

УДК 621.372.0

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ СИНТЕЗ МНОГОПОЛОСОВЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ

Г.Н. Девятков

Новосибирский государственный технический университет

При решении ряда технических задач часто появляется необходимость в создании устройств, работающих в нескольких полосах рабочих частот. Это приводит к проблеме синтеза многополосовых фильтров, которая решается достаточно просто при чисто активном внутреннем сопротивлении источника сигнала и нагрузки. В случае же, когда внутреннее сопротивление источника сигнала и нагрузки является комплексным, наряду с этим возникает еще проблема согласования. Это приводит к необходимости решения задачи синтеза широкополосных многополосовых цепей, связывающих комплексное внутреннее сопротивление источника сигнала и нагрузки. В данной работе использование методов построения хорошего начального приближения, позволяющих получить структуру собственных функций устройства адекватно поставленной задаче с последующей оптимизацией на ЭВМ, позволяет осуществить синтез широкополосных многополосовых согласующих цепей в сосредоточенном элементном базисе при произвольных адмитансах источника сигнала и нагрузки.

Ключевые слова: широкополосное согласование, многополосовые устройства, собственные функции, произвольные иммитансы.

DOI: 10.17212/1727-2769-2023-1-31-38

Введение

При построении радиотехнических трактов, работающих в нескольких полосах рабочих частот, часто возникает необходимость в многополосовых устройствах, задача синтеза которых при активных внутреннем сопротивлении источника сигнала и нагрузки в сосредоточенном элементном базисе решается, как правило, достаточно просто и эффективно с использованием соответствующих реактансных преобразований частоты [1, 2], позволяющих получить любой интересующий класс фильтров. В то же время во многих задачах внутреннее сопротивление источника сигнала и нагрузки является комплексным и появляется необходимость предварительного решения задач согласования, что усложняет в целом разрабатываемое устройство. В связи с этим возникает задача синтеза многополосовых фильтрующих устройств, согласующих одновременно внутреннее сопротивление источника сигнала и нагрузки, которые могут быть комплексными. Разработке метода согласования комплексных нагрузок на заданном множестве частот (многочастотных согласующих устройств) в сосредоточенном элементном базисе посвящена работа А. А. Головова [3], основанная на решении уравнений, вытекающих из равенства реальной и мнимой составляющих иммитанса линии передачи и входного иммитанса согласующего устройства. В работе [4] исследуется возможность использования реактансного преобразования частоты для синтеза двухполосовой согласующей цепи, а в работе [5] – модифицированного частотного преобразования и аналитической методики к решению этой же задачи. Таким образом, проблема синтеза многополосовых устройств, согласующих произвольные иммитансы источника сигнала и нагрузки в сосредоточенном электрическом

элементном базисе и позволяющих расширить полосы рабочих частот за счет более рационального использования площади, определяемой интегральным ограничением, связанным с комплексным характером внутреннего сопротивления источника сигнала и нагрузки, остается открытой.

1. Метод решения

В данной работе ограничим класс решаемых задач сосредоточенным элементарным базисом, а также учтем результативность подхода, используемого при автоматизированном синтезе широкополосных реактивных согласующих четырехполосников, связывающих произвольные иммитансы источника сигнала и нагрузки и позволяющего найти его собственные функции, имеющие минимальную сложность, при которых коэффициент преобразования мощности удовлетворяет поставленным требованиям с одновременным выполнением ограничений, обеспечивающих физическую реализуемость [6]. Предложенный подход, как и в случае реактивного четырехполосника, имеет смысл использовать при синтезе многополосовых согласующе-фильтрующих устройств, распространив его на многополосовой случай. Тогда решение задачи синтеза многополосовой согласующей цепи с оптимальной амплитудно-частотной характеристикой может быть также осуществлено в два этапа. Здесь необходимо только учесть, что решение должно строиться на множестве заданных полос рабочих частот.

Для нахождения решения задачи на первом этапе используется система уравнений идеального согласующего четырехполосника [6]:

$$\left. \begin{aligned} z_{11}(s) &= -j \operatorname{Im} z_1(s) + j \operatorname{Re} z_1(s) \operatorname{ctg} \varphi(\omega) \\ z_{22}(s) &= -j \operatorname{Im} z_2(s) + j \operatorname{Re} z_2(s) \operatorname{ctg} \varphi(\omega) \\ z_{21}(s) &= \pm j \sqrt{\operatorname{Re} z_1(s) \operatorname{Re} z_2(s)} / \sin \varphi(\omega) \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

$$\left. \begin{aligned} y_{11}(s) &= -j \operatorname{Im} y_1(s) + j \operatorname{Re} y_1(s) \operatorname{ctg} \varphi(\omega) \\ y_{22}(s) &= -j \operatorname{Im} y_2(s) + j \operatorname{Re} y_2(s) \operatorname{ctg} \varphi(\omega) \\ y_{21}(s) &= \mp j \sqrt{\operatorname{Re} y_1(s) \operatorname{Re} y_2(s)} / \sin \varphi(\omega) \end{aligned} \right\}. \quad (2)$$

где $z_{11}(s)$, $z_{22}(s)$, $z_{21}(s)$ ($y_{11}(s)$, $y_{22}(s)$, $y_{21}(s)$) – собственные функции реактивного согласующего четырехполосника в виде первой (второй) формы Фостера; $s = j\omega$, $z_1(s)$ и $z_2(s)$ – иммитансы источника сигнала и нагрузки в заданных полосах рабочих частот, которые в общем случае могут носить произвольный характер; $\varphi(\omega)$ – фаза рабочего коэффициента преобразования $t(s)$.

Фаза рабочего коэффициента преобразования $t(s)$ описывается линейной зависимостью $\varphi(\omega) = k_0 + k_1\omega$. Значения коэффициентов k_0 и k_1 определяются из решения системы уравнений

$$\left. \begin{aligned} \varphi_n &= k_0 + k_1\omega_n \\ \varphi_n &= k_0 + k_1\omega_n \end{aligned} \right\},$$

где ω_n и ω_n – нижняя граница первой и верхняя граница n -й рабочих полос пропускания многополосового устройства.

При этом правые части уравнений позволяют, с одной стороны, обоснованно выбрать структуру функций $z_{11}(s), z_{22}(s), z_{21}(s)$ ($y_{11}(s), y_{22}(s), y_{21}(s)$), ограничиваясь минимальным числом членов, и установить границы изменения фазы $\varphi(\omega)$ рабочего коэффициента преобразования, а с другой – дают информацию об их предельных значениях, к которым они должны стремиться.

Это приводит к следующей аппроксимационной задаче:

$$\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^3 P_j(\omega_i) \delta_j^2(\omega_i, \mathbf{x}_m) \rightarrow \min, \quad (3)$$

$$\omega_i \in E_\omega,$$

где $P_j(\omega_i)$ – весовые множители; $\delta_j(\omega_i, \mathbf{x}_m) = \frac{b_j(\omega_i, \mathbf{x}_m) - f_j(\omega_i)}{f_j(\omega_i)}$; $b_j(\omega_i, \mathbf{x}_m)$ –

левые части уравнений (1) или (2), соответствующие выбранным функциям $z_{11}(s), z_{22}(s), z_{21}(s)$ ($y_{11}(s), y_{22}(s), y_{21}(s)$); $f_j(\omega_i)$ – правые части уравнений (1) или (2); \mathbf{x}_m – вектор искомых параметров; E_ω – область аппроксимации, включающая в себя q заданных полос рабочих частот.

Дифференцируя выражение (3) по компонентам вектора \mathbf{x}_m и приравнявая к нулю, получаем систему m нелинейных уравнений с m неизвестными

$$\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^3 P_j(\omega_i) \delta_j(\omega_i, \mathbf{x}_m) \frac{\partial \delta_j(\omega_i, \mathbf{x}_m)}{\partial x_r} = 0, \quad (4)$$

$$r \in \{1, \dots, m\},$$

решение которой и является решением задачи на первом этапе.

На втором этапе решения задачи синтеза осуществляется минимизация максимального отклонения коэффициента преобразования мощности $G(-s) = t(s)t^*(s)$ в заданной полосе частот от идеальной характеристики:

$$\max(1 - G(\omega_i, \mathbf{x}_m)) \rightarrow \min, \quad (5)$$

$$\omega_i \in E_\omega$$

с учетом условий физической и схемной реализуемости многополосового четырехполюсника.

Учитывая достаточно хорошее начальное приближение, получаемое на первом этапе решения задачи, а также необходимость учета ограничений на физическую и схемную реализуемость, целесообразно для решения задачи (5) применить методы, не использующие чебышевской специфики.

В этом плане использование метода возможных направлений [7] становится предпочтительным, так как он базируется в основном на задаче линейного программирования, где достаточно просто и оперативно могут быть учтены ограничения на физическую и схемную реализуемость.

2. Пример, иллюстрирующий работу метода

Рассмотрим эффективность работы предложенного метода синтеза двухполосового устройства, согласующего внутреннее сопротивление источника сигнала с комплексной нагрузкой, в сосредоточенном элементном базисе в заданных

диапазонах частот $\omega_1 \dots \omega_2 = 0,646 \dots 0,775$, $\omega_3 \dots \omega_4 = 1,292 \dots 1,55$ комплексную нагрузку z_2 , состоящую из параллельного соединения сопротивления $R_2 = 3,7$ и емкости $C_2 = 0,63$ с активным внутренним сопротивлением источника сигнала $R_1 = 1,0$.

Учитывая структуру согласуемых иммитансов, будем решать задачу синтеза двухполосовой согласующей цепи с использованием Y -матричного представления, так как это позволит упростить решение.

Анализируя правую часть уравнения (2) для определения функции $y_{21}(s)$, а также учитывая необходимость нахождения решения в двух заданных полосах частот, устанавливаем возможные структуры функций $y_{21}(s)$, соответствующие сформулированной задаче:

$$\begin{aligned} y'_{21}(s) &= -\frac{k_{21}^0}{s} - \frac{2k_{21}^1 s}{s^2 - s_1^2}, \quad k_{21}^0 \geq 0, \quad k_{21}^1 \geq 0; \\ y''_{21}(s) &= -\frac{2k_{21}^1 s}{s^2 - s_1^2} - \frac{2k_{21}^2 s}{s^2 - s_2^2}, \quad k_{21}^1 \geq 0, \quad k_{21}^2 \geq 0; \\ &\vdots \end{aligned}$$

Из перечисленных функций останавливаемся на функции $y''_{21}(s)$, учитывая одинаковую относительную ширину полос пропускания $W_1 = W_2 = 0,182$.

Анализируя правые части уравнений для определения $y_{11}(s)$ и $y_{22}(s)$ (2) устанавливаем, что в данном случае наиболее простую структуру будет иметь функция $y_{11}(s)$:

$$y_{11}(s) = \frac{2k_{11}^1 s}{s^2 - s_1^2} + \frac{2k_{11}^2 s}{s^2 - s_2^2}, \quad k_{11}^1 \geq 0, \quad k_{11}^2 \geq 0,$$

а функция $y_{22}(s)$ является более сложной:

$$\begin{aligned} y_{22}(s) &= \frac{k_{22}^0}{s} + \frac{2k_{22}^1 s}{s^2 - s_1^2} + \frac{2k_{22}^2 s}{s^2 - s_2^2} + \frac{2k_{22}^3 s}{s^2 - s_3^2}, \\ k_{22}^0 &\geq 0, \quad k_{22}^1 \geq 0, \quad k_{22}^2 \geq 0, \quad k_{22}^3 \geq 0, \end{aligned}$$

учитывая комплексность нагрузки, а также необходимость выполнения ограничений

$$k_{11}^1 k_{22}^1 - (k_{21}^1)^2 = 0, \quad k_{11}^2 k_{22}^2 - (k_{21}^2)^2 = 0,$$

так как s_1 и s_2 находятся внутри полос пропускания.

Решение задачи на первом этапе находим на дискретном множестве частот $E_\omega = \{0,646, 0,66, \dots, 0,775, 1,292, 1,32, \dots, 1,55\}$, с последующим улучшением решения на втором этапе.

В результате решения получаем следующую Y -матрицу двухполосовой согласующей цепи:

$$y = \begin{bmatrix} \frac{2k_{11}^1 s}{s^2 + \omega_1^2} + \frac{2k_{11}^2 s}{s^2 + \omega_2^2} & -\frac{2k_{12}^1 s}{s^2 + \omega_1^2} - \frac{2k_{12}^2 s}{s^2 + \omega_2^2} \\ -\frac{2k_{12}^1 s}{s^2 + \omega_1^2} - \frac{2k_{12}^2 s}{s^2 + \omega_2^2} & \frac{k_{22}^0}{s} + \frac{2k_{22}^1 s}{s^2 + \omega_1^2} + \frac{2k_{22}^2 s}{s^2 + \omega_2^2} + \frac{2k_{22}^3 s}{s^2 + \omega_3^2} \end{bmatrix},$$

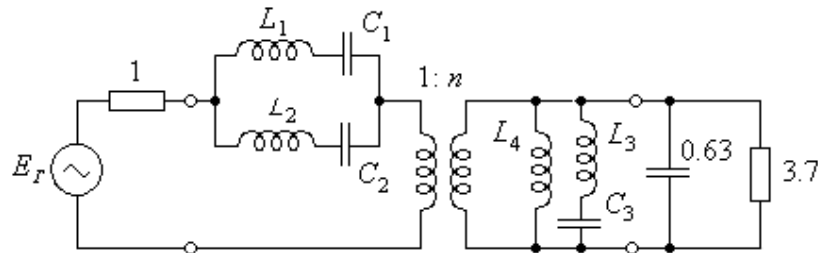
где

$$k_{11}^1 = 0,0972, \quad k_{11}^2 = 0,1922, \quad \omega_1^2 = 0,5128, \quad \omega_2^2 = 1,9563;$$

$$k_{12}^1 = 0,0587, \quad k_{12}^2 = 0,1161; \quad \omega_3^2 = 0,9977;$$

$$k_{22}^0 = 0,6321, \quad k_{22}^1 = 0,0355, \quad k_{22}^2 = 0,0701, \quad k_{22}^3 = 0,1467.$$

По найденной Y -матрице находим реализацию двухполосовой согласующей цепи (рис. 1).



$$L_1 = 5,0602, \quad C_1 = 0,3863, \quad L_2 = 2,5461, \quad C_2 = 0,2005;$$

$$L_3 = 3,4088, \quad C_3 = 0,2946, \quad L_4 = 1,5784, \quad n = 1,654$$

Рис. 1 – Двухполосовая согласующая цепь

Fig. 1 – Two-way matching circuit

На рис. 2 приведен соответствующий график коэффициента преобразования мощности.

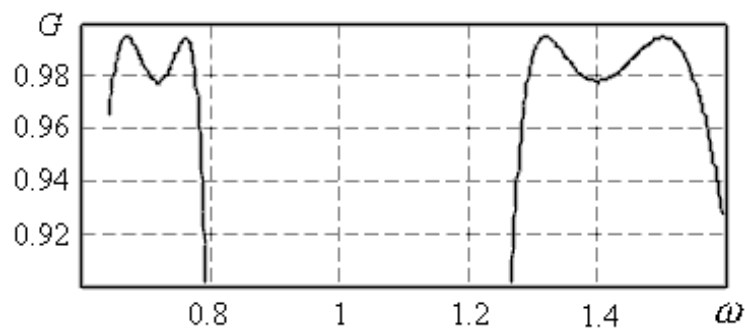


Рис. 2 – Коэффициент преобразования мощности двухполосовой цепи

Fig. 2 – Power conversion factor of a two-way circuit

В рабочих полосах пропускания минимальный коэффициент преобразования мощности G_{\min} и неравномерность коэффициента преобразования мощности ΔG одинаковы и составляют $G_{\min} = 0,978$, $\Delta G = 0,017$.

Производя эквивалентные преобразования, можно синтезированную двухполосовую согласующую цепь легко привести к виду, не содержащему идеальный трансформатор (рис. 3).

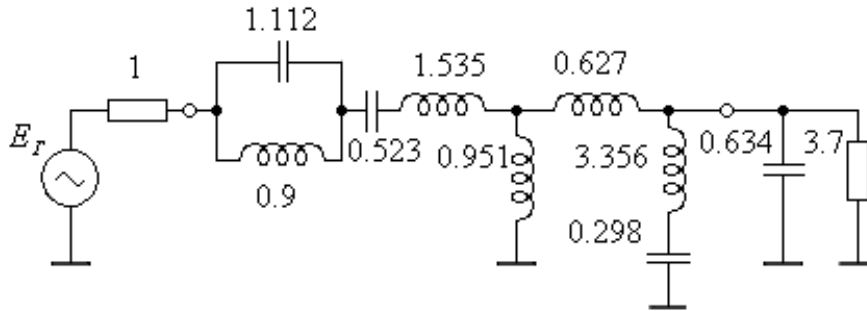


Рис. 3 – Преобразованная двухполосовая согласующая цепь

Fig. 3 – Converted two-way matching network

Заключение

Показано, что в общем случае синтез многополосовой цепи, согласующей произвольные иммитансы источника сигнала и нагрузки с оптимальными частотно-амплитудными характеристиками, базируется на методе синтеза широкополосного согласующего четырехполосника, предложенного в [6]. Использование двухэтапной процедуры позволяет адекватно поставленной задаче выбрать структуру собственных функций в заданных полосах частот и построить начальное приближение тяготеющего к глобально-оптимальному решению или близкому к таковому с последующим нахождением оптимального решения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Чавка Г.Г. Многополосовое преобразование частоты // Известия высших учебных заведений СССР. Радиоэлектроника. – 1968. – № 12. – С. 1315–1318.
2. Гиллемин Е.А. Синтез пассивных цепей. – М.: Связь, 1970. – 720 с.
3. Головков А.А. Синтез многочастотных амплитудных и фазовых манипуляторов отраженного сигнала на элементах с сосредоточенными параметрами // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1991. – № 11. – С. 22–28.
4. Девятков Г.Н. Синтез широкополосных преобразователей частоты: монография. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1997. – 109 с.
5. Янцевич М.А., Филиппович Г.А. Методика синтеза квазидвухполосовых согласующих устройств // Доклады БГУИР. – 2020. – № 18 (2). – С. 71–79.
6. Девятков Г.Н. Автоматизированный синтез широкополосных согласующих устройств, связывающих произвольные иммитансы источника сигнала и нагрузки // Научный вестник НГТУ. – 2004. – № 1 (16). – С. 155–165.
7. Ланнэ А.А. Оптимальный синтез электронных схем. – М.: Связь, 1978. – 336 с.

AUTOMATED SYNTHESIS OF MULTIBAND MATCHING DEVICES

Devyatkov G.N.

Novosibirsk State Technical Universit, Novosibirsk, Russia

When solving a number of technical problems, it often becomes necessary to create devices that operate in multiple operating frequency bands. This leads to the problem of designing multiband filters, which is solved quite simply with a purely active internal resistance of the signal source and load. In the case when the internal resistance of the signal source and load are complex, Along with this, there is also the problem of coordination. This leads to the need to solve the problem synthesis of broadband multiband circuits connecting complex internal resistance signal source and load. In this paper, the use of methods for constructing a good initial approximations that make it possible to obtain the structure of the eigenfunctions of the device of an adequately problem with subsequent optimization on a computer, allows the synthesis of broadband multiband matching circuits in a lumped element basis for arbitrary admittances signal source and load.

Keywords: broadband matching, multiband devices, eigenfunctions, arbitrary immitances.

DOI: 10.17212/1727-2769-2023-1-31-38

REFERENCES

1. Chavka G.G. Mnogopolosovoe preobrazovanie chastoty [Multiband frequency conversion]. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii SSSR. Radioelektronika = Radioelectronics and Communications Systems*, 1968, no. 12, pp. 1315–1318. (In Russian).
2. Gillemmin E.A. *Sintez passivnykh tsepei* [Synthesis of passive circuits]. Moscow, Svyaz' Publ., 1970. 712 p.
3. Golovkov A.A. Sintez mnogochastotnykh amplitudnykh i fazovykh manipulyatorov otrazhen-nogo signala na elementakh s sosredotochennymi parametrami [Synthesis of multi-frequency amplitude and phase manipulators of the reflected signal on elements with lumped parameters]. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii. Radioelektronika = Radioelectronics and Communications Systems*, 1991, no. 11, pp. 22–28. (In Russian).
4. Devyatkov G.N. *Sintez shirokopolosnykh preobrazovatelei chastoty* [Synthesis of broadband frequency converters]. Novosibirsk, NSTU Publ., 1997. 109 p.
5. Yantsevich M.A., Filipovich H.A. Metodika sinteza kvazidvukhpolosovykh soglasuyushchikh ustroystv [The metod of synthesis of quasi-dual-band matching device]. *Doklady BGUIR*, 2020, no. 18 (2), pp. 71–79. (In Russian).
6. Devyatkov G.N. Avtomatizirovannyi sintez shirokopolosnykh soglasuyushchikh ustroystv, svyazyvayushchikh proizvol'nye immitansy istochnika signala i nagruzki [Automatic synthesis of broad-band matching devices connecting arbitrary immitance of signals source and load]. *Nauchnyi vestnik Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta = Science bulletin of the Novosibirsk state technical university*, 2004, no. 1 (16), pp. 155–165.
7. Lanne A.A. *Optimal'nyi sintez elektronnykh skhem* [Optimal synthesis of electronic circuits]. Moscow, Svyaz' Publ., 1978. 336 p.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



Девятков Геннадий Никифорович – родился в 1945 году, д-р техн. наук, профессор, профессор кафедры конструирования и технологии радиоэлектронных средств Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: автоматизированный синтез активных и пассивных устройств СВЧ. Опубликовано 200 научных работ, в том числе две монографии. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: devyatkovgn@mail.ru).

Devyatkov Gennady Nikiforovich (b. 1945) – Doctor of Sciences (Eng.), Professor, Professor of the Department of Design and Technology of Radioelectronic Means of the Novosibirsk State Technical University. Research interests: automated synthesis of active and passive microwave devices. Published 200 scientific papers, including 2 monographs. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: devyatkovgn@mail.ru).

*Статья поступила 15 декабря 2022 г.
Received December 15, 2022*

To Reference:

Devyatkov G.N. Avtomatizirovannyi sintez mnogopolosovykh soglasuyushchikh ustroystv [Automated synthesis of multiband matching devices]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2023, no. 1 (58), pp. 31–38. DOI: 10.17212/1727-2769-2023-1-31-38.