

An Analytical Solution of the Problem on Matching the Frequency Dependence of Group Delay Time in Microwave Devices

¹Malyutin N.D., ¹Loshchilov A.G., ^{1,2}Fedorov V.N., ³Malyutina A.N.

¹Tomsk State University of Control Systems and radio electronics

²North-East Federal University

³National Research Tomsk State University

1pr. Lenin, 40, Tomsk, 634050, Russia

ndm@main.tusur.ru

Abstract: An analytical solution is obtained of the problem on matching the frequency dependence of the group delay time of microwave devices by using correctors. Correctors are built on the basis of directional couplers and filter elements, which are included in the diagonal ports of the couplers. The problem of finding the equivalent resistances of filter elements based on a given frequency dependence of the group delay time of the correctors matching the microwave devices is analytically solved.

Key words: group delay time, matching, directional couplers, analytical solution of chain matching.

Аналитическое решение задачи согласования частотной зависимости группового времени запаздывания СВЧ устройств

¹Малютин Н.Д., ¹Лошилов А.Г., ^{1,2}Федоров В.Н., ³Малютина А.Н.

¹Томский государственный университет систем управления
и радиоэлектроники

²Северовосточный федеральный университет

³Национальный исследовательский Томский государственный университет

¹пр. Ленина, 40, Томск, 634050, Россия

ndm@main.tusur.ru

Аннотация: Получено аналитическое решение задачи согласования частотной зависимости времени группового запаздывания СВЧ-устройств путем применения корректоров. Корректоры строятся на основе направленных ответвителей

и фильтрующих элементов, которые включаются в диагональные порты ответвителей. Аналитически решена задача отыскания эквивалентных сопротивлений фильтрующих элементов по заданной частотной зависимости группового времени запаздывания корректоров, согласующих СВЧ -устройства по этому параметру с внесением минимальных потерь.

Ключевые слова: групповое время запаздывания, согласование, направленные ответвители, аналитическое решение согласования цепей.

1. Введение

Проблема согласования частотной зависимости группового времени запаздывания $\tau_{гр}(f)$ решалась в ряде работ [1-3]. В этих статьях исследовано применение С-секций на связанных линиях в качестве корректоров группового времени запаздывания. Мультимодальные корректоры группового времени запаздывания рассмотрены в [4]. СВЧ корректоры группового времени запаздывания с различными типами $\tau_{гр}(f)$ были исследованы в [5]. Теория СВЧ цепей на основе связанных линий для внесения отрицательного группового времени запаздывания (NGD) разработана в [6]. В названных и других работах функция $\tau_{гр}(f)$ имеет определенный вид, характерный для используемой схемы. При настройке путем изменения параметров полосковой структуры или внесением неоднородности удается изменить величину перепада $\tau_{гр}(f)$ и частоту настройки, но вид частотной зависимости не меняется. В связи с этим задача создания СВЧ устройств с произвольной зависимостью $\tau_{гр}(f)$ представляется актуальной.

Как правило, анализ устройств для согласования $\tau_{гр}(f)$ основывается на математической модели, позволяющей подбирать параметры устройств или определять их с помощью оптимизационных процедур в зависимости от исходных данных. Однако на практике более предпочтительно решить обратную задачу: найти по заданной зависимости $\tau_{гр}(f)$ и пределам изменения рабочих характеристик устройства параметры элементов, определяющих вид функции $\tau_{гр}(f)$. При этом важно получить аналитическое выражение для определения неизвестного параметра через заданные параметры.

2. Объект исследования. Анализ

В данной работе аналитически решена задача получения заданной и достаточно произвольной зависимости $\tau_{rp}(f)$ в устройствах на связанных линиях, в диагональные плечи которых включены сосредоточенные элементы с частотно-зависимыми сопротивлениями $z_{r1}(f)$, $z_{r2}(f)$ (рис. 1). Рассматривается наиболее важный для практики частный случай равенства $z_{r1} = z_{r2} = z_r$.

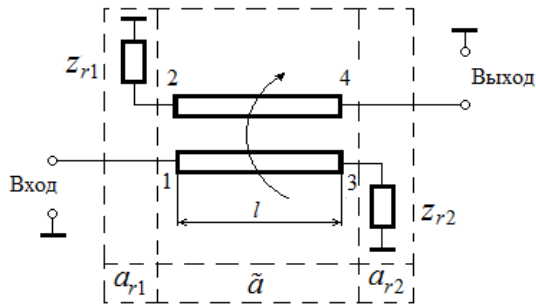


Рис. 1. Структурная схема устройств на связанных линиях с неуравновешенной электромагнитной связью

Схема устройства содержит отрезок связанных полосковых линий (СПЛ) длиной l с неуравновешенной электромагнитной связью и элементы формирования $\tau_{rp}(f)$ с эквивалентным сопротивлением z_r . Анализ схемы рис. 1 рассмотрен исходя из следующего принципа. Параметры, от которых зависят рабочие характеристики устройств, разделены условно на известные и неизвестные. К известным отнесены все параметры структуры, определяющие матрицу передачи связанных линий \tilde{a} . При этом элементы матрицы \tilde{a} зависят от частоты. Выбрав частотную сетку, мы определяем на ней множество коэффициентов матрицы передачи $\{\tilde{a}(f_k)\}$, где f_k – множество частот, на котором определены коэффициенты матрицы \tilde{a} . Ко второй группе параметров отнесены параметры элементов формирования $\tau_{rp}(f)$ с эквивалентным сопротивлением z_r , которое так же, как \tilde{a} , зависит от частоты и определяются на той же сетке частот f_k .

Анализ схемы, показанной на рис. 1, проведен путем разбиения ее на три каскадно включенных восьмиполосника с $ABCD$ матрицами. В результате получена матрица передачи восьмиполосника $a = a_{r1} \times \tilde{a} \times a_{r2}$. Матрица \tilde{a} определена в наиболее общем виде по работе [7]. Выполнив

перемножение матриц для схемы рис. 1, получаем матрицу передачи a устройства. Порты 2 и 3 в схеме устройства не нагружены на внешние нагрузки, поэтому осуществлен переход от восьмиполюсника к производному четырехполюснику с матрицей \bar{a} :

$$\begin{aligned}\bar{a}_{11} &= \tilde{a}_{12} - \frac{(\tilde{a}_{11}z_{r2} + \tilde{a}_{13})(\tilde{a}_{22} + \tilde{a}_{42}z_{r1})}{\Delta}, & \bar{a}_{12} &= \tilde{a}_{14} - \frac{(\tilde{a}_{11}z_{r2} + \tilde{a}_{13})(\tilde{a}_{24} + \tilde{a}_{44}z_{r1})}{\Delta}, \\ \bar{a}_{21} &= \tilde{a}_{42} - \frac{(\tilde{a}_{41}z_{r2} + \tilde{a}_{44})(\tilde{a}_{22} + \tilde{a}_{42}z_{r1})}{\Delta}, & \bar{a}_{22} &= \tilde{a}_{34} - \frac{(\tilde{a}_{31}z_{r2} + \tilde{a}_{33})(\tilde{a}_{24} + \tilde{a}_{44}z_{r1})}{\Delta}, \\ \Delta &= \tilde{a}_{21}z_{r2} + z_{r1}(\tilde{a}_{41}z_{r2} + \tilde{a}_{43}).\end{aligned}\quad (1)$$

Выполнив нормировку матрицы \bar{a} , переходим к отысканию волновой матрицы передачи T и затем получаем формулу для определения коэффициента передачи устройства в виде коэффициента S_{21} матрицы рассеяния:

$$S_{21} = 2 \left[(\sigma_1 \cdot z_r^2 + \sigma_2 \cdot z_r + \sigma_3) / (\tilde{a}_{41} \cdot z_r^2 + (\tilde{a}_{21} + \tilde{a}_{43}) \cdot z_r + \tilde{a}_{23}) \right]^{-1}, \quad (2)$$

где коэффициенты σ_1 , σ_2 , σ_3 выражаются через элементы матрицы \tilde{a} .

3. Аналитические соотношения (синтез)

Возможность создания корректоров группового времени запаздывания $\tau_{гр} = -\partial\varphi/\partial\omega$ основывается на возможности управления фазовым сдвигом φ путем обеспечения требуемой частотной зависимости $z_r(f)$. При этом должны выполняться определенные условия для $\text{Re}(z_r)$ и для $\text{Im}(z_r)$. Первое условие $\text{Re}(z_r) \geq 0$ означает реализуемость пассивного варианта корректора. Второе условие для $\text{Im}(z_r)$ состоит в том, чтобы частотная зависимость $\text{Im}(z_r(f))$ обеспечивала отклонение вносимого фазового сдвига от линейной функции так, чтобы $\tau_{гр} = -\partial\varphi/\partial\omega$ соответствовало заданной зависимости $\tau_{гр}(f)$. Следовательно, исходные условия для решения задачи получения аналитических выражений упрощаются, т.к. из экспериментальных данных известно, что при малых значениях $\text{Re}(z_r)$ и при вариации $\text{Im}(z_r)$ в широких пределах возвратные потери $|S_{11}|$ изменяются незначительно.

Исходя из свойств противонаправленного ответвителя, используемого в схеме по рис. 1, указанные условия позволяют получить минимальные вносимые потери, изменяющиеся в зависимости от частоты в преде-

лах небольшого допущения. Неизвестной является функция $z_r(f)$, при которой получается заданная $\tau_{rp}(f)$.

Обратившись к соотношению (2), можем записать уравнение (3) для отыскания z_r при заданном коэффициенте передачи S_{21}^A и известных параметрах базового звена на основе связанных линий:

$$S_{21}^A \left(\sigma_1 \cdot z_r^2 + \sigma_2 \cdot z_r + \sigma_3 \right) - 2 \left[\tilde{a}_{41} \cdot z_r^2 + (\tilde{a}_{21} + \tilde{a}_{43}) \cdot z_r + \tilde{a}_{23} \right] = 0. \quad (3)$$

Из (3) получаем приведенное квадратное уравнение относительно z_r с комплексными коэффициентами b и c :

$$z_r^2 + bz_r + c = 0, \quad (4)$$

$$b = \frac{2(\tilde{a}_{21} + \tilde{a}_{43}) - S_{21}\sigma_2}{2\tilde{a}_{41} - S_{21}\sigma_1}, \quad c = \frac{2\tilde{a}_{23} + \tilde{a}_{43} - S_{21}\sigma_3}{2\tilde{a}_{41} - S_{21}\sigma_1}.$$

Решение уравнения дает два корня:

$$z1_r = (-b + \Delta) / 2; \quad z2_r = (-b - \Delta) / 2; \quad \Delta = \sqrt{b^2 - 4c}. \quad (5)$$

Приведем пример определения z_r в результате решения уравнения (4).

Зададим частоту $f = 0,625$ ГГц, коэффициент передачи $S_{21}^A = 0,984 \cdot e^{i \cdot 1,633}$. Вычислив по формуле (5) $z1_r$ и $z2_r$, получаем: $z1_r = 10^4$, $z2_r = -47,088 - 0,978i$.

Очевидно, что второй корень не отвечает физическому ограничению на реализацию отрицательного активного сопротивления. Первый корень соответствует результатам анализа и эксперимента и, следовательно, физически обоснован.

4. Расчетные и экспериментальные результаты

Выполнен расчет $z_r(f)$ с использованием соотношений (1) – (5) по заданной частотной зависимости $\tau_{rp}(f)$ (рис. 2). Расчет корректора с ниспадающей частотной зависимостью τ_{rp} проведен в диапазоне час-

тот 0,3-0,7 ГГц. Задача решалась восстановлением частотной зависимости $\varphi(f) = \arg(S_{21}(f))$.

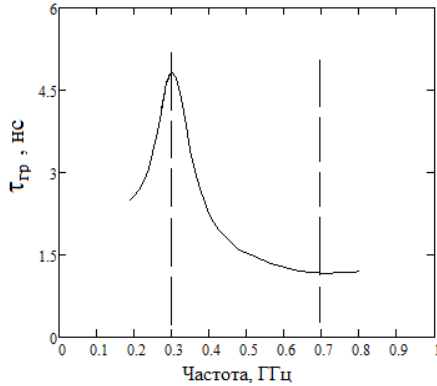


Рис. 2. Заданная нисходящая частотная зависимость $\tau_{гр}$ корректора

Было задано максимально возможное ослабление сигнала -0.5 дБ. В результате получены зависимости $\text{Im}(z_{1r}(f))$ и $\text{Re}(z_{1r}(f))$, показанные на рис. 3 и рис. 4. По полученной частотной характеристике $z_{r1}(f)$ была синтезирована электрическая цепь. Структурно она состоит из двух параллельных колебательных контуров, соединенных последовательно.

Сравнение экспериментальной и расчетной частотной зависимости $\tau_{гр}(f)$ показаны на рис. 5.

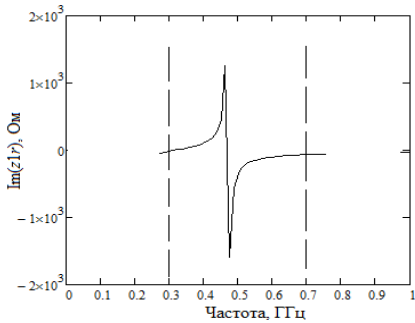


Рис. 3. Синтезированная зависимость $\text{Im}(z_r(f))$

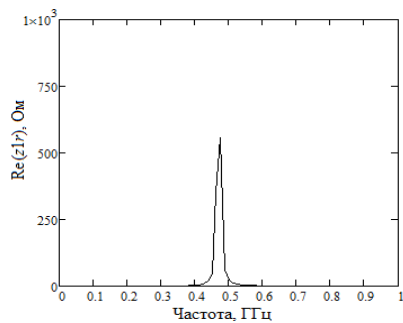


Рис. 4. Синтезированная зависимость $\text{Re}(z_r(f))$

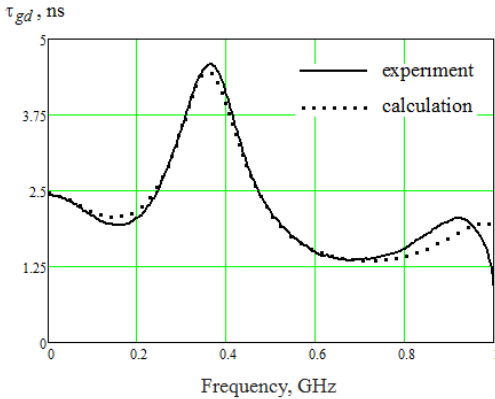


Рис. 5. Сравнение экспериментальных и расчетных зависимостей $\tau_{gp}(f)$

разную чувствительность к изменению модуля и фазы при изменении $\text{Re}(z_{1r}(f))$ и $\text{Im}(z_{1r}(f))$. Это позволяет разрабатывать корректоры ГВЗ с мало изменяющимися потерями, а также корректоры амплитуды с небольшими отклонениями фазовых сдвигов.

Заключение

Таким образом, получено аналитическое решение задачи синтеза согласования частотной зависимости группового времени запаздывания СВЧ устройств, построенных на основе отрезков связанных полосковых линий. Синтез основан на решении обратной задачи отыскания частотной зависимости сопротивлений элементов с эквивалентным сопротивлением z_r , включенных в диагональные плечи отрезка связанных линий.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа была финансово поддержана Министерством образования и науки РФ, соглашение 14.577.21.0279 от 26 сентября 2017 г., идентификатор RFMEFI57717X0279.

Список литературы

[1] Drogalev S.V., Malyutin N.D. Use of a C section with unbalanced electromagnetic coupling in group delay correctors //Telecommunications and Radio Engineering (English translation of *Elektrosvyaz and Radiotekhnika*), Vol. 49, No 3, 1995, pp. 88-93.
 [2] Xiaoyi Wang, Lianfeng Zou, and Christophe Caloz. Tunable C-Section Phaser for Dynamic Analog Signal Processing. 32nd URSI GASS, Montreal, 19–26 August 2017, pp. 1-3. DOI 10.23919/URSIGASS.2017.8105269.

5. Обсуждение результатов

Из формул (2) и (3) очевидно следует возможность корректировать не только групповое время запаздывания, но и амплитуду проходящего сигнала. Для этого необходимо задавать $\varphi(f) = \arg(S_{21}(f))$ и $|S_{21}(f)|$.

Эксперименты показали, что схемы корректоров обоих типов показывают

[3] Lianfeng Zou, Shulabh Gupta, and Christophe Caloz. Loss-Gain Equalized Reconfigurable C-Section. *Analog Signal Processor // IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, 2017, Vol. 65, No 2, pp. 555 – 564. DOI 10.1109/TMTT.2016.2615920.

[4] Manichkin A.N., Maljutin N.D. Multimodal groupdelay time equalizers. 3rd International Symposium on Application of the Conversion Research Results for International Cooperation, SIBCONVERS 1999. Proceedings, Vol. 1, 1999, pp. 103-104. DOI:10.1109/SIBCON.1999.771770.

[5] Semyonov E.V., Mileshina Y.E. Choice of crypto protection realization a cosounding board on the base of the phase filters. 3rd International Symposium on Application of the Conversion Research Results for International Cooperation, SIBCONVERS 1999, Proceedings, Vol. 1, pp. 99-100. DOI 10.1109/SIBCON.1999.771768.

[6] Blaise Ravelo. Theory of Coupled Line Coupler-Based Negative Group Delay Microwave Circuit // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2016, Vol. 64, No 11, pp. 3604 – 3611. DOI: 10.1109/TMTT.2016.2604316.

[7] Vorob'ev, P.A., Malyutin, N.D., Federov, V.N. Quasi-T-waves in devices using coupled strip lines with unbalanced electromagnetic coupling // *Radio Engineering and Electronic Physics (English translation of Radiotekhnika i Elektronika)*. 1982. 27 (9), pp. 38-44.

References

[1] Drogalev S.V., Malyutin N.D. Use of a C section with unbalanced electromagnetic coupling in group delay correctors. *Telecommunications and Radio Engineering (English translation of Elektrosvyaz and Radiotekhnika)*, Vol. 49, No 3, 1995, pp. 88-93.

[2] Xiaoyi Wang, Lianfeng Zou, and Christophe Caloz. Tunable C-Section Phaser for Dynamic Analog Signal Processing. 32nd URSI GASS, Montreal, 19–26 August 2017, pp. 1-3. DOI 10.23919/URSIGASS.2017.8105269.

[3] Lianfeng Zou, Shulabh Gupta, and Christophe Caloz. Loss-Gain Equalized Reconfigurable C-Section. *Analog Signal Processor. IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, 2017, Vol. 65, No 2, pp. 555 – 564. DOI 10.1109/TMTT.2016.2615920.

[4] Manichkin A.N., Maljutin N.D. Multimodal groupdelay time equalizers. 3rd International Symposium on Application of the Conversion Research Results for International Cooperation, SIBCONVERS 1999, Proceedings, Vol. 1, pp. 103-104. DOI 10.1109/SIBCON.1999.771770.

[5] Semyonov E.V., Mileshina Y.E. Choice of crypto protection realization a cosounding board on the base of the phase filters. 3rd International Symposium on Application of the Conversion Research Results for International Cooperation, SIBCONVERS 1999, Proceedings, Vol. 1, pp. 99-100. DOI 10.1109/SIBCON.1999.771768.

[6] Blaise Ravelo. Theory of Coupled Line Coupler-Based Negative Group Delay Microwave Circuit, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2016, Vol. 64, No 11, pp. 3604 – 3611. DOI: 10.1109/TMTT.2016.2604316.

[7] Vorob'ev P.A., Malyutin N.D., Federov V.N. Quasi-T-waves in devices using coupled strip lines with unbalanced electromagnetic coupling. *Radio Engineering and Electronic Physics (English translation of Radiotekhnika i Elektronika)*. 1982. 27 (9), pp. 38-44.

Acknowledgements

The work was financially supported by the Ministry of Education and Science of the Russian Federation, the agreement 14.577.21.0279 of September 26, 2017, identifier RFMEFI57717X0279.