



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2020-18-4-62-70>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.372.5

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ СТРУКТУРЫ И ПАРАМЕТРОВ МНОГОПОЛОСНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ ЦЕПЕЙ НА ОСНОВЕ ВНУТРИПОЛОСТНОГО КОМПЛЕКСНОГО КРИТЕРИЯ СООТВЕТСТВИЯ ИДЕАЛЬНОМУ ФИЛЬТРУ

ШАШОК В.Н., КОНОПЛИЦКИЙ А.С.

Военная академия Республики Беларусь (г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 30 марта 2020

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2020

Аннотация. В статье приводится методика структурно-параметрического синтеза многополосных частотно-избирательных цепей. Дается краткая характеристика подходов для решения задач синтеза многополосных частотно-избирательных цепей, основанных на использовании многочастотных резонаторов, частотных преобразований и параметрических, использующих численные процедуры оптимизации. Представлены и дается краткое описание трех широко используемых критериев оценки характеристик частотно-избирательных цепей: по Тейлору, чебышевский и среднестепенной. Показаны способы оценки совместного приближения амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик синтезируемых цепей к характеристикам идеального фильтра. Предложен критерий и приведена методика структурно-параметрического синтеза многополосных согласующих цепей на основе внутриполостного комплексного критерия соответствия идеальному фильтру в полосе пропускания и межполосного чебышевского критерия, реализуемая численной оптимизацией синтезируемых цепей относительно выбранного критерия близости. При этом многополосная цепь представляется в виде лестничного соединения, состоящего в общем случае из n различных реактивных сопротивлений. Приводится пример использования предложенной методики для решения задачи структурно-параметрического синтеза двухполосной согласующей цепи. В качестве согласуемой нагрузки выбран эквивалент первого типа, состоящий из последовательного соединения активного сопротивления и емкости. В примере в качестве дополнительного применено требование по обеспечению межполосной частотной избирательности. Такое требование обеспечивается введением нуля в функцию передачи синтезируемой цепи на межполосной средней геометрической частоте. Его реализация выполнена введением параллельного колебательного контура в первую последовательную ветвь синтезируемой согласующей цепи. Структурно-параметрический синтез выбранной в примере двухполосной согласующей цепи осуществляется с применением программного продукта Mathcad 15 на основе встроенного метода оптимизации Левенберга – Марквардта.

Ключевые слова: структурно-параметрический синтез, многополосные согласующие цепи, комплексный критерий.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Шашок В.Н., Коноплицкий А.С. Методика определения структуры и параметров многополосных согласующих цепей на основе внутриполостного комплексного критерия соответствия идеальному фильтру. Доклады БГУИР. 2020; 18(4): 62-70.

PROCEDURE OF DEFINITION OF STRUCTURE AND PARAMETERS OF MULTI-BAND MATCHING CIRCUITS ON THE BASIS OF INTRACAVITARY COMPLEX CRITERION FOR CONFORMITY TO THE IDEAL FILTER

VIKTOR N. SHASHOK, ANDREI S. KANAPLIZKI

Military Academy of the Republic of Belarus (Minsk, Belarus)

Submitted 30 March 2020

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2020

Abstract. The article gives the procedure of structurally parametric synthesis of multi-band frequency-selective circuits. A short characteristic of approaches to solve the problems of synthesis of the multi-band frequency-selective circuits based on the use of multifrequency resonators, frequency transformations and parametric transformations using numerical procedures of optimisation is given. The research presents a short description of three widely used estimation criteria of the characteristics of frequency-selective circuits: Taylor, Chebyshev and average-degree criteria. Expedients of an estimate of joint approximation of amplitude-frequency and phase-frequency characteristics of synthesized circuits to those of the ideal filter are shown. The criterion is suggested and the procedure is presented for structurally parametrical synthesis of multi-band matching circuits on the basis of intracavity complex criterion of conformity to the ideal filter in a transmission band and interband Chebyshev criterion realized by numerical optimization of synthesized circuits relative to the chosen criterion for affinity is given. With that, the multi-band circuit is represented in form of a ladder-type connection that, generally, consists of n different reactive resistances. The example of using the proposed procedure to solve the problem of structurally parametric synthesis of a two-band matching circuit is given. As a matching load we selected the first-type equivalent consisting of a serial connection of active resistance and capacity. In the example there is an additional requirement to ensuring interband frequency selectivity. Such requirement is ensured by introducing zero to the function of transmission of the synthesized circuit on an interband average geometric frequency. The requirement is implemented by introducing a parallel oscillating circuit to the first serial arm of the synthesized circuit. The structurally parametric synthesis of the two-band matching circuit selected in the example is carried out through Mathcad 15 software based on the integrated method of Levenberg-Marquardt optimization.

Keywords: Structurally parametric synthesis, multi-band matching circuits, complex criterion.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interest.

For citation. Shashok V.N., Kanaplizki A.S. Procedure of definition of structure and parameters of multi-band matching circuits on the basis of intracavity complex criterion for conformity to the ideal filter. Doklady BGUIR. 2020; 18(4): 62-70.

Введение

Современные радиотехнические системы для обеспечения высокой помехоустойчивости и требуемой пропускной способности в соответствии с принятыми международными нормами все чаще используют многополосный режим работы. Например, в современных системах сотовой связи, работающих в режиме 3G/UMTS, используются диапазоны 1920–1980 МГц и 2110–2170 МГц, а также поддерживаются частоты сетей 2G, т. е. GSM 890–915 МГц и 935–960 МГц [1]. Приемо-передающие тракты многополосных систем связи должны обеспечивать качественный прием одновременно во всех используемых диапазонах. Кроме того, применение в таких системах сложных сигналов требует сохранения их частотной структуры многополосными частотно-избирательными цепями [2]. По этим причинам разработка для таких систем многополосных фильтров и согласующих цепей представляет собой сложную инженерную задачу и имеет большую практическую значимость.

Выбор критерия структурно-параметрического синтеза многополосных частотно-избирательных цепей

Существует несколько подходов для решения задач синтеза многополосных частотно-избирательных цепей: методы синтеза, основанные на применении теории многочастотных резонаторов [3]; методы, основанные на применении частотных преобразований [4]; параметрические (структурно-параметрические) методы, использующие численные процедуры оптимизации [5]. Подходы первого метода предполагают синтез многополосных цепей на основе применения теории расчета мультимодальных резонаторов. Однако такой подход используется только для синтеза СВЧ цепей. Кроме того, увеличение порядка синтезируемых цепей приводит к значительному возрастанию трудностей при их реализации [1]. Методы второго типа осуществляют приведение фильтра нижних частот к многополосной структуре процедурой замены частотной переменной. Аналитический подход позволяет решить данную задачу математически точно и обеспечить простоту решения задачи. 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. Кроме того, с увеличением числа полос пропускания значительно возрастает сложность таких преобразований. По этой причине указанный подход, как правило, используется только для симметричных преобразований.

В настоящее время с широким использованием вычислительной техники в задачах синтеза большое внимание уделяется развитию параметрических методов, связанных с синтезом оптимальных частотно-избирательных цепей. Под оптимальной для заданной многополосной спецификации понимается согласующая цепь, обеспечивающая с заданной точностью частотные характеристики согласно выбранному критерию. По этой причине важной стороной параметрического синтеза является выбор критерия, по которому определяются свойства широкополосных частотно-избирательных цепей. В [6] представлен критерий по Тейлору. Для него характерно следующее: требуемая частотная характеристика $\xi(\omega)$ и искомая аппроксимирующая функция $K(\omega, b_i)$ с числом варьируемых параметров n допускают разложение в ряд Тейлора в некоторой точке $\omega = \omega_0$ на интервале аппроксимации E . Также требуется, чтобы в этой точке совпадали значения максимального количества членов младших порядков обоих рядов.

С учетом того, что n – число варьируемых параметров функции $K(\omega, b_i)$, то в точке $\omega = \omega_0$ должны выполняться условия:

$$K(\omega_0, b_i) = \xi(\omega_0); K'(\omega_0, b_i) = \xi'(\omega_0); K^{(n-1)}(\omega_0, b_i) = \xi^{(n-1)}(\omega_0). \quad (1)$$

Решением этой системы из n уравнений являются значения коэффициентов b_i , определяющих параметры аппроксимирующей функции.

По критерию Тейлора оптимальным является фильтр Баттерворта. Оптимальным по критерию Тейлора также является фильтр Бесселя. Характеристика группового времени запаздывания такого фильтра является максимально-плоской.

В [6] представлены два широко используемых критерия: чебышевский и среднестепенной. Чебышевский критерий близости определяется следующим выражением [6]:

$$\max_{\omega \in E} p(\omega) |\xi(\omega) - K(\omega, b_i)| \leq \min_{b_i} \delta = \delta, \quad (2)$$

где $p(\omega)$ – весовая функция и по своему смыслу не может быть отрицательной;

δ – допустимое отклонение $K(\omega, b_i)$ от $\xi(\omega)$.

Критерий (2) определяет достижение минимума максимальной ошибки аппроксимации на интервале аппроксимации E при выполнении процедуры вычисления коэффициентов b_i . На практике процедура вычислений выполняется на конечном множестве принадлежащих

интервалу аппроксимации E точек $\{\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_d\} \in E$. При этом решается система уравнений [6]

$$\max_{\omega_i \in E} p(\omega_i) |\xi(\omega_i) - K(\omega_i, b_i)| \leq \min_{b_i} \delta, \quad i = 1, 2, \dots, d. \quad (3)$$

Среднестепенной критерий близости в качестве критерия, оценивающего близость функций $\xi(\omega)$ и $K(\omega, b_i)$, записывается в следующем виде:

$$\int_E p(\omega) |\xi(\omega) - K(\omega, b_i)|^n d\omega \leq \min_{b_i} \delta, \quad (4)$$

где n – показатель степени.

Обычно приведенные критерии используются для приближения амплитудно-частотной либо фазочастотной характеристики синтезированной цепи к соответствующей характеристике идеального фильтра [5, 7]. Однако приближение к идеальному фильтру только по амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) не всегда является достаточным при работе с широкополосными сигналами, которые требуют высокой линейности фазочастотной характеристики (ФЧХ) передающей широкополосной частотно-избирательной цепи.

Совместное приближение АЧХ и ФЧХ синтезируемой цепи к характеристикам идеального фильтра было предложено в [8]. Согласно методике, приведенной в данной работе, 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 [8]. 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 увеличивается в n -е количество раз без какого-либо увеличения селективности [8].

В [9] предложен комплексный критерий оценки соответствия частотно-избирательной цепи идеальному фильтру в полосе пропускания. В [10] представлена методика решения задач параметрического синтеза частотно-избирательных цепей, разработанная на основе предложенного критерия. Для фильтра-прототипа, имеющего нормированную полосу пропускания и для которого в полосе пропускания $\xi(\omega) = 1$, данный критерий имеет вид

$$\left| 1 - \max_{b_i} \int_{-1}^1 \hat{K}(\omega, b_i) e^{j\omega t} d\omega \right| \leq \min_{b_i} \delta, \quad (5)$$

где $\hat{K}(\omega, b_i)$ – искомая нормированная функция передачи цепи согласования.

Принцип оценки соответствия цепи с функцией передачи $K(\omega, b_i)$ основан на зависимости уровня главного лепестка интегральной функции $a(t) = \int_{-1}^1 \hat{K}(\omega, b_i) e^{j\omega t} d\omega$ от вида АЧХ и ФЧХ цепи в нормированной полосе пропускания.

Переход от низкочастотной к полосовой характеристике синтезируемой цепи реализуется частотным преобразованием, приведенным в [11]. Такой переход требует коррекции формы записи выбранного комплексного критерия (5). С учетом такого перехода для согласующей цепи в полосе частот, ограниченной нижней ω_n и верхней ω_b граничными частотами, выражение (5) можно представить в виде

$$\left| 1 - \max_{b_i} \left| \frac{1}{\omega_b - \omega_n} \int_{\omega_n}^{\omega_b} \hat{K}(\omega, b_i) e^{j\omega t} d\omega \right| \right| \leq \min_{b_i} \delta. \quad (6)$$

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

$$\left. \begin{aligned} & \left| 1 - \max \left| \frac{1}{\omega_{в1} - \omega_{н1}} \int_{\omega_{н1}}^{\omega_{в1}} \hat{K}(\omega, b_i) e^{j\omega t} d\omega \right| \right| \leq \min_{b_i} = \delta_1; \\ & \left| 1 - \max \left| \frac{1}{\omega_{в2} - \omega_{н2}} \int_{\omega_{н2}}^{\omega_{в2}} \hat{K}(\omega, b_i) e^{j\omega t} d\omega \right| \right| \leq \min_{b_i} = \delta_2; \\ & \quad \cdot \\ & \quad \cdot \\ & \quad \cdot \\ & \left| 1 - \max \left| \frac{1}{\omega_{ви} - \omega_{ни}} \int_{\omega_{ни}}^{\omega_{ви}} \hat{K}(\omega, b_i) e^{j\omega t} d\omega \right| \right| \leq \min_{b_i} = \delta_i; \end{aligned} \right\}, \quad (7)$$

$$d_1 \delta_1 = d_2 \delta_2 = \dots = d_i \delta_i$$

где $\omega_{ни}$, $\omega_{ви}$ – границы i -й полосы согласования;

δ_i – допустимое отклонение главного лепестка интегральной функции в i -й полосе согласования;

d_i – весовой коэффициент.

Методика структурно-параметрического синтеза многополосных согласующих цепей

В настоящее время наиболее эффективным является структурно-параметрический синтез, основанный численной оптимизации согласующих цепей относительно заданного критерия близости. Для решения задачи структурно-параметрического синтеза многополосной согласующей цепи на основе критерия (7) зададимся эквивалентом сопротивления генератора и нагрузки. Также многополосную согласующую цепь представим в виде лестничного соединения, состоящего из n в общем случае различных реактивных сопротивлений (рис. 1).

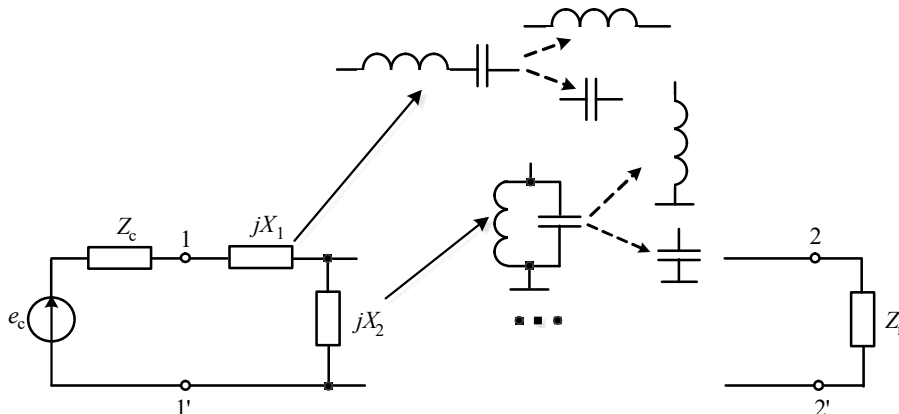


Рис. 1. Структурная схема четырехполюсника с резистивными сопротивлениями источника сигнала и нагрузки

Fig. 1. The block diagram of the quadrupole with resistive impedances of signal source and load

Каждый каскад согласующей цепи представляется в виде последовательной или параллельной 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 устанавливается короткое замыкание, т. е. он считается «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. Такой подход позволяет получить рациональные структуры синтезируемых многополосных цепей и уменьшить их время поиска.

Пример использования предложенной методики для решения задачи структурно-параметрического синтеза двухполосной согласующей цепи показан в [12]. В качестве нормированной нагрузки в указанном примере выбран эквивалент первого типа, состоящий из последовательного соединения сопротивления $R_{\text{н}} = 0,85 \text{ Ом}$ и емкости $C_{\text{н}} = 1,2 \text{ Ф}$. Нормированное сопротивление источника сигнала выбрано $R_{\text{с}} = 1 \text{ Ом}$. Синтезированная в примере многополосная цепь обеспечивает согласование выбранной нагрузки в диапазонах 2G и 3G (890–960 МГц и 1920–2170 МГц). Границы данных диапазонов нормированы относительно частоты 2170 МГц и составляют 0,41–0,44 и 0,88–1 рад/с. Также заданы приближения δ_i (равные 0,1) при коэффициентах d_i , равных 1.

В качестве дополнительного приема требование по обеспечению межполосной частотной избирательности. Для его реализации в первой последовательной ветви синтезируемой цепи включим параллельный колебательный контур, вносящий ноль передачи на межполосной средней геометрической частоте, равной 0,66 рад/с.

На рис. 2 представлена схема двухполосной согласующей цепи, синтезированной по приведенной методике на основании критерия, представленного выражением (7). Частотные характеристики синтезированной двухполосной согласующей цепи представлены на рис. 3. В качестве сравнительных на рисунке дополнительно показаны характеристики цепи, синтезированной без учета требований по межполосному вносимому затуханию и приведенной в [12].

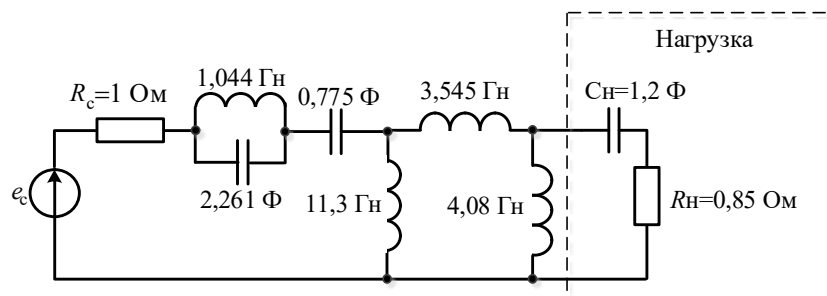


Рис. 2. Схема двухполосной согласующей цепи с нулем передачи на частоте 0,66 рад/с
Fig. 2. The diagram of the two-band matching circuit with zero transmission at a frequency of 0.66 rad/s

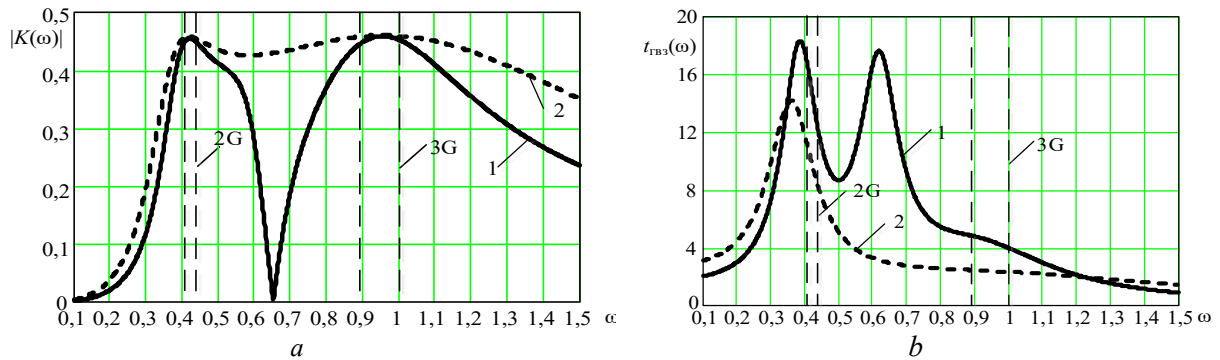


Рис. 3. Частотные характеристики двухполосной согласующей цепи с учетом (1) и без учета (2) требуемого межполосного вносимого затухания: *a* – АЧХ; *b* – характеристика ГВЗ

Fig. 3. Frequency responses of the two-band matching circuit considering (1) and not considering (2) the required insertion attenuation: *a* – AFC; *b* – GTL performance

Синтезированная в данном примере цепь обеспечивает близкое приближение частотной характеристики к идеальной по выбранному критерию в обеих полосах пропускания. Наличие нуля передачи позволило синтезировать согласующую цепь с высоким вносимым затуханием в межполосной области. Однако введение такого нуля приводит к ухудшению равномерности характеристики группового времени запаздывания синтезируемой цепи. 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.

Заключение

Предложенная методика структурно-параметрического синтеза многополосных согласующих цепей на основе внутриволнового комплексного критерия соответствия идеальному фильтру в заданных полосах пропускания и межполосного чебышевского критерия позволяет решать задачи многополосного согласования. Представленная методика обеспечивает синтез многополосных согласующих цепей на основе компромиссного приближения частотных характеристик синтезируемой цепи к характеристикам идеального фильтра. Дополнительно приведенная методика структурно-параметрического синтеза многополосных частотно-избирательных цепей позволяет учитывать межполосные требования по вносимому затуханию синтезируемых цепей. Применение структурно-параметрического синтеза многополосных согласующих цепей, реализуемых наращиванием чередующихся последовательных и параллельных ветвей с реактивным сопротивлением, позволяет определять их рациональные структуры.

Список литературы

1. Богатырев А.Б., Горейнов С.А., Лямаев С.Ю. Аналитический подход к синтезу многополосных фильтров и его сравнение с другими подходами. *Проблемы передачи информации*. 2017;53:64-77.
2. Головков А.А., Кершис С.А. Частотные характеристики фазы и группового времени задержки многополосных фильтров. *Известия высших учебных заведений России, радиоэлектроника*. 2013;5:14-17.
3. Гиллемин Э.А. *Синтез пассивных цепей*. Пер. с англ. Виноградовой Н.И., Устинова В.В., Шалкевич Р.А. Москва: Связь; 1970.
4. Mohan V. Generalized synthesis and design of symmetrical multiplepassband filters. *Progress in Electromagnetics Research*. 2012;42:115-139.
5. Головков А.А., Кершис С.А. Метод анализа и синтеза многочастотных согласующих устройств на основе матриц рассеяния. *Вестник ВВШ МВД России*. 1998;2:45-47.
6. Ланнэ А.А. *Оптимальный синтез линейных электрических цепей*. Москва: Связь; 1969.

7. Титов А.А. Параметрический синтез межкаскадной корректирующей цепи широкополосного усилителя мощности на полевых транзисторах. *Радиотехника*. 2002;3:90-92.
8. Трифонов И.И. *Расчет электронных цепей с заданными частотными характеристиками*. Москва: Связь; 1969.
9. Шашок В.Н. *Частотно-избирательные цепи с нарастающе-волновой функцией передачи*. Минск: ВА РБ; 2018.
10. Коноплицкий А.С. Параметрический синтез широкополосных частотно-избирательных цепей на основе комплексного критерия соответствия идеальному фильтру в полосе пропускания. *Вестник Военной академии Республики Беларусь*. 2019;3:43-53.
11. Лэм Г. *Аналоговые и цифровые фильтры*. Пер. с англ.; под ред. Левина В.Л. Москва: Мир; 1982.
12. Коноплицкий А.С. Структурно-параметрический синтез многополосных согласующих цепей на основе комплексного критерия соответствия идеальному фильтру. *Вестник связи*. 2020;1:60-64.

References

1. Bogatyryov A.B, Gorejnov S.A., Ljamaev S.Ju. [The analytical approach to synthesis of multiple bandpass filters and its comparison with other approaches]. *Problemy peredachi informacii = Information transfer problems*. 2017;53:64-77. (In Russ.)
2. Golovkov A.A, Kershis S.A. [Chastotnye harakteristika of a phase and group propagation delay of multibandpass filters]. *Izvestiya vysshih uchebnyh zavedenij Rossii, radioelektronika = News of higher educational institutions of Russia, radio electronics*. 2013;5:14-17. (In Russ.)
3. Gillemine E.A. [Synthesis of passive chains]. Per. from English Vinogradovoj N.I., Ustinova V.V., Shalkevich R.A. Moscow: Svjaz; 1970. (In Russ.)
4. Mohan B. Generalized synthesis and design of symmetrical multiplepassband filters. *Progress in Electromagnetics Research*. 2012; 42:115-139.
5. Golovkov A.A., Kershis S.A. [Metod of the analysis and synthesis multifrequency devices on the basis of scattering matrixes]. *Vestnik VVSh MVD Rossii = Bulletin VVS the Ministry of Internal Affairs of Russia*. 1998;2:45-47. (In Russ.)
6. Lanne A.A. [Optimum synthesis of the linear electric circuits]. Moscow: Svjaz; 1969. (In Russ.)
7. Titov A.A. [Parametric synthesis intercascade correcting chains of the wideband amplifier of power on field transistors]. *Radiotekhnika = Radio engineering*. 2002;3:90-92. (in Russ.)
8. Trifonov I.I. [Raschet of electronic chains with the given frequency responses]. Moscow: Svjaz; 1969. (in Russ.)
9. Shashok V.N. [Frequency selective chains from transmissionacruing undular function]. Minsk: MA RB; 2018. (in Russ.)
10. Konoplitsky A.S. [Parametric synthesis of broadband frequency selective chains on the basis of complex measure of conformity to the ideal filter in a transmission band]. *Vestnik Voennoj akademii Respubliki Belarus = Vestnik Voennoj akademii Respubliki Belarus*. 2019;3:43-53. (in Russ.)
11. Lem G. [Analog and numeral filters]. The lane with English; under the editorship of Levin V.L. Moscow: the World; 1982. (in Russ.)
12. Konoplitsky A.S. [Structurally synthesis multistrip chains on the basis of complex measure of conformity to the ideal filter]. *Vesnik suvyazi = Vesnik suvyazi*. 2020;1:60-64. (in Russ.)

Вклад авторов

Шашок В.Н. определил проблему согласования многополосных согласующих цепей, для их оценки предложил внутрисполостный комплексный критерий соответствия идеальному фильтру в заданных полосах пропускания и межполосного чебышевского критерия.

Коноплицкий А.С. разработал методику структурно-параметрического синтеза на основе предложенного комплексного критерия.

Authors' contribution

Shashok V.N. has spotted the problem of matching multi-band matching circuits and proposed for their estimation the intracavity complex criterion of conformity to the ideal filter in the specified passbands and interband Chebyshev criterion.

Kanaplitski A.S. has developed the procedure of structurally parametric synthesis on the basis of the proposed complex criterion.

Сведения об авторах

Коноплицкий А.С., адъюнкт кафедры автоматике, радиолокации и приемо-передающих устройств Военной академии Республики Беларусь.

Шашок В.Н., к.т.н., доцент, профессор кафедры автоматике, радиолокации и приемо-передающих устройств Военной академии Республики Беларусь.

Адрес для корреспонденции

220057, Республика Беларусь,
г. Минск, пр. Независимости, 220
Военная академия Республики Беларусь
тел. +375-44-594-00-48;
e-mail: andrey_konoplizkii@mail.ru
Коноплицкий Андрей Степанович

Information about the authors

Kanaplitski A.S., PG student of Automation, Radar and Transceiving Devices Department of Military Academy of the Republic of Belarus.

Shashok V.N., PhD, Associate Professor, Professor of Automation, Radar and Transceiving Devices Department of Military Academy of the Republic of Belarus.

Address for correspondence

220057, Republic of Belarus,
Minsk, Nezavisimosty ave., 220
Military Academy of the Republic of Belarus
tel. +375-44-594-00-48;
e-mail: yantsevich1052500@mail.ru
Kanaplitski Andrei Stepanovich