

УДК 621.372

**МЕТОД СИНТЕЗА СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ  
С ЗАДАНЫМИ ФАЗОВЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ****Д.И. Вольхин, Г.Н. Девятков***Новосибирский государственный технический университет*

В работе сформулирована задача синтеза широкополосных согласующих устройств с заданными фазовыми характеристиками. В качестве математической модели синтезируемого устройства выбрано матричное описание в виде параметров холостого хода или короткого замыкания, представленных в соответствующей форме сходящихся рядов Фостера. Поставленная задача синтеза представляет собой задачу нелинейного минимаксного приближения с ограничениями. Решение задачи предложено осуществить в два этапа, где на первом этапе ищется начальное приближение, близкое к глобальному оптимуму, а на втором этапе производится улучшение решения. Для решения задачи на первом этапе используются функции идеального согласующего реактивного четырехполюсника, с помощью которых осуществляется выбор структур функций собственных параметров синтезируемой цепи с учетом заданной зависимости фазовой характеристики, которые затем должны аппроксимировать предельные значения указанных функций. На втором этапе производится оптимизация по рабочим характеристикам синтезируемой цепи. Описана процедура оптимизации рабочих характеристик цепи методом возможных направлений. Эффективность предложенного подхода продемонстрирована на примере синтеза устройства в сосредоточенно-распределенном базисе, согласующего комплексное сопротивление источника сигнала с активным сопротивлением нагрузки и воспроизводящего фазовую зависимость фазового контура второго порядка. Показано два варианта реализации синтезируемой цепи, в зависимости от установленных ограничений на схемную реализуемость. Таким образом, синтезируемое устройство выполняет задачу согласования и коррекции фазочастотной характеристики, упрощая конструкцию следующего за ним предполагаемого фазового корректора.

*Ключевые слова:* синтез согласующих устройств, фазовая коррекция, форма Фостера, идеальный согласующий четырехполюсник.

DOI: 10.17212/1727-2769-2016-4-49-60

**Введение**

При проектировании СВЧ устройств часто возникает задача широкополосного согласования. Она состоит в создании электрической цепи, обеспечивающей передачу максимальной мощности от источника сигнала в нагрузку. При этом иммитансы источника сигнала и нагрузки в общем случае могут быть произвольными.

Кроме согласования часто возникает задача коррекции фазочастотной характеристики (ФЧХ) устройства. Для ее решения обычно используют специальные фазовые корректоры, которые реализуются в виде каскадного соединения мостовых Т-образных схем. Однако в ряде случаев, когда заданная фазовая характеристика представляет собой достаточно простую зависимость, можно объединить задачу согласования и коррекции и реализовать согласующую цепь в сосредоточенном или распределенном элементном базисе, которая удовлетворяет требова-

---

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (Госзадание № 8 337 2014/К).

ниям по амплитудно- и фазочастотной характеристике. Очевидно, что такая цепь должна обладать неминимально фазовыми свойствами.

Существующие методы синтеза согласующих устройств как аналитические, так и автоматизированные позволяют получить минимально-фазовые согласующие цепи, удовлетворяющие требованиям к их амплитудно-частотным характеристикам (АЧХ). Однако при этом фазочастотные характеристики не рассматриваются. Кроме того, существуют методы синтеза реактивных четырехполюсников с заданными АЧХ и ФЧХ, однако при этом не рассматривается задача широкополосного согласования.

Вышесказанное подтверждает актуальность разработки методов синтеза согласующих устройств, фазочастотная характеристика которых с заданной точностью воспроизводит требуемую зависимость, заданную аналитически, графически или таблично.

Целью настоящей работы является создание процедуры синтеза широкополосных согласующих устройств с заданной фазовой характеристикой.

### 1. Постановка задачи

В общем виде задача синтеза согласующей цепи с заданной ФЧХ может быть сформулирована следующим образом: найти структуру и значения элементов электрической цепи, которая обеспечивает максимальную передачу мощности от источника сигнала в нагрузку и воспроизводит заданную зависимость фазовой характеристики с необходимой точностью в рабочем диапазоне частот.

Такая согласующая цепь представляет собой реактивный четырехполюсник, который описывается матрицей параметров короткого замыкания или холостого хода, представленных в форме Фостера [1]:

$$z_{ij}(s)(y_{ij}(s)) = k_{ij}^{\infty} s + \frac{k_{ij}^0}{s} + \sum_{v=1}^{\infty} \frac{2k_{ij}^v s}{s^2 - s_v^2}, \quad (1)$$

где  $k_{ij}^{\infty}$ ,  $k_{ij}^0$ ,  $k_{ij}^v$  – вычеты функции  $z_{ij}(s)(y_{ij}(s))$  в ее полюсах в точках  $s = \infty$ ,  $s = 0$  и  $s_v = \pm j\omega_v$ , соответственно;  $s = j\omega$  – комплексная частота;  $s_v$  – резонансная частота.

Для физической реализуемости реактивного четырехполюсника вычеты функций собственных параметров должны удовлетворять определенным условиям. Вычеты  $k_{11}$  и  $k_{22}$  функций  $z_{11}$  и  $z_{22}$  ( $y_{11}$  и  $y_{22}$ ) должны быть положительными вещественными. Вычеты  $k_{12}$  сопротивления (проводимости) передачи должны быть вещественными, но не обязательно положительными, а также должно удовлетворяться условие вычетов [1]:

$$k_{11}k_{22} - k_{21}^2 \geq 0. \quad (2)$$

Собственные параметры четырехполюсника вместе с импедансами (адмитансами) генератора  $Z_1(s)$  ( $Y_1(s)$ ) и нагрузки  $Z_2(s)$  ( $Y_2(s)$ ) полностью определяют рабочие характеристики цепи. Так, передачу мощности оценивают с помощью коэффициента преобразования мощности:

$$G(-s^2) = t(s) \cdot t^*(s),$$

где  $t(s)$  – рабочий коэффициент преобразования [2], который выглядит следующим образом для  $\mathbf{z}$ -параметров:

$$t(s) = \frac{2\sqrt{\operatorname{Re} Z_1(s) \cdot \operatorname{Re} Z_2(s)} \cdot z_{21}(s)}{(z_{11}(s) + Z_1(s))(z_{22}(s) + Z_2(s)) - z_{21}^2(s)},$$

для  $y$ -параметров:

$$t(s) = \frac{-2\sqrt{\operatorname{Re} Y_1(s) \cdot \operatorname{Re} Y_2(s)} \cdot y_{21}(s)}{(y_{11}(s) + Y_1(s))(y_{22}(s) + Y_2(s)) - y_{21}^2(s)}.$$

ФЧХ цепи также определяется с помощью рабочего коэффициента преобразования:

$$\Phi(s) = \arg t(s).$$

Таким образом, определив структуру функций собственных параметров (1) и значения вычетов с учетом условий физической реализуемости, мы найдем математическую модель, описывающую совокупность эквивалентных схем с заданными характеристиками. Очевидно, выбранная структура функций должна обладать неминимально фазовыми свойствами, так как к ней предъявляются требования по амплитудно- и фазочастотной характеристикам [3]. Кроме того, для получения схем, удобных с точки зрения практической реализации, должны быть дополнительно учтены условия схемной реализуемости.

## 2. Общее описание метода синтеза

В предлагаемом методе вычеты функций  $z_{11}$ ,  $z_{22}$ ,  $z_{21}$  ( $y_{11}$ ,  $y_{22}$ ,  $y_{21}$ ) с резонансными частотами  $\omega_v$  ( $v = 1 \dots n$ ) являются варьируемыми параметрами и вместе образуют вектор переменных параметров цепи  $\mathbf{x}_m$ .

Таким образом, математически задачу синтеза можно записать так:

$$\begin{aligned} F_G(\mathbf{x}_m) &= \max(\Delta_G(\omega_i, \mathbf{x}_m)) \rightarrow \min; \\ F_\Phi(\mathbf{x}_m) &= \max(\Delta_\Phi(\omega_i, \mathbf{x}_m)) \leq \varepsilon; \\ \mathbf{x}_m &\in D; \\ \omega_i &\in E_\omega, \end{aligned} \quad (3)$$

где  $\Delta_G(\omega, \mathbf{x}_m)$  и  $\Delta_\Phi(\omega, \mathbf{x}_m)$  – относительные среднеквадратичные отклонения АЧХ и ФЧХ от заданных зависимостей:

$$\begin{aligned} \Delta_G(\omega, \mathbf{x}_m) &= P_G(\omega) [1 - G(\omega, \mathbf{x}_m)]^2, \\ \Delta_\Phi(\omega, \mathbf{x}_m) &= P_\Phi(\omega) \left[ \frac{\varphi(\omega) - \Phi(\omega, \mathbf{x}_m)}{\varphi(\omega)} \right]^2, \end{aligned}$$

где  $G(\omega, \mathbf{x}_m)$  и  $\Phi(\omega, \mathbf{x}_m)$  – амплитудно- и фазочастотная характеристики синтезируемого четырехполюсника соответственно;  $P_G(\omega)$  и  $P_\Phi(\omega)$  – функции весовых коэффициентов;  $\varepsilon$  – заданная величина отклонения ФЧХ синтезируемой цепи от заданной зависимости;  $D$  – условия физической и схемной реализуемости цепи;  $\omega_i$  – частотные точки из заданного диапазона частот  $E_\omega$ .

Задача (3) является нелинейной, так как функции  $F_{\Phi}(\mathbf{x}_m)$ ,  $F_G(\mathbf{x}_m)$  и часть ограничений на физическую и схемную реализуемость нелинейны. Методы решения подобных задач в большинстве своем ориентированы на поиск локального оптимума и сильно зависят от начального приближения. Поэтому целесообразно задачу (3) решать поэтапно. На первом этапе выбирается максимально простая структура функций собственных параметров синтезируемого четырехполосника потенциально способная удовлетворить заданным требованиям и строится начальное приближение, на втором этапе производится улучшение решения численными методами. Если полученное решение не удовлетворяет заданным требованиям, то необходимо усложнить структуры функций собственных параметров, либо пересмотреть требования к синтезируемой цепи. Такой подход позволяет найти решение, близкое к глобальному оптимуму.

### 2.1. Построение начального приближения

Для решения задачи синтеза на первом этапе используются функции идеального реактивного согласующего четырехполосника [2] для  $\mathbf{z}$ -параметров:

$$\tilde{z}_{11}(\omega) = -j \operatorname{Im} Z_1 + j \operatorname{Re} Z_1 \cdot \operatorname{ctg} \varphi(\omega),$$

$$\tilde{z}_{22}(\omega) = -j \operatorname{Im} Z_2 + j \operatorname{Re} Z_2 \cdot \operatorname{ctg} \varphi(\omega),$$

$$\tilde{z}_{21}(\omega) = \pm j \frac{\sqrt{\operatorname{Re} Z_1 \cdot \operatorname{Re} Z_2}}{\sin \varphi(\omega)},$$

и для  $\mathbf{y}$ -параметров:

$$\tilde{y}_{11}(\omega) = -j \operatorname{Im} Y_1 + j \operatorname{Re} Y_1 \cdot \operatorname{ctg} \varphi(\omega),$$

$$\tilde{y}_{22}(\omega) = -j \operatorname{Im} Y_2 + j \operatorname{Re} Y_2 \cdot \operatorname{ctg} \varphi(\omega),$$

$$\tilde{y}_{21}(\omega) = \mp j \frac{\sqrt{\operatorname{Re} Y_1 \cdot \operatorname{Re} Y_2}}{\sin \varphi(\omega)},$$

которые позволяют обоснованно выбрать структуру функций собственных параметров синтезируемого устройства и дают информацию о предельных значениях, к которым эти функции должны стремиться с учетом заданной фазовой характеристики.

Таким образом, для построения начального приближения необходимо аппроксимировать идеальные зависимости выбранными структурами функций в заданной полосе частот. Точки, соответствующие полюсам, определяются исходя из заданной фазовой характеристики:

$$\varphi(\omega_v) = v \cdot \pi.$$

Определим относительные ошибки аппроксимации:

$$\delta_{11}(\mathbf{x}_m, \omega) = 1 - z_{11}(\mathbf{x}_m, \omega) / \tilde{z}_{11}(\omega),$$

$$\delta_{22}(\mathbf{x}_m, \omega) = 1 - z_{22}(\mathbf{x}_m, \omega) / \tilde{z}_{22}(\omega),$$

$$\delta_{21}(\mathbf{x}_m, \omega) = 1 - z_{21}(\mathbf{x}_m, \omega) / \tilde{z}_{21}(\omega),$$

из которых затем формируется суммарная ошибка:

$$\delta^2(\mathbf{x}_m, \omega) = \delta_{11}^2(\mathbf{x}_m, \omega) + \delta_{22}^2(\mathbf{x}_m, \omega) + \delta_{21}^2(\mathbf{x}_m, \omega).$$

Тогда решением задачи аппроксимации будет вектор  $\mathbf{x}_m$ , при котором суммарная ошибка в заданной полосе частот минимальна, поэтому задача аппроксимации сводится к оптимизационной:

$$\sum_i \delta^2(\mathbf{x}_m, \omega_i) \rightarrow \min. \quad (4)$$

Учитывая, что поиск решения (4) придется начинать из точки, которая может не принадлежать области допустимых значений, целесообразно воспользоваться соответствующими методами оптимизации, например методом штрафных функций [3].

## 2.2. Оптимизация рабочих характеристик согласующей цепи

После решения задачи (4) мы получаем начальное приближение, которое лежит внутри области допустимых значений, образованной ограничениями на физическую и схемную реализуемость. Поэтому на втором этапе для решения задачи (3) можно воспользоваться методами, работающими из внутренней области. Одним из таких методов является метод возможных направлений.

В указанном методе находится последовательность таких точек  $\mathbf{x}^{(0)}$ ,  $\mathbf{x}^{(1)}$ , ...,  $\mathbf{x}^{(q)}$ , что  $f(\mathbf{x}^{(q+1)}) < f(\mathbf{x}^{(q)})$ . На  $k$ -й итерации целевая функция и функции-ограничения линейризуются в окрестности точки  $\mathbf{x}^{(k)}$  и для определения направления спуска решается вспомогательная задача линейного программирования:

$$\begin{aligned} f^{(k)}(\mathbf{x}) &\rightarrow \min, \\ f_{\Phi}^{(k)}(\mathbf{x}) &\leq \varepsilon, \\ g_i^{(k)}(\mathbf{x}) &\leq b_i, \end{aligned} \quad (5)$$

где  $f^{(k)}(\mathbf{x}) = \langle F'_G(\mathbf{x}), \mathbf{x} - \mathbf{x}^{(k)} \rangle$  – линейризованная функция максимального относительного отклонения АЧХ от единицы в окрестности точки  $\mathbf{x}^{(k)}$ ,  $f_{\Phi}^{(k)}(\mathbf{x}) = \langle F'_{\Phi}(\mathbf{x}), \mathbf{x} - \mathbf{x}^{(k)} \rangle$  – линейризованная функция максимального относительного отклонения ФЧХ от заданной зависимости в окрестности точки  $\mathbf{x}^{(k)}$ ,  $g_i^{(k)}(\mathbf{x})$  – линейризованные ограничения на физическую и схемную реализуемость.

В результате решения задачи (5) симплекс-методом [4] получаем очередную точку  $\bar{\mathbf{x}}^{(k)}$ , которая является вспомогательным приближением. Тогда следующее  $(k+1)$ -е приближение определяется как

$$\mathbf{x}^{(k+1)} = \mathbf{x}^{(k)} + \alpha(\bar{\mathbf{x}}^{(k)} - \mathbf{x}^{(k)}),$$

где  $\alpha$  – величина шага в найденном направлении, которая выбирается из условия минимума функции  $f(\alpha) = F_G(\mathbf{x}^k + \alpha(\bar{\mathbf{x}}^{(k)} - \mathbf{x}^{(k)}))$  на отрезке  $0 \leq \alpha \leq 1$ .

Критерием прерывания итерационного процесса является выполнение условия  $\|\mathbf{x}^{(k+1)} - \mathbf{x}^{(k)}\| \leq \xi$ , где  $\xi$  – заданная точность решения задачи. Сходимость метода рассмотрена в работе [4].

### 3. Пример синтеза согласующего устройства с заданной фазовой характеристикой

В качестве примера рассмотрим синтез согласующего устройства с заданной фазовой характеристикой в сосредоточенно-распределенном элементном базисе. Пусть необходимо согласовать комплексное сопротивление генератора и активное сопротивление нагрузки, показанные на рис. 1, в диапазоне частот  $\omega_{\text{н}} \dots \omega_{\text{в}} = 0,7 \dots 1,3$ . Фазовая характеристика согласующего устройства должна воспроизводить характеристику фазового звена второго порядка [5] с точностью до линейного множителя  $k_{\varphi}$ :

$$\varphi_{\text{фк}}(\omega) = -2 \operatorname{arctg} \left( \frac{2\sigma_{01}\omega}{\sigma_{01}^2 + \omega_{01}^2 - \omega^2} \right) - k_{\varphi}\omega,$$

$$\sigma_{01} = 0,5,$$

$$\omega_{01} = 1,$$

где  $\sigma_{01}$  и  $\omega_{01}$  – параметры фазового контура.

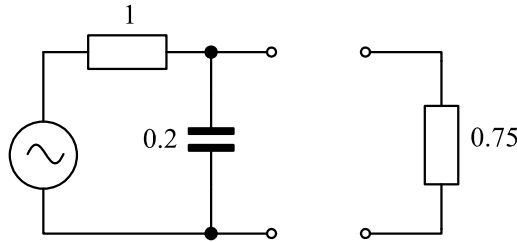


Рис. 1 – Импедансы источника сигнала и нагрузки

Fig. 1 – The impedances of the signal source and load

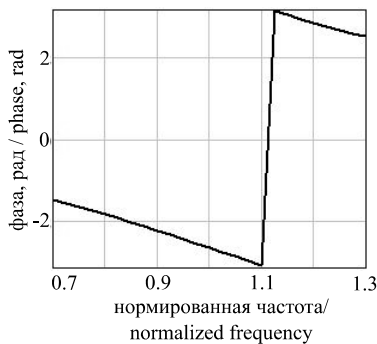


Рис. 2 – Заданная функция фазовой характеристики ( $k_{\varphi} = 0$ )

Fig. 2 – Predetermined phase response ( $k_{\varphi} = 0$ )

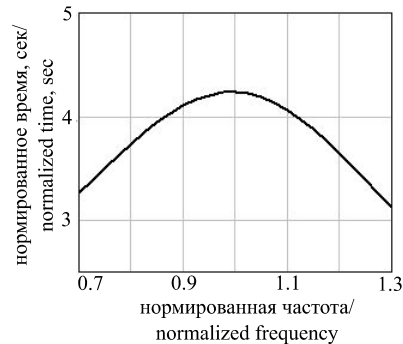


Рис. 3 – Заданная функция группового времени запаздывания ( $k_{\varphi} = 0$ )

Fig. 3 – Predetermined group delay ( $k_{\varphi} = 0$ )

Для решения поставленной задачи удобно воспользоваться у-матричным описанием устройства, так как оно позволяет получить электрическую цепь в виде параллельного соединения четырехполюсников, которое достаточно просто реализовать.

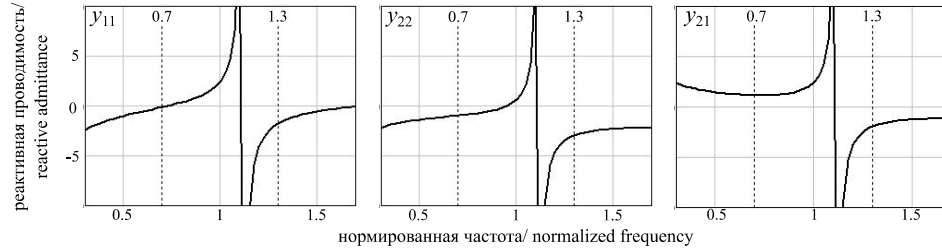


Рис. 4 – Графики функций собственных параметров идеального реактивного согласующего четырехполюсника

Fig. 4 – Graphs of functions of own parameters of ideal reactive matching two-port

Из анализа графика  $y_{21}$  функций собственных параметров идеального реактивного согласующего четырехполюсника с заданной фазовой характеристикой и при заданных сопротивлениях источника и нагрузки (рис. 4) определяем, что возможные структуры функций собственного параметра  $y_{21}(s)$  синтезируемой цепи будут иметь вид:

$$y_{21}^1(\bar{s}) = K_{21}^\infty \cdot S - \frac{K_{21}^0}{S};$$

$$y_{21}^2(\bar{s}) = K_{21}^\infty \cdot S - \frac{K_{21}^0}{S} - k_{21}^\infty \cdot s;$$

$$y_{21}^3(\bar{s}) = K_{21}^\infty \cdot S - \frac{K_{21}^0}{S} - \frac{k_{21}^0}{s};$$

$$y_{21}^4(\bar{s}) = K_{21}^\infty \cdot S - \frac{K_{21}^0}{S} - k_{21}^\infty \cdot s - \frac{k_{21}^0}{s};$$

где  $\bar{s}$  – вектор используемых частотных переменных, куда могут входить  $s = j\omega$  и  $S = j \operatorname{tg}(\theta \cdot \omega)$ ;  $\theta$  – электрическая длина линии передачи.

С учетом необходимости трансформации сопротивлений при одновременной аппроксимации заданной фазовой зависимости из перечисленных функций выбираем  $y_{21}^3$ . Выбранная структура функций наиболее полно реализует свои возможности, аппроксимируя предельную зависимость при  $k_\varphi = [-0, 5; 1, 8]$ .

Анализируя графические зависимости  $y_{11}$  и  $y_{22}$  функций собственных параметров идеального реактивного согласующего четырехполюсника (рис. 4), устанавливаем, что наиболее простую структуру будут иметь функции:

$$y_{11}(\bar{s}) = K_{11}^\infty \cdot S + \frac{K_{11}^0}{S} + \frac{k_{11}^0}{s};$$

$$y_{22}(\bar{s}) = K_{22}^{\infty} \cdot S + \frac{K_{22}^0}{S} + \frac{k_{22}^0}{s}.$$

При этом должны быть выполнены условия физической реализуемости:

$$\begin{aligned} K_{11}^{\infty} \geq 0; & \quad K_{22}^{\infty} \geq 0; & \quad K_{21}^{\infty} \geq 0; & \quad K_{11}^{\infty} \cdot K_{22}^{\infty} - (K_{21}^{\infty})^2 \geq 0; \\ K_{11}^0 \geq 0; & \quad K_{22}^0 \geq 0; & \quad K_{21}^0 \geq 0; & \quad K_{11}^0 \cdot K_{22}^0 - (K_{21}^0)^2 \geq 0; \\ k_{11}^0 \geq 0; & \quad k_{22}^0 \geq 0; & \quad k_{21}^0 \geq 0; & \quad k_{11}^0 \cdot k_{22}^0 - (k_{21}^0)^2 \geq 0. \end{aligned}$$

Однако чтобы получить реализацию без идеальных трансформаторов, установим дополнительно соответствующие ограничения на схемную реализуемость четырехполюсника в сосредоточенном элементном базисе:

$$k_{12}^0 \leq 0; \quad k_{11}^0 \geq |k_{12}^0|; \quad k_{22}^0 \geq |k_{12}^0|.$$

Также для получения различных реализаций рассмотрим два варианта ограничений на схемную реализуемость четырехполюсника в распределенном элементном базисе.

1. Условия схемной реализуемости в виде отрезка регулярной линии передачи с удвоенной электрической длиной, рис. 5:

$$K_{11}^{\infty} = K_{22}^{\infty} = K_{11}^0 = K_{22}^0 = K_{21}^{\infty} = K_{21}^0 = K1 > 0.$$

2. Условия схемной реализуемости в виде С-секции симметричных связанных линий передачи, рис. 6:

$$K_{11}^{\infty} = K_{22}^{\infty} = K_{12}^{\infty} = K1 > 0,$$

$$K_{11}^0 = K_{22}^0 = -K_{12}^0 = K2 > 0,$$

$$K2 > K1.$$

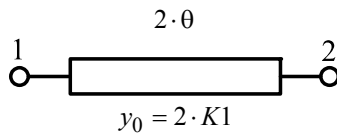


Рис. 5 – Отрезок регулярной линии передачи с удвоенной электрической длиной

Fig. 5 – Regular transmission line with double electrical length

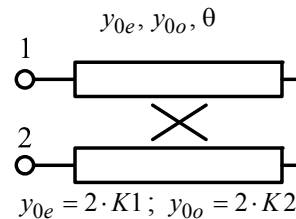


Рис. 6 – С-секция симметричных связанных линий передачи

Fig. 6 – C-section of symmetric coupled transmission lines

Известно, что характеристика группового времени запаздывания (ГВЗ) С-секции имеет периодическую зависимость от частоты [6] и поэтому часто используется в составе фазовых корректоров. Однако С-секция не выполняет функции согласования комплексных нагрузок.

Результаты решения задачи аппроксимации на первом этапе и уточнения решения методами оптимизации для первого и второго варианта реализации приведены в табл. 1 и 2 соответственно.



Таблица 1/Table 1

**Результаты решения задачи синтеза для первого варианта реализации**  
**Results of solving the problem of synthesis for the first realization**

Параметр	$K1$	$k_{11}^0$	$k_{22}^0$	$k_{21}^0$	$k_{\phi}$
Начальное приближение	0,3573	6,27	0,21	0,21	0,497
Уточнение решения	0,8735	6,14	0,489	0,446	0,291

Таблица 2/Table 2

**Результаты решения задачи синтеза для второго варианта реализации**  
**Results of solving the problem of synthesis for the second realization**

Параметр	$K1$	$K2$	$k_{11}^0$	$k_{22}^0$	$k_{21}^0$	$k_{\phi}$
Начальное приближение	0,3596	0,4926	6,1	0,021	0,021	0,51
Уточнение решения	0,3973	0,918	7,1	0,287	0,287	1,75

На рис. 7 и 8 приведены графики коэффициента преобразования мощности и ГВЗ первого варианта реализации, на рис. 9 и рис. 10 – второго варианта. Характеристики после решения задачи аппроксимации показаны штриховой линией, после оптимизации – сплошной линией. Заданная функция ГВЗ показана пунктирной линией.

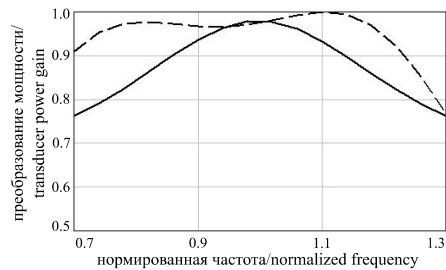


Рис. 7 – График преобразования мощности первого варианта реализации

Fig. 7 – Transducer power gain of the first realization

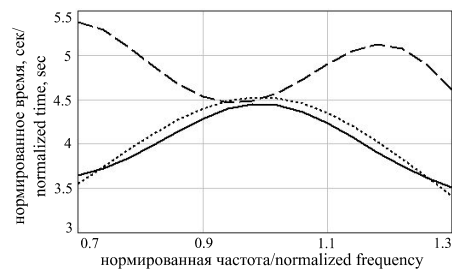


Рис. 8 – Групповое время запаздывания первого варианта реализации

Fig. 8 – Group delay of the first realization

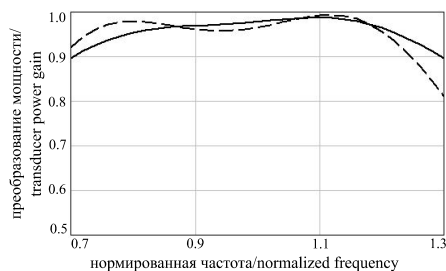


Рис. 9 – График преобразования мощности второго варианта реализации

Fig. 9 – Transducer power gain of the second realization

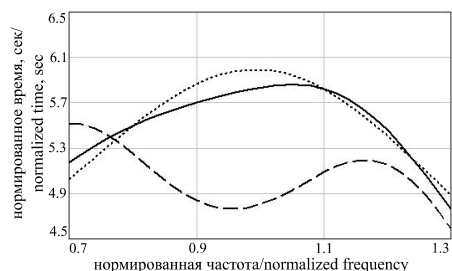


Рис. 10 – Групповое время запаздывания второго варианта реализации

Fig. 10 – Group delay of the second realization

На рис. 11 и 12 приведены схемы синтезированных согласующих цепей.

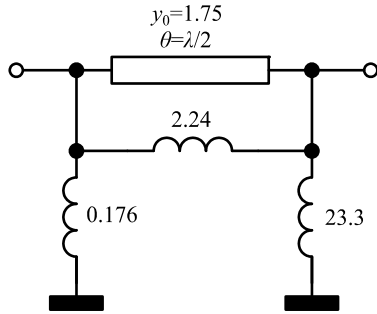


Рис. 11 – Схема первого варианта реализации согласующего устройства  
 Fig. 11 – Scheme of the first realization of matching device

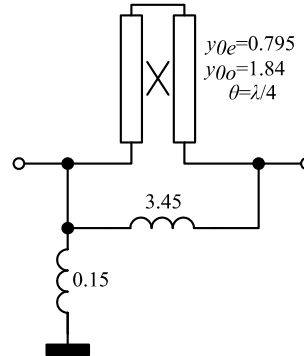


Рис. 12 – Схема второго варианта реализации согласующего устройства  
 Fig. 12 – Scheme of the second realization of matching device

В результате получено два варианта реализации согласующего устройства с заданной ФЧХ. Характеристика ГВЗ данных устройств повторяет заданную зависимость с установленной в процессе оптимизации точностью относительного максимального отклонения не более 3%. Однако АЧХ второго варианта реализации более равномерна в заданной полосе частот ( $G_{\min} = 0,897$ ,  $\Delta G = 0,093$ ) по сравнению с первым вариантом реализации ( $G_{\min} = 0,764$ ,  $\Delta G = 0,2135$ ).

Аналогично, устанавливая различные ограничения схемной реализуемости, могут быть получены другие варианты реализации согласующего устройства с заданной фазовой характеристикой.

Подобные устройства могут использоваться при согласовании комплексного сопротивления активного элемента с активным сопротивлением последующего фазового корректора, который будет иметь на одно звено меньше за счет ФЧХ согласующей цепи.

### Заключение

Сформулирована задача синтеза широкополосных согласующих устройств с заданной фазовой характеристикой, связывающих произвольные иммитансы источника сигнала и нагрузки. Решение задачи синтеза производится в два этапа, где на первом этапе с помощью собственных функций идеального согласующего реактивного четырехполюсника строится начальное приближение, которое затем оптимизируется численными методами.

Теоретически данный метод позволяет синтезировать согласующую цепь с любой формой фазовой характеристики, соответствующей физически осуществимой электрической цепи. Однако на практике при реализации сложных зависимостей ФЧХ и при одновременном согласовании комплексных нагрузок возникают трудности, связанные с реализацией полученного четырехполюсника. Существуют методы, позволяющие реализовать  $z$ - или  $y$ -матрицу четырехполюсника, удовлетворяющую условиям физической реализуемости, с использованием идеальных трансформаторов, но для практического применения такие цепи малоприменимы. Поэтому наиболее эффективным оказывается использование математического описания удобной для реализации структуры в распределенном элементном базисе

совместно с простыми четырехполосниками в сосредоточенном элементном базисе. Такой подход позволяет реализовать несложные зависимости фазовой характеристики при простых иммитансах источника сигнала и нагрузки, что продемонстрировано в данной работе на конкретном примере. В результате получено два варианта реализации согласующего устройства, упрощающего конструкцию следующего за ним фазового корректора.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Гиллемин Э. Синтез пассивных цепей. – М.: Связь, 1970.
2. Девятков Г.Н. Рабочие и собственные параметры согласующих четырехполосников // Научный вестник НГТУ. – 2003. – № 2 (15). – С. 165–172.
3. Volkhin D.I., Devyatkov G.N. Criteria of the matrix of analog passive all-pass network // 12<sup>th</sup> International Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering, APEIE-2014, Novosibirsk, Russia, 2–4 October 2014: proceedings. – Novosibirsk, 2014. – Vol. 1. – P. 393–395.
4. Васильев Ф.П. Методы оптимизации. – М.: Факториал Пресс, 2002.
5. Сильвинская К.А., Гольшко З.И. Расчет фазовых и амплитудных корректоров: справочник. – М.: Связь, 1980.
6. Регулярные и нерегулярные многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе: расчет первичных параметров, импульсные измерения характеристик / Н.Д. Малютин, А.Н. Сычев, Э.В. Семенов, А.Г. Лоцилов. – Томск: ТУСУР, 2012.

**METHOD OF SYNTHESIS OF MATCHING DEVICES WITH  
PREDETERMINED PHASE RESPONSES**

**Volkhin D.I., Devyatkov G.N.**

*Novosibirsk state technical university, Novosibirsk, Russia*

In this paper we formulate the problem of synthesis of broadband matching devices with predetermined phase responses. A mathematical model of the synthesized device is a matrix description of parameters of idling or short circuit modes presented in an appropriate form of convergent Foster's series. The formulated synthesis problem is a problem of non-linear minimax approximations with restrictions. The solution is proposed to be carried out in two stages. At the first stage an initial approximation is searched close to the global optimum, while at the second stage some improvement of the initial solution is made. To solve the problem the functions of an ideal matching lossless two-port are used at the first stage. They facilitate the choice of function structures of the synthesized two-port inherent parameters taking into account the predetermined phase function which are to approximate the limiting values of ideal functions. At the second stage the synthesized circuit performance is optimized. The optimization procedure of the circuit performance by the possible direction method is described. The efficiency of the proposed approach is demonstrated by the synthesis of a device for matching signal source impedance with an active load resistance and reproducing the phase response of the second order phase circuit. Thus, the synthesized device performs the task of matching and equalizing the phase-frequency characteristic and simplifies the design of the phase equalizer which is place next to it.

*Keywords:* Synthesis of matching devices; phase equalization; Foster's form; ideal matching two-port.

DOI: 10.17212/1727-2769-2016-4-49-60

## REFERENCES

1. Guillemin E. *Synthesis of passive networks*. New York, Wiley, 1957. 741 p. (Russ. ed.: Gillemine E. *Sintez passivnykh tsepei*. Moscow, Svyaz' Publ., 1970. 720 p.).
2. Devyatkov G.N. Rabochie i sobstvennye parametry soglasuyushchikh chetyrekhpolysnikov [Operating and own parameters of matching two-ports]. *Nauchnyi vestnik Novosibirskogo*

gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta – Science bulletin of the Novosibirsk state technical university, 2003, no. 2 (15), pp. 165–172.

3. Volkhin D.I., Devyatkov G.N. Criteria of the matrix of analog passive all-pass network. *International Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering, APEIE-2014*, Novosibirsk, Russia, 2–4 October 2014: proceedings, vol. 1, pp. 393–395.
4. Vasil'ev F.P. *Metody optimizatsii* [Optimization methods]. Moscow, Faktorial Press Publ., 2002.
5. Sil'vinskaya K.A., Golyshko Z.I. *Raschet fazovykh i amplitudnykh korrektorov: spravochnik* [Calculation of phase and amplitude equalizers: handbook]. Moscow, Svyaz' Publ., 1980.
6. Malyutin N.D., Sychev A.N., Semenov E.V., Loshchilov A.G. *Regulyarnye i neregulyarnye mnogovyaznye poloskovye struktury i ustroystva na ikh osnove: raschet pervichnykh parametrov, impul'snye izmereniya kharakteristik* [Regular and nonregular multicouple structures and devices based on them]. Tomsk, TUSUR Publ., 2012.

#### СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



**Вольхин Дмитрий Игоревич** – родился в 1990 году, аспирант кафедры конструирования и технологии радиоэлектронных средств Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: автоматизированный синтез и проектирование активных и пассивных устройств СВЧ. Опубликовано 7 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: d.volkhin@ngs.ru).

**Volkhin Dmitry Igorevich** (b.1990) – postgraduate student at the Department of Design and Technology of Electronic Devices in the Novosibirsk State Technical University. His research interests are focused on automated synthesis and design of active and passive microwave devices. He is the author of 7 scientific papers. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: d.volkhin@ngs.ru).



**Девятков Геннадий Никифорович** – родился в 1945 году, д-р техн. наук, доцент, профессор кафедры конструирования и технологии радиоэлектронных средств Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: автоматизированный синтез активных и пассивных устройств СВЧ. Опубликовано 150 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 Science (Eng.), Associate Professor, Professor at the Department of Design and Technology of Electronic Devices in the Novosibirsk State Technical University. His research interests include automated synthesis and design of active and passive microwave devices. He is the author of 150 scientific papers and 2 monographs. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: devyatkovgn@mail.ru).

Статья поступила 30 июня 2016 г.

Received June 30, 2016

#### To Reference:

Volkhin D.I., Devyatkov G.N. Metod sinteza soglasuyushchikh ustroystv s zadannymi fazovymi kharakteristikami [Method of synthesis of matching devices with predetermined phase response]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii – Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2016, no. 4 (33), pp. 49–60. doi: 10.17212/1727-2769-2016-4-49-60