. Экспериментально измерены частотные зависимости группового времени запаздывания, имеющие вид седловины с минимумом ГВЗ в центре полосы пропускания.

Однако в этих и других публикациях недостаточно подробно рассмотрен вопрос о частотной зависимости группового времени запаздывания, что представляет определенную проблему при требованиях неискаженной передачи импульсных сигналов с ограниченным частотным спектром [16], [17].

В настоящей работе сообщается об исследовании частотной зависимости группового времени запаздывания (ГВЗ) и других характеристик корректирующих звеньев полосно-пропускающих фильтров на основе связанных полосковых линий при изменении параметров входящих в состав схемы квази-сосредоточенных элементов. Была поставлена задача получения частотной зависимости ГВЗ с максимумом на центральной частоте полосы пропускания при приемлемом коэффициенте передачи в полосе пропускания и небольших, менее 10 дБ, возвратных потерях на отражение вне полосы прозрачности. При этом учитывается неравенство фазовых скоростей квази-Т волн, распространяющихся в связанных полосковых линиях.

II. МОДЕЛИРОВАНИЕ КОРРЕКТИРУЮЩИХ ЗВЕНЬЕВ ППФ НА СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ

В звеньях использовались связанные полосковые линии (СПЛ), показанные на рис. 1, 2. Этот тип СПЛ является модификацией конструкции связанных линий с вертикально расположенной подложкой [18, 19]. Конструкция состоит из вертикально расположенной подложки 1, на которую нанесена тонкие полоски 2 из металла (меди), горизонтально расположенные проводники 3 нанесены на полосу 4, с обратной стороны которой расположено заземляемое основание 5 с зазором 6, параллельным подложке 2. Замечательной особенностью конструкции рис. 1 является возможность изменять фазовые скорости волн, возбуждаемых в связанных полосках в широких пределах. Это свойство показано Nakajima M., Awai I., Fukuoka Y. в работе [18], а также Sychev A.N., Struchkov S.M., Rudyi N.Y. [19].

В качестве базовой структуры взяты связанные линии (рис. 1, 2) со следующими физико-геометрическими параметрами: $w_1 = 0.5$; $w_2 = 2.8$; $h_1 = 0.5$; $h_2 = 1.5$; $h_3 = 0.5$; $h_4 = 8$; $a = 15$; $d = 0$; длина отрезка линий $l = 78$ (все размеры в мм); $\epsilon_1 = \epsilon_4 = 1$; $\epsilon_2 = 6.15$; $\epsilon_3 = 3.38$.

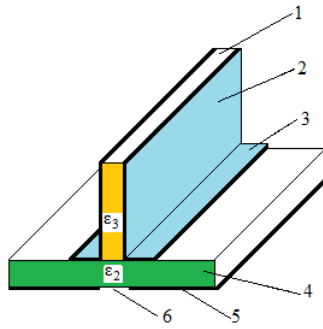


Рис. 1. Конструкция связанных полосковых линий, расположенных на двух диэлектрических подложках с относительными диэлектрическими проницаемостями ϵ_2 и ϵ_3 ($\epsilon_1 = 1$ – проницаемость воздуха)

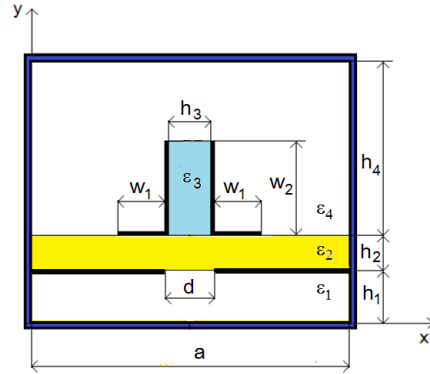


Рис. 2. Размеры поперечного сечения связанных полосковых линий, используемые при расчете первичных параметров

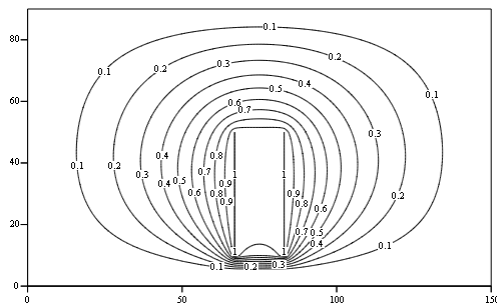


Рис. 3. Эквипотенциальные линии при четном возбуждении связанных линий (потенциал на полосках +1 В)

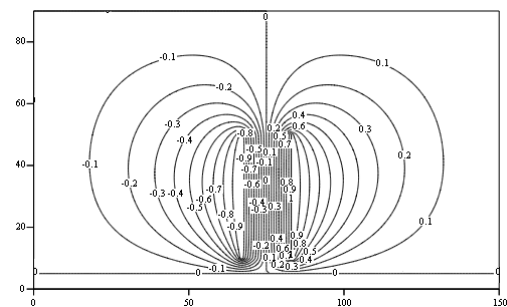


Рис. 4. Эквипотенциальные линии при нечетном возбуждении связанных линий (потенциал на полосках (-1, +1) В)

Расчёт первичных погонных параметров методом сеток [20] дал следующие матрицы емкостей (1) и индуктивностей (2)

$$C = \begin{bmatrix} C_{11} & -C_{12} \\ -C_{12} & C_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 183.0 & -123.4 \\ -123.4 & 183.0 \end{bmatrix}, \text{ пФ/м}, \quad (1)$$

$$L = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{12} & L_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.3817 & 0.2557 \\ 0.2557 & 0.3817 \end{bmatrix}, \text{ мкГн/м}, \quad (2)$$

Коэффициенты емкостной и индуктивной связи

$$k_C := \frac{C_{12}}{\sqrt{C_{11} \cdot C_{22}}} = 0.674, \quad k_L := \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{11} \cdot L_{22}}} = 0.670.$$

Матрица передачи a связанных полосковых линий определялась по работе [21]

$$a_i = Am_i \times \begin{pmatrix} e^{\gamma e_i \cdot l} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{\gamma o_i \cdot l} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{-\gamma e_i \cdot l} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-\gamma o_i \cdot l} \end{pmatrix} \times (Am_i)^{-1}, \quad (3)$$

где Am_i – матрица нормированных амплитуд [21]; $\gamma e_i, \gamma o_i$ – коэффициенты распространения синфазной (индекс “e” и противофазной волн (индекс “o”)); i – индекс текущей частоты анализа $f_i := \frac{\omega_i}{2 \cdot \pi}$, синхронизированной с частотой векторного анализатора частот, использованного при экспериментальных измерениях. Вторичные параметры в виде матрицы сопротивлений и проводимостей связанных линий, в общем случае комплексные, рассчитывались по известным формулам (4), (5) [22]-[24].

$$Z_i := R \cdot \left[\frac{\omega_i}{2 \cdot \pi \cdot 10^9} \right]^2 + j \cdot \omega_i \cdot L, \quad (4)$$

$$Y_i := G + j \cdot \omega(i) \cdot C. \quad (5)$$

При определении коэффициентов распространения $\gamma e_i, \gamma o_i$ через собственные значения матрицы $\alpha_i := Z_i \cdot Y_i$ с помощью стандартной процедуры вычисления собственных значений α_i , результат не всегда удовлетворяет условиям физического смысла. При уточнении определения этих коэффициентов исходя из

физических особенностей конструкции полосковых линий установлено, что если эффективная диэлектрическая проницаемость синфазного и противофазного возмущения соотносятся как $\varepsilon_{efe} > \varepsilon_{efo}$, и $k_C < k_L$, тогда в формуле (6) при определении γ_{e_i} , γ_{o_i} берутся знаки «+» и «-» соответственно для γ_e , γ_o , а при обратных неравенствах, т.е. $\varepsilon_{efe} < \varepsilon_{efo}$ и $k_C > k_L$, ставятся знаки «-» и «+»

$$\gamma_{e,o} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{(\alpha_{0,0} + \alpha_{1,1}) \pm \sqrt{(\alpha_{0,0} - \alpha_{1,1})^2 + 4\alpha_{0,1} \cdot \alpha_{1,0}}}, \quad (6)$$

(индекс "i" опущен).

Матрица нормированных амплитуд находится из (7)

$$Am_i := \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ ke_i & ko_i & ke_i & ko_i \\ Y1e_i & Y1o_i & (-Y1e_i) & (-Y1o_i) \\ Y2e_i & Y2o_i & (-Y2e_i) & (-Y2o_i) \end{bmatrix}, \quad (7)$$

где $ke_i := \frac{(\gamma_{e_i})^2 - (\alpha_i)_{0,0}}{(\alpha_i)_{0,1}}$, $ko_i := \frac{(\gamma_{o_i})^2 - (\alpha_i)_{0,0}}{(\alpha_i)_{0,1}}$ –

коэффициенты, характеризующие отношения амплитуд в связанных линиях;

$$Y1e_i := \frac{(Y_i)_{0,0} + ke_i \cdot (Y_i)_{0,1}}{\gamma_{e_i}}, \quad Y2e_i := \frac{(Y_i)_{0,1} + ke_i \cdot (Y_i)_{1,1}}{\gamma_{e_i}},$$

$$Y1o_i := \frac{(Y_i)_{0,0} + ko_i \cdot (Y_i)_{0,1}}{\gamma_{o_i}}, \quad Y2o_i := \frac{(Y_i)_{0,1} + ko_i \cdot (Y_i)_{1,1}}{\gamma_{o_i}}$$

проводимости 1-ой и 2-ой линий для синфазной (индекс "e") и противофазной (индекс "o") волн, распространяющихся в связанных линиях.

Эквивалентная схема корректирующего звена показана на рис. 5, она содержит отрезок связанных линий, соединительные линии и полосно-запирающий фильтр на сосредоточенных элементах $R1$, $C0$, $L0$. Длина соединительных линий $l10 := 7$ мм, $l20 := 12$ мм, волновые сопротивления 50 Ом. Параметры элементов полосно-запирающих фильтров $R1 = 78.5$ Ом, $L0 := 43$ нГн, $C0 := 4.7$ пФ.

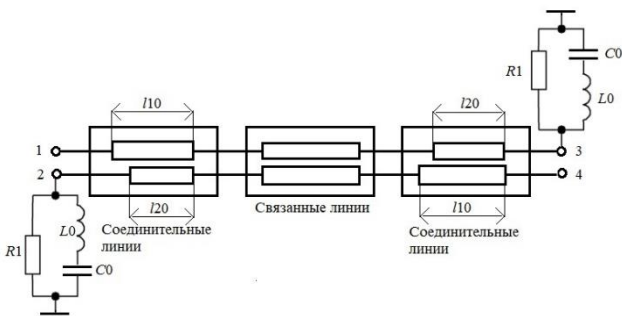


Рис. 5. Эквивалентная схема корректирующего звена

Внешний вид исследованного корректирующего звена (3D-модель) показан на рис. 6.

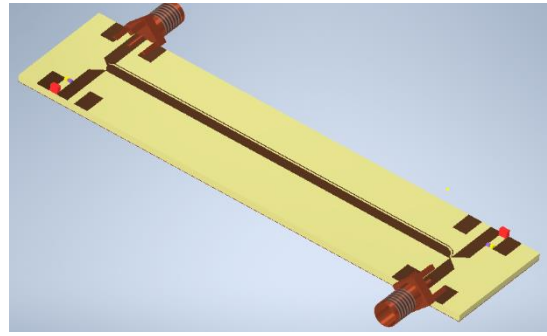


Рис. 6. Внешний вид корректирующего звена

Для анализа передаточных характеристик всех возможных режимов работы устройства определялась его матрица передачи $a\Sigma_i$ как восьмиполосник (рис. 7)

$$a\Sigma_i := a1_i \times a_i \times a2_i. \quad (8)$$

В (8) $a1_i$, $a2_i$ – матрицы передачи соединительных линий. Варьирование сопротивлений нагрузок z_1, z_2, z_3, z_4 позволяет при переходе от $a\Sigma_i$ к матрице рассеяния устанавливать зависимость частотных характеристик корректирующих звеньев от всех параметров, входящих в состав схемы элементов.

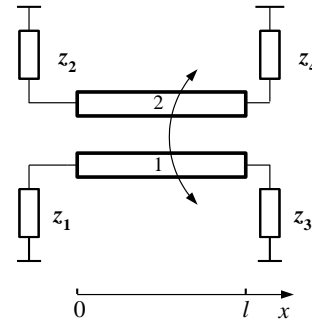


Рис. 7. Корректирующее звено как восьмиполосник, нагруженный на сопротивления z_1, z_2, z_3, z_4

Расчет частотных характеристик устройства проводился при таких нагрузках

$$z_1 = z_4 := 50 \text{ Ом},$$

$$z_{2i} = z_{3i} = \left[R1^{-1} + (ZL_i + ZC_i)^{-1} \right]^{-1},$$

$$ZL_i := j \cdot \omega_i \cdot L0, \quad ZC_i := \frac{1}{j \cdot \omega_i \cdot C0}.$$

Рассчитывалась матрица коэффициентов рассеяния S при указанных выше условиях. Измерения проводились на векторном анализаторе цепей P426 производства ООО «НПФ «Микран». На рис. 8 показаны расчетная и экспериментальная частотная зависимость коэффициента передачи $|S_{41}|$.

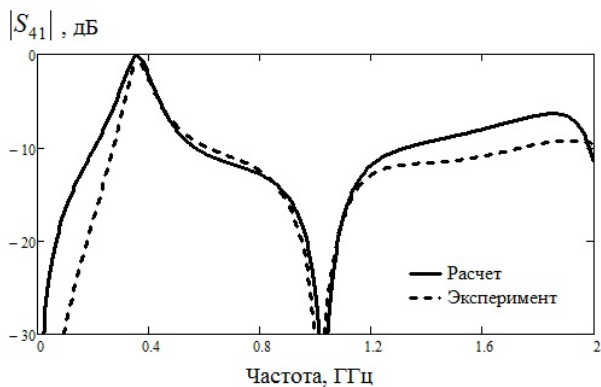


Рис. 8. Расчетная и экспериментальная частотная зависимость коэффициента передачи $|S_{41}|$ корректирующего звена

Рис. 9 иллюстрирует расчетную и экспериментальную частотную характеристику $\arg(S_{41})$, рис. 10 – групповое время запаздывания $\tau_{гр}$ корректирующего звена, а рис. 11 – зависимость возвратных потерь $|S_{11}|$.

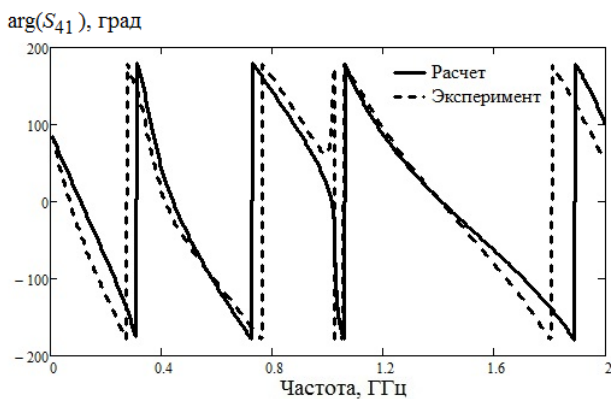


Рис. 9. Расчетная и экспериментальная частотная зависимость $\arg(S_{41})$ корректирующего звена

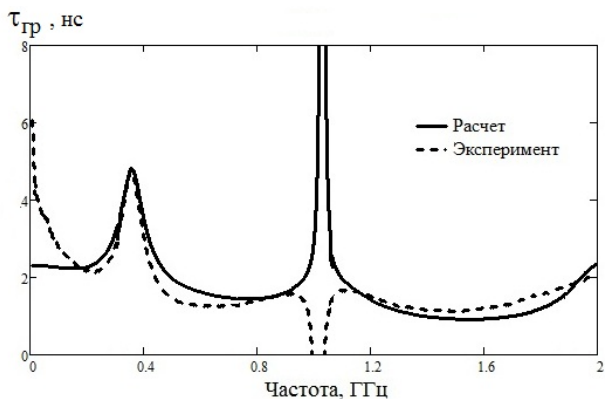


Рис. 10. Расчетная и экспериментальная частотная зависимость $\tau_{гр}$ корректирующего звена

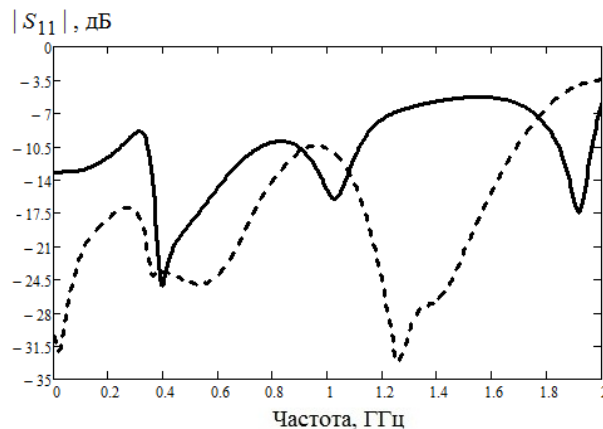


Рис. 11. Расчетная и экспериментальная частотная зависимость возвратных потерь $|S_{11}|$ корректирующего звена

Анализ частотных зависимостей $|S_{41}|$, $\arg(S_{41})$, $\tau_{гр}$, $|S_{11}|$ (рис. 8 – 11) показывает, что корректирующее звено сохраняет частотно-селективные свойства (рис. 8) с определенно выраженной характеристикой $|S_{41}|$ полотно-пропускающего фильтра, но при этом возвратные потери $|S_{11}|$ (рис. 11) вне полосы пропускания имеют вид частотной зависимости, не характерной для ППФ. Фазочастотная характеристика в полосе пропускания звена имеет участок максимальной крутизны (рис. 9), что приводит к максимуму группового времени запаздывания (рис. 10) на частоте 0.36 ГГц. Вариация характеристического сопротивления полотно-запирающего фильтра $Z_c = \sqrt{L0/C0}$ на сосредоточенных элементах показала, что максимум $\tau_{гр}$ возрастает с ростом Z_c . Эта зависимость показана на рис. 12 для диапазона изменения Z_c от 50 Ом до 150 Ом.

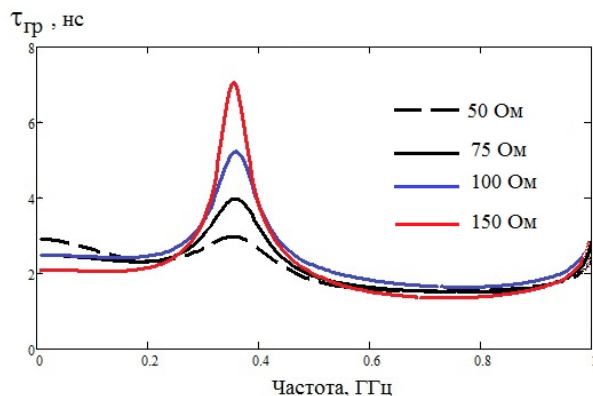


Рис. 12. Зависимость перепада $\tau_{гр}$ от характеристического сопротивления полотно-запирающий фильтр на сосредоточенных элементах

Рассматриваемая схема корректирующего звена допускает подстройку центральной частоты полосы пропускания путем изменения резонансной частоты по-

лосно-запирающего фильтра на сосредоточенных элементах. На рис. 13 показаны расчетные зависимости коэффициента передачи $|S_{41}|$ при изменении частоты настройки полосно-запирающего фильтра на сосредоточенных элементах от 0,28 до 0,50 ГГц. Одновременно с изменением $|S_{41}|$ происходит изменение частотной зависимости $\tau_{гр}$, что иллюстрирует рис. 14. Перестройка частоты резонанса проводилась путём умножения $L0$ и $C0$ на коэффициент $k = 0.7; 1.0; 1.3$.

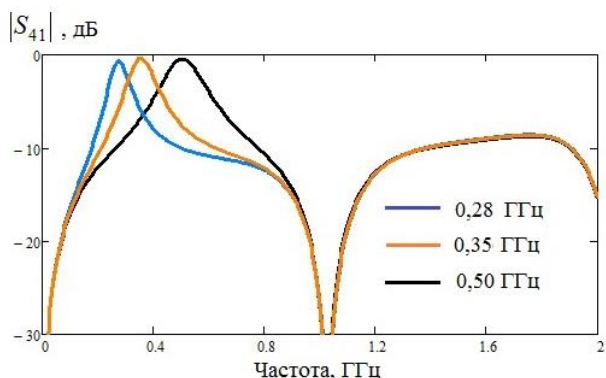


Рис. 13. Расчетная частотная зависимость коэффициента передачи $|S_{41}|$ при изменении частоты настройки полосно-запирающего фильтра на сосредоточенных элементах

Зависимость $|S_{41}|$ и $\tau_{гр}$ от частоты настройки полосно-запирающего фильтра указывает на возможность каскадирования корректирующих звеньев для расширения полосы рабочих частот или получения специальных частотных характеристик.

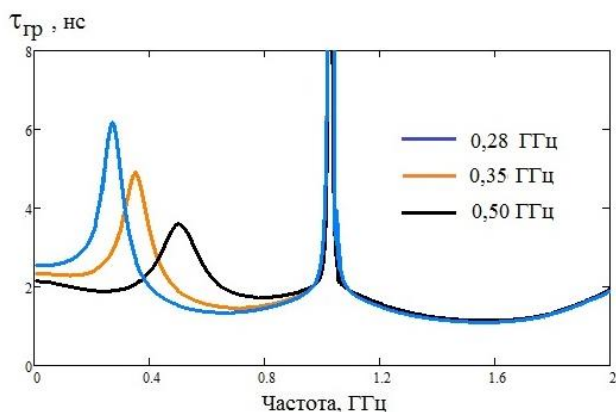


Рис. 14. Зависимость перепада $\tau_{гр}$ от частоты полосно-запирающего фильтра на сосредоточенных элементах

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, проведенные расчеты и экспериментальные исследования показали возможность построения корректирующих звеньев полосно-пропускающих фильтров на связанных линиях, имеющих максимум частотной зависимости группового времени запаздывания на центральной частоте пропускания с перепадом до 4

нс. Звенья имеют характеристики низкодобротных полосно-пропускающих фильтры поглощающего типа с возвратными потерями менее 10 дБ в полосе пропускания и в полосе заграждения и минимальные вносимые потери в полосе пропускания. Корректирующие звенья могут использоваться в комбинации с традиционными полосно-пропускающими фильтрами отражающего типа для сглаживания частотной зависимости группового времени запаздывания и уменьшения отражений в полосе заграждения. Представляется, что применение рассмотренных схем целесообразно в межкаскадной развязке усиливающих каскадов, чувствительных к расстройке.

БЛАГОДАРНОСТИ

Выражаем благодарность Позднякову В. и Ахророву Н. за содействие при измерениях на оборудовании ЦКП «Импульс».

ПОДДЕРЖКА

Публикация выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках проекта № FEWM-2020-039 от 01.03.20. Измерения проведены с использованием оборудования ЦКП «Импульс».

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Matthaei G., Young L., Jones EM. T. Microwave filters, impedance matching networks and coupling structures. Norwood (MA): Artech House; 1985.
- [2] Фельдштейн А.Л. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ / А.Л. Фельдштейн., Л.Р. Явич. – М.: Связь, 1971. – 352 с.
- [3] Беляев В.А., Тюрнев В.В. Исследование частотно зависимых коэффициентов связи микрополосковых резонаторов / Препринт № 695 Ф. ИФ СО АН СССР, Красноярск, 1991. – 43 с.
- [4] Аристархов Г.М., Чернышев В.П. Эквивалентное модовое представление микрополосковых фильтров на основе многопроводных линий с неравными фазовыми скоростями // Радиотехника и электроника. 1985. Т. 30. №12. С. 2289 – 2297.
- [5] Belyaev V. A., et al. A Highly Selective Stripline Lowpass Filter with More Than 100-dB Wide Stopband Attenuation // Technical Physics Letters, 2020, Vol. 46, No. 4, pp. 364–367. DOI: 10.1134/S1063785020040173.
- [6] Aristarkhov G.M., Zvezdinov N.V. High-Selectivity single- and dual-resonator microstrip filters // Journal of Communications Technology and Electronics. Vol.62, No 8, pp. 916-920, Aug. 2017. DOI: 10.1134/S1064226917080034.
- [7] Yoon K., Kim K. Compact size of an interdigital band pass filter with flexible bandwidth and low insertion loss using a folded spiral and stepped impedance resonant structure // Electronics (Switzerland). 2021. 10(16),2003. DOI 10.3390/electronics10162003.
- [8] Tripathi S., Mohapatra B., Tiwari P., Tripathi V.S. Multi-mode resonator based concurrent triple-band band pass filter with six transmission zeros for defence/intelligent transportation systems application // Defence Science Journal. 2021, 71(3), p. 403-409.
- [9] Belyaev V.A., Khodenkov S.A., Shepeta N.A., Popov A.M. Investigation of 3D ultra-wideband bandpass filter model based on microstrip multimode resonators // Journal of

- Physics: Conference Series 1745(1),0120642021. DOI 10.1088/1742-6596/1745/1/012064.
- [10] Maljutin N.D., Loschilov A.G., Ladur, A.A. Circuits of combined Absorptive Filters. 2008 CriMiCo - 18th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings, 2008, pp. 489–490.
- [11] Morgan M. A. and Boyd T. A. Theoretical and experimental study of a new class of reflectionless filter // IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 59, no. 5, pp. 1214–1221, May 2011.
- [12] Morgan M.A., Groves W.M. and Boyd T.A. Reflectionless filter topologies supporting arbitrary low-pass ladder prototypes // IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, vol. 66, no. 2, pp. 594–604, Feb. 2019.
- [13] Morgan M.A. and Boyd T.A.. Reflectionless filter structures // IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 63, no. 4, pp. 1263–1271, Apr. 2015.
- [14] Wu, Xiaohu; Liu, Xiaoguang; Li, Yingsong (2020): High-Order Dual-Port Quasi-Absorptive Microstrip Coupled-Line Bandpass Filters. TechRxiv. Preprint. <https://doi.org/10.36227/techrxiv.12089268.v1>. DOI: 10.36227/techrxiv.12089268.v1.
- [15] Wu, Xiaohu; Li, Yingsong; Liu, Xiaoguang (2020): Quasi-Reflectionless Microstrip Bandpass Filters with Improved Passband Flatness and Out-of-band Rejection. TechRxiv. Preprint. <https://doi.org/10.36227/techrxiv.12276524.v1>. 10.36227/techrxiv.12276524.v1.
- [16] Котельников В.А. Сигналы с минимальной энергией вредного спектра // Радиотехника и электроника. – 1996. – Т. 41. – №7. – С. 773-780.
- [17] Malyutin N.D., Gusev A.N., Rovkin M.E., Fedorov V.N., Malyutina A.N. Optimization of frequency dependence of group time delay at the transmitting paths of the radar by the application of equalizers / 2018 Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT), 2018, pp. 1 – 4.
- [18] Nakajima M., Awai I., Fukuoka Y. A Directional Coupler of a Vertically Installed Planar Circuit Structure // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1988, 36 (6), pp. 1057-1063. doi: 10.1109/22.3632.
- [19] Sychev A.N., Struchkov S.M., et al. A novel trans-directional coupler based on vertically installed planar circuit / Proc. of the 45-th Eur. Microw. Conf., Sept. 2015, Paris, France, pp. 283–286. DOI: 10.1109/EuMC.2015.7345755.
- [20] Fusco V. F. Microwave circuits. Analysis and Computer-aided Design. Prentice-Hall International, 1987 (Trans. into Russian), 1990, pp. 87- 129.
- [21] Воробьев П.А., Малютин Н. Д., Федоров В.Н. Квази-Т-волны в устройствах на связанных полосковых линиях с неуравновешенной электромагнитной связью // Радиотехника и электроника, 1982, т. 27, № 9, с. 1711-1718.
- [22] Zysman G.I. and Johnson A.K. Coupled Transmission Line Networks in an Inhomogeneous Dielectric Medium // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 17, no 10, pp. 753–759, 1969, 10.1109/tmtt.1969.1127055.
- [23] Allen J.L. Non-symmetrical coupled lines in an inhomogeneous dielectric medium // International Journal of Electronics, vol. 38, no 3, pp. 337-347, 1975, 10.1080/00207217508920406.
- [24] Tripathi V. K. Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1975, vol. 23, no 9, pp. 734–739.

Corrective Circuits of Bandpass Filters on Coupled Lines

R.M. Sharabudinov, T.T. Trinh, N.D. Malyutin, T.A. Chepko, G.A. Malyutin

Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk

ndm@main.tusur.ru

Abstract — Corrective circuits of band-pass filters based on coupled lines have been developed, which have the following feature – the frequency dependence of the group delay time has a maximum at the central pass frequency and a drop of up to 4 ns in the pass band. The circuits are classified as low-Q pass band filters of the absorbing type, having a return loss of less than 10 dB in the pass band and in the stop band and the minimum loss in the pass band. The proposed circuits can be used in combination with traditional reflective links to correct the frequency dependence of the group delay time and reduce reflections in the stop band. The use of the considered circuits is also advisable in the inter-stage decoupling of amplifying stages that are sensitive to mismatch.

Keywords — band-pass filter, absorbing filter, correcting circuits, coupled lines.

REFERENCES

- [1] Matthaei G., Young L., Jones EM. T. Microwave filters, impedance matching networks and coupling structures. Norwood (MA): Artech House; 1985.
- [2] Feldstein A.L. Synthesis of four-pole and eight-pole networks at microwave frequencies / A.L. Feldstein., L.R. Yavich. M.: Communication, 1971. 352 p. (In Russian).
- [3] Belyaev B.A., Tyurnev V.V. Investigation of frequency-dependent coupling coefficients of microstrip resonators / Preprint No. 695 F. IF SO AN SSSR, Krasnoyarsk, 1991. 43 p. (In Russian).
- [4] Aristarkhov G.M., Chernyshev V.P. Equivalent mode representation of microstrip filters based on multi-wire lines with unequal phase velocities // Radio engineering and electronics. 1985. V. 30. - №12. P. 2289 - 2297. (In Russian).
- [5] Belyaev B.A., et al. A Highly Selective Stripline Lowpass Filter with More Than 100-dB Wide Stopband Attenuation

- // Technical Physics Letters, 2020, Vol. 46, No. 4, pp. 364–367. DOI: 10.1134/S1063785020040173.
- [6] Aristarkhov G.M.; Zvezdinov N.V. High-Selectivity single- and dual-resonator microstrip filters // *Journal of Communications Technology and Electronics*. Vol.62 , No 8 , pp. 916-920, Aug. 2017. DOI: 10.1134/S1064226917080034.
- [7] Yoon K., Kim K. Compact size of an interdigital band pass filter with flexible bandwidth and low insertion loss using a folded spiral and stepped impedance resonant structure // *Electronics (Switzerland)*. 2021. 10(16),2003. DOI 10.3390/electronics10162003.
- [8] Tripathi S., Mohapatra B., Tiwari P., Tripathi V.S. Multi-mode resonator based concurrent triple-band band pass filter with six transmission zeros for defence/intelligent transportation systems application // *Defence Science Journal*. 2021, 71(3), p. 403-409.
- [9] Belyaev B.A., Khodenkov S.A., Shepeta N.A., Popov A.M. Investigation of 3D ultra-wideband bandpass filter model based on microstrip multimode resonators // *Journal of Physics: Conference Series* 1745(1),0120642021. DOI 10.1088/1742-6596/1745/1/012064.
- [10] Maljutin N.D., Loschilov A.G., Ladur A.A. Circuits of combined Absorptive Filters. 2008 CriMiCo - 18th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings, 2008, pp. 489–490.
- [11] Morgan M.A. and Boyd T.A. Theoretical and experimental study of a new class of reflectionless filter // *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 59, no. 5, pp. 1214–1221, May 2011.
- [12] Morgan M.A., Groves W.M., and Boyd T.A. Reflectionless filter topologies supporting arbitrary low-pass ladder prototypes // *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, vol. 66, no. 2, pp. 594–604, Feb. 2019.
- [13] Morgan M.A. and Boyd T.A. Reflectionless filter structures // *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 63, no. 4, pp. 1263–1271, Apr. 2015.
- [14] Wu, Xiaohu; Liu, Xiaoguang; Li, Yingsong (2020): High-Order Dual-Port Quasi-Absorptive Microstrip Coupled-Line Bandpass Filters. *TechRxiv*. Preprint. <https://doi.org/10.36227/techrxiv.12089268.v1>. DOI: 10.36227/techrxiv.12089268.v1.
- [15] Wu, Xiaohu; Li, Yingsong; Liu, Xiaoguang (2020): Quasi-Reflectionless Microstrip Bandpass Filters with Improved Passband Flatness and Out-of-band Rejection. *TechRxiv*. Preprint. <https://doi.org/10.36227/techrxiv.12276524.v1>. DOI: 10.36227/techrxiv.12276524.v1.
- [16] Kotelnikov V.A. Signals with the minimum energy of the harmful spectrum // *Radio engineering and electronics*. 1996. V. 41. No. 7. P. 773-780. (In Russian).
- [17] Malyutin N.D., Gusev A.N., Rovkin M.E., Fedorov V.N., Malyutina A.N. Optimization of frequency dependence of group time delay at the transmitting paths of the radar by the application of equalizers / 2018 Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT), 2018, pp. 1 – 4.
- [18] Nakajima M., Awai I., Fukuoka Y. A Directional Coupler of a Vertically Installed Planar Circuit Structure // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1988, 36 (6), pp. 1057-1063. doi: 10.1109/22.3632.
- [19] Sychev A.N., Struchkov S.M., et al. A novel trans-directional coupler based on vertically installed planar circuit / *Proc. of the 45-th Eur. Microw. Conf.*, Sept. 2015, Paris, France, pp. 283–286. DOI: 10.1109/EuMC.2015.7345755.
- [20] Fusco V.F. *Microwave circuits. Analysis and Computer-aided Design*. Prentice-Hall International, 1987 (Trans. into Russian), 1990, pp. 87- 129.
- [21] Vorobiev P.A., Malyutin N.D., Fedorov V.N. Quasi-T-waves in devices on coupled strip lines with unbalanced electromagnetic coupling // *Radio engineering and electronics*, 1982, vol. 27, no. 9, p. 1711-1718. (In Russian).
- [22] Zysman G.I., and Johnson A.K. Coupled Transmission Line Networks in an Inhomogeneous Dielectric Medium // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 17, no 10, pp. 753–759, 1969, 10.1109/tmtt.1969.1127055.
- [23] Allen J.L. Non-symmetrical coupled lines in an inhomogeneous dielectric medium // *International Journal of Electronics*, vol. 38, no 3, pp. 337-347, 1975, 10.1080/00207217508920406.
- [24] Tripathi V.K. Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1975, vol. 23, no 9, pp. 734–739.