

УДК 621.372.512

Структурно-параметрический синтез многополосных согласующих цепей на основе комплексного критерия соответствия идеальному фильтру

**А.С. КОНОПЛИЦКИЙ,**адъюнкт кафедры автоматки, радиолокации и приемо-передающих устройств
УО «Военная академия Республики Беларусь»

В статье приведена методика структурно-параметрического синтеза многополосных частотно-избирательных цепей на основе внутриполосного комплексного критерия соответствия идеальному фильтру в полосе пропускания и межполосного чебышевского критерия. Показана возможность компромиссного обеспечения равномерности амплитудно-частотной (АЧХ) и линейности фазочастотной (ФЧХ) характеристик при численном решении задач многополосного согласования комплексных нагрузок.

Введение. Для обеспечения высокой помехоустойчивости и требуемой пропускной способности современные радиотехнические системы в соответствии с принятыми международными нормами все чаще используют многодиапазонный режим работы. В современной аппаратуре связи, работающей в различных радиодиапазонах, часто требуются фильтры и согласующие цепи с несколькими полосами пропускания, соответствующими различным стандартам беспроводных коммуникаций (IEEE 806.11, IEEE 806.16, GSM, LTE, GPS, CDMA, DVBT/T2 и др.) [1]. Например, WLAN работает на центральных частотах 2,4 ГГц / 5 ГГц, сотовая связь – 850 МГц / 900 МГц, 950 МГц / 1800 МГц, глобальные спутниковые системы позиционирования ГЛОНАСС, GPS, Galileo также работают в двух диапазонах – L1 и L2. Разработка для таких систем многополосных фильтров и согласующих цепей представляет собой актуальную и сложную инженерную задачу. Аппаратура связи должна обеспечивать уверенную работу одновременно со всеми поддерживаемыми диапазонами, что накладывает дополнительные требования на частотные характеристики приемо-передающих трактов [2].

Основная часть. Существует несколько подходов к решению задач синтеза многополосных частотно-избирательных цепей: методы синтеза, основанные на использовании многочастотных резонаторов [3]; методы на основе частотных преобразований [4]; параметрические (структурно-параметрические) методы, использующие численные процедуры оптимизации [5]. Подходы первого метода предполагают синтез фильтров на основе мультимодальных резонаторов и позволяют достигать высокой степени миниатюрности синтезируемых устройств. Однако подходы этого типа специфичны и применимы только для СВЧ-устройств, причем дизайн и реализация фильтров высоких порядков с их помощью представляет существенную трудность [1]. Методы второго типа – синтез цепей на основе многополосного частотного преобразования – являются аналитическими либо полуаналитическими. Они осуществляют приведение фильтра нижних частот к многополосной конфигурации за счет замены частотной переменной. Аналитический подход позволяет решить данную задачу просто и математически точно. Применение фильтра-прототипа удобно при синтезе фильтров, а также согласовании простых нагрузок. Такой подход с использованием

прототипа требует преобразования к низкочастотной форме согласуемой нагрузки, что не всегда является удобным и реализуемым для сложных нагрузок [6]. В то же время сложность таких преобразований быстро растет с увеличением числа полос пропускания, а обслуживаемые спецификации, как правило, ограничиваются симметричными.

На данный момент в силу широкого применения вычислительной техники в задачах синтеза большое внимание уделяется развитию параметрических методов, связанных с синтезом оптимальных частотно-избирательных цепей. Под оптимальным для заданной многополосной спецификации понимается согласующая цепь, обеспечивающая с заданной точностью частотные характеристики согласно выбранному критерию [6]. Важной стороной параметрического синтеза является выбор критерия, по которому определяются свойства широкополосных частотно-избирательных цепей. В работах [7, 8] представлены два широко используемых критерия: чебышевский и среднестепенной. Данные критерии применяются для приближения амплитудно-частотной либо фазочастотной характеристики синтезированной цепи к соответствующей характеристике идеального фильтра [5, 9, 10]. Однако приближение к идеальному фильтру только по АЧХ не всегда является достаточным при работе с широкополосными сигналами, которые требуют высокой линейности ФЧХ передающей широкополосной частотно-избирательной цепи.

Совместное приближение АЧХ и ФЧХ синтезируемой цепи к характеристикам идеального фильтра было предложено в работах [11, 12]. Согласно методике, приведенной в данных работах, в качестве исходной выбирается аппроксимирующая функция коэффициента передачи минимально-фазового четырехполосника, все параметры которой используются для обеспечения требований к АЧХ. Затем выбирается аппроксимирующая функция неминимально-фазовой цепи, имеющей постоянный коэффициент передачи. Функция передачи всей цепи определяется произведением функций передачи. Такой метод синтеза получил название метода фазового корректирования [12]. Обычно он не приводит к оптимальному результату, поскольку все параметры передаточной функции используются неэффективно. Кроме того, для получения линейной ФЧХ в полосе пропускания степень передаточной функции возрастает в n -е количество раз без какого-либо увеличения селективности [12].

В [13] предложен комплексный критерий оценки соответствия идеальному фильтру в полосе пропускания. В [14] представлена методика решения задач параметрического синтеза

частотно-избирательных цепей, разработанная на основе предложенного критерия. Данный критерий представляется системой уравнений:

$$1 - \left[\max_{b_i} \left(\int_{-1}^1 \hat{K}(\omega, b_i) e^{j\omega t} d\omega \right) \right] \leq \min_{b_i} = \delta, \quad (1)$$

$$\xi(\omega_{\text{mn}}) - K(\omega_{\text{mn}}, b_i) \geq 0$$

где $\hat{K}(\omega, b_i)$ – нормированная аппроксимирующая функция; ω_{mn} – частота в полосе подавления, на которой задается требуемое внеполосное затухание $\xi(\omega_{\text{mn}})$.

Приведенный комплексный критерий позволяет синтезировать частотно-избирательные цепи, обеспечивающие совместный оптимальный выбор требований по равномерности АЧХ и линейности ФЧХ. Необходимо заметить, что согласно критерию (1) оценка соответствия цепи выполняется для низкочастотного прототипа, к которому приводится рассматриваемая широкополосная цепь. Однако такое приведение не всегда является реализуемым для многополосных согласующих цепей. По этой причине будем рассматривать нагрузки, частотная характеристика которых имеет полосовой характер. Второй особенностью многополосных согласующих цепей является выбор дополнительного критерия, определяющего межполосные требования к синтезируемой цепи. Таким образом, применение указанного критерия имеет ряд особенностей при синтезе многополосных частотно-избирательных цепей.

Переход от низкочастотной к полосовой характеристике синтезируемой цепи реализуется частотным преобразованием, приведенным в [15, 16]. Такой переход требует коррекции формы записи выбранного комплексного критерия (1).

Для физической интерпретации критерия в качестве тестового используется идеальный полосовой сигнал. С учетом перехода от низкочастотной к полосовой характеристике синтезируемой цепи математическая модель тестового идеального полосового сигнала, спектр которого ограничен полосами частот шириной $\Delta\omega = \omega_g - \omega_n$ каждая с центрами на частотах $\pm\omega_0$, в пределах этих полос имеет равномерный амплитудно-частотный спектр. Он может быть представлен выражением спектральной плотности [17]:

$$S(j\omega) = \begin{cases} S_0 - \omega_b \leq \omega \leq -\omega_n; \\ \omega_n \leq \omega \leq \omega_b; \\ 0 \text{ вне указанных полос.} \end{cases} \quad (2)$$

Заметим, что во временной области идеальный полосовой сигнал содержит составляющую с

частотой ω_0 [17]. По этой причине наиболее остро встает проблема численного решения систем нелинейных уравнений при наличии локальных максимумов. Для ее решения в задаче предлагается использовать модуль во временной области сигнала, образованного правой либо левой частью спектра идеального полосового сигнала. Нормированный полосовой сигнал, содержащий составляющие спектра только в положительной области, находится с использованием одностороннего обратного преобразования Фурье [17, 18]:

$$u_{\text{вх}}(t) = \frac{1}{\pi} \frac{1}{\omega_{\text{в}} - \omega_{\text{н}}} \int_{\omega_{\text{н}}}^{\omega_{\text{в}}} S_0 e^{j\omega t} d\omega = \frac{2S_0(\omega_{\text{в}} - \omega_0)}{\pi} \frac{\sin(\omega_{\text{в}} - \omega_0)t}{(\omega_{\text{в}} - \omega_0)t} e^{j\omega_0 t} \quad (3)$$

Отклик идеального полосового фильтра с нормированной функцией передачи $K(j\omega)$ на тест-сигнал (3) описывается выражением [18]:

$$u_{\text{вых}}(t) = \frac{2S_0(\omega_{\text{в}} - \omega_0)}{\pi} \frac{1}{\omega_{\text{в}} - \omega_{\text{н}}} \int_{\omega_{\text{н}}}^{\omega_{\text{в}}} K(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (4)$$

Для учета второй особенности применения комплексного критерия, а именно многополосного характера согласуемых цепей, введем дополнительный межполосный чебышевский критерий. Он обеспечивает качественную работу тракта, содержащего синтезируемую многополосную цепь, во всех заданных полосах пропускания. С учетом этого критерий на основе внутриполосного комплексного критерия соответствия идеальному фильтру в заданных полосах пропускания и межполосного чебышевского критерия для параметрического синтеза многополосных частотно-избирательных цепей может быть представлен в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} 1 - \left[\max \left(\left| 2 \frac{1}{\omega_{\text{н}1} - \omega_{\text{н}1}} \int_{\omega_{\text{н}1}}^{\omega_{\text{в}1}} \hat{K}(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \right| \right) \right] &\leq \min_{L_i, C_i} = \delta_1; \\ 1 - \left[\max \left(\left| 2 \frac{1}{\omega_{\text{н}2} - \omega_{\text{н}2}} \int_{\omega_{\text{н}2}}^{\omega_{\text{в}2}} \hat{K}(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \right| \right) \right] &\leq \min_{L_i, C_i} = \delta_2; \\ &\vdots \\ &\vdots \\ &\vdots \\ 1 - \left[\max \left(\left| 2 \frac{1}{\omega_{\text{н}i} - \omega_{\text{н}i}} \int_{\omega_{\text{н}i}}^{\omega_{\text{в}i}} \hat{K}(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \right| \right) \right] &\leq \min_{L_i, C_i} = \delta_i; \end{aligned} \right\} , \quad (5)$$

$d_1 \delta_1 = d_2 \delta_2 = \dots = d_i \delta_i$
 где $\hat{K}(j\omega)$ – искомая нормированная функция передачи цепи согласования; $\omega_{\text{н}i}$, $\omega_{\text{в}i}$ – границы

i -й полосы согласования; δ_i – допустимое отклонение главного лепестка интегральной функции в i -й полосе согласования; d_i – весовой коэффициент.

В настоящее время одним из наиболее эффективных подходов к проектированию согласующих цепей является структурно-параметрический синтез, основанный на построении цепей широкополосного согласования по требованиям к их частотной характеристике. Данный метод позволяет оптимизировать согласующую цепь относительно заданного критерия близости.

Для решения задачи структурно-параметрического синтеза на основе комплексного критерия соответствия идеальному фильтру в полосе пропускания зададим эквивалент сопротивления генератора и нагрузки. Также широкополосную согласующую цепь представим в виде каскадного соединения, состоящего из n в общем случае различных четырехполюсников (рис. 1).

Каждый каскад согласующей цепи представляется в виде последовательной или параллельной

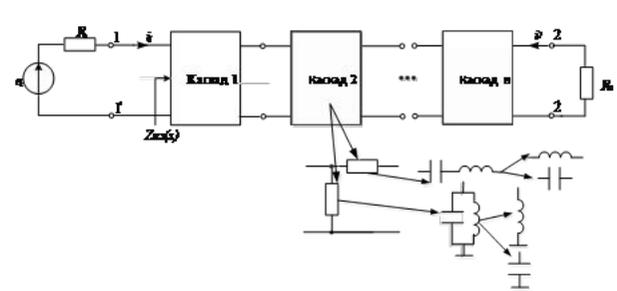


Рисунок 1 – Структурная схема четырехполюсника с резистивными сопротивлениями источника сигнала и нагрузки

ветви. Последовательная ветвь представляет собой последовательное соединение катушки индуктивности и конденсатора. В частном случае в процессе оптимизации в последовательной ветви один из элементов может оказаться отрицательным или равным нулю. В таком случае вместо данного элемента устанавливаем короткое замыкание, т. е. считаем его «Проводом». Параллельная ветвь представляет собой параллельное соединение конденсатора и катушки индуктивности. Если в случае оптимизации параллельной ветви один из элементов контура также оказывается отрицательным или равным нулю, то данный элемент заменяется «Разрывом». Структурно-параметрический синтез осуществляется с применением программного продукта Mathcad 15 на основе встроенного метода оптимизации Левенберга – Марквардта.

На начальном этапе структурно-параметрического синтеза выбирается последовательная либо

параллельная ветвь, обеспечивающая лучшее приближение к заданной функции по выбранному критерию. Дальнейший структурно-параметрический синтез многополосной цепи осуществляется наращиванием чередующихся последовательных и параллельных ветвей до обеспечения требуемого приближения функции передачи синтезируемой цепи к идеальному виду. Это позволяет ограничить область поиска только рациональными структурами, одновременно ускоряя получение оптимального проектного решения.

Рассмотрим применение предложенной методики для решения задачи структурно-параметрического синтеза двухполосной согласующей цепи. В качестве примера выберем эквивалент нормированной нагрузки первого типа, представленного в виде последовательного соединения сопротивления $R_n = 0,85$ Ом и емкости $C_n = 1,2$ Ф. Данным эквивалентом представляется входное сопротивление большинства комплексных нагрузок (антенн, входных сопротивлений транзисторов, преобразователей и др.) [19]. Выходное нормированное сопротивление источника сигнала выберем $R_{in} = 1$ Ом. Синтезируем многополосную цепь, обеспечивающую согласование выбранной нагрузки в диапазонах 2G и 3G (890–960 МГц и 1920–2170 МГц). Границы данных диапазонов пронормируем относительно частоты 2170 МГц, что будет составлять 0,41–0,44 и 0,88–1 рад/с. Также зададим δ_i равным 0,1 при коэффициенте d_i , равном 1.

На рис. 2 представлена схема двухполосной согласующей цепи, синтезированной с применением критерия, представленного выражением (5).

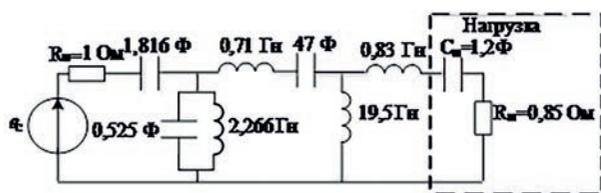


Рисунок 2 – Схема двухполосной согласующей цепи

На рис. 3 (а, б) показаны нормированные интегральные функции

$$a_i(t) = \left[2 \frac{1}{\omega_{vi} - \omega_{ni}} \int_{\omega_{ni}}^{\omega_{vi}} \hat{K}(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \right]$$

синтезированной цепи. Также на рис. 3 (в, г) представлены характеристики функции передачи двухполосной согласующей цепи, синтезированной с применением критерия, представленного выражением (5).

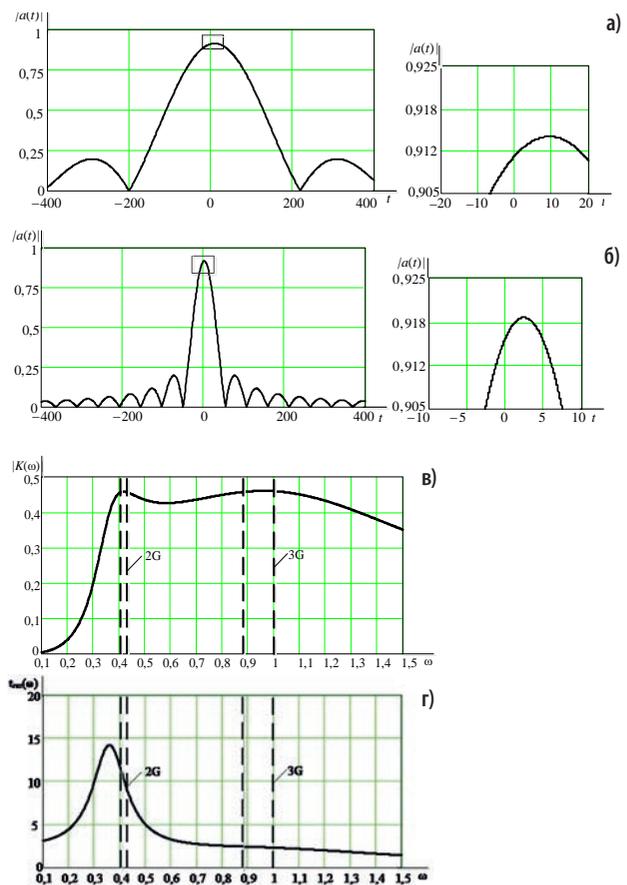


Рисунок 3 – Интегральные функции $a_i(t)$ в первом (а) и втором (б) диапазонах, а также АЧХ (в) и характеристика ГВЗ (г) двухполосной согласующей цепи, синтезированной с применением критерия (5)

На основе приведенных на рис. 3 функций можно сделать вывод, что вносимые цепью амплитудно- и фазочастотные искажения приводят к уменьшению уровня максимума главного лепестка интегральной функции синтезируемой цепи. Уровень неравномерности АЧХ в первом и во втором диапазонах примерно одинаковый. Однако для согласующей цепи, синтезированной по критерию (5) и представленной на рис. 2, из-за большей неравномерности характеристики группового времени запаздывания в первой полосе пропускания максимальное значение интегральной функции $a_1(t)$ ниже и составляет 0,913, в то время как максимальное значение интегральной функции $a_2(t)$ равно 0,919.

Таким образом, синтезированная согласующая цепь на основе комплексного критерия соответствия идеальному фильтру обеспечивает требуемое совместное приближение частотных характеристик к идеальному виду в заданных диапазонах частот. Также применение структурно-параметрического синтеза многополосной согласующей цепи, реализуемого наращиванием чередующихся последовательных и параллельных ветвей, позволяет ограничить область поиска рациональных структур.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Богатырев, А.Б.** Аналитический подход к синтезу многополосных фильтров и его сравнение с другими подходами / А. Б. Богатырев, С. А. Горейнов, С. Ю. Лямаев. – МИАН, Проблемы передачи информации том 53, выпуск 4, 2017. – с. 64–77.
2. **Кершис, С.А.** Фазовые характеристики многополосных фильтров и диплексеров СВЧ и поиск перспективных схемно-конструктивных решений их реализация: дис.... канд. техн. наук: 05.12.07 / С.А. Кершис. – СПб, 2014. – 151 л.
3. **Гиллемин, Э.А.** Синтез пассивных цепей: Пер. с англ. Н.И. Виноградовой [и др.] / Под ред. д-ра техн. наук М.М. Айзинова. – М. Связь, 1970. – 720 с.
4. Mohan, Generalized synthesis and design of symmetrical multiplepassband filters, Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 42, pp. 115–139, 2012.
5. **Васильев, А.Д.** Структурно-параметрический синтез четырехполосников при широкополосном согласовании и моделировании на основе аппарата Т-матриц: дис.... канд. техн. наук: 05.12.04 / А. Д. Васильев. – Минск, 2010. – 121 л.
6. **Алексеев, О.В.** Автоматизация проектирования радиоэлектронных средств: учеб. пособие для вузов / О.В. Алексеев, А.А. Головкин, И.Ю. Пивоваров и др.; Под ред. О.В. Алексеева. – М.: Высш. шк., 2000. – 479 с., ил.
7. **Ланнэ, А.А.** Оптимальный синтез линейных электрических цепей / А. А. Ланнэ. – М.: Связь, 1969. – 293 с.: ил.
8. **Улахович, Д.А.** Основы теории линейных электрических цепей: Учеб. пособие / Д. А. Улахович. – СПб.: БХВ-Петербург, 2009. – 816 с.: ил.
9. **Титов, А.А.** Параметрический синтез межкаскадной корректирующей цепи широкополосного усилителя мощности на полевых транзисторах / А.А. Титов // Радиотехника. – 2002. – № 3. – С. 90–92.
10. **Девятков, Г.Н.** Автоматизированный синтез широкополосных согласующих устройств: дис... д-ра техн. наук: 05.12.07 / Г.Н. Девятков. – Новосибирск, 2006. – 424 л.
11. **Трифонов, И.И.** Расчет электронных цепей с заданными частотными характеристиками / И.И. Трифонов. – М.: Связь, 1969. – 216 с.
12. **Роудз, Дж. Д.** Теория электрических фильтров: Пер. с англ. / Под ред. Дж. Роудз, А.М. Трахтмана. – М.: Сов. радио, 1980. – 240 с.: ил.
13. **Шашок, В.Н.** Частотно-избирательные цепи с нарастающей волновой функцией передачи: моногр. / В.Н. Шашок. – Минск: ВА РБ, 2018. – 195 с.
14. **Коноплицкий, А.С.** Параметрический синтез широкополосных частотно-избирательных цепей на основе комплексного критерия соответствия идеальному фильтру в полосе пропускания / А.С. Коноплицкий, Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. – 2019 – № 3. – с. 43–53.
15. **Батура, М.П.** Теория электрических цепей: учебник / М.П. Батура, А.П. Кузнецов, А.П. Курулев; под общ. ред. А.П. Курулева. – 2-е изд., испр. – Минск: Высш. шк., 2007. – 608 с.: ил.
16. **Лэм, Г.** Аналоговые и цифровые фильтры / Г. Лэм; пер. с англ. под ред. В.Л. Левина, М.Н. Микшица, И.Н. Теплюка. – М., Мир, 1982. – 594 с.
17. **Белецкий, А.Ф.** Теория линейных электрических цепей: учеб. для вузов / А.Ф.Белецкий. – М.: Радио и связь, 1972. – 232 с.
18. **Васильев, Д.В.** Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. пособие для вузов / Д.В. Васильев и др.; под ред. К. А. Самойло. – М.: Высш. шк, 2000. – 479 с., ил.
19. **Алексеев, О.В.** Проектирование радиопередающих устройств с применением ЭВМ: Учеб. пособие для вузов // О.В. Алексеев и др.; под ред. О.В. Алексеева. – М.: Радио и связь, 1987. – 392 с., ил.

The technique of structurally-parametrical synthesis of the multistrip is resulted is frequency selective chains on a basis of in-band complex criterion of conformity to the ideal filter in a pass-band and interstrip Chebyshevsky the criterion providing the conciliatory proposal of maintenance of uniformity of the peak-frequency characteristic and linearity phase-frequency characteristics for the numerical decision of problems of the multistrip coordination in transceiver paths of radio engineering systems.