

Параметрический синтез комплексных четырехполюсников для вариантов их включения между источником сигнала и нелинейной частью по критерию обеспечения заданных характеристик усилителей с общей обратной связью

А.А. Головков , В.А. Головков

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»
394064, Россия, г. Воронеж,
ул. Старых Большевиков, 54а

Аннотация – Введение: анализ известной литературы показывает, что использование различных типов согласующих четырехполюсников (реактивных, резистивных, комплексных, смешанных) и охватывающей нелинейный элемент цепи обратной связи позволяет увеличить область физической реализуемости заданных форм частотных характеристик. **Цель работы:** увеличение области физической реализуемости заданных форм частотных характеристик за счет оптимизации параметров согласующих комплексных четырехполюсников и использования дополнительной цепи обратной связи, охватывающей нелинейный элемент и смешанный четырехполюсник. Каждый двухполюсник таких четырехполюсников состоит как из резистивных элементов, так и из реактивных. **Материалы и методы:** теория четырехполюсников, матричная алгебра, метод декомпозиции, метод синтеза управляющих устройств СВЧ, схемотехнический метод анализа характеристик радиоустройств. **Результаты:** получены математические модели согласующих комплексных четырехполюсников в виде взаимосвязей между элементами их матрицы передачи и зависимостей сопротивлений их двухполюсников от частоты, оптимальных по критерию обеспечения заданных форм частотных характеристик. **Заключение:** сравнительный анализ теоретических результатов (АЧХ- и ФЧХ-усилителей), полученных путем математического моделирования в системе MathCad, и экспериментальных результатов, полученных путем схемотехнического моделирования в системах OrCad и MicroCap, показывает их удовлетворительное совпадение.

Ключевые слова – параметрический синтез согласующих комплексных четырехполюсников, заданные формы частотных характеристик усилителей.

Введение

В работе [1] предложен алгоритм параметрического синтеза согласующих комплексных четырехполюсников (КЧ), включенных в заданные структурные схемы усилителей, с учетом наличия нелинейной части (НЧ), состоящей из нелинейного элемента (НЭ) и охватывающей его параллельной или последовательной по току или напряжению обратной связи.

Цель данной работы состоит в расширении областей физической реализуемости заданных АЧХ- и ФЧХ-усилителей путем включения дополнительной цепи обратной связи ЦОС, охватывающей и НЧ, и КЧ.

Для достижения этой цели делается попытка определить минимальное количество двухполюсников и значения параметров КЧ, при которых обеспечиваются заданные частотные характеристики (зависимости модуля m и фазы φ передаточной функции H от частоты) усилителей с дополнительной обратной связью в одном из режимов работы нелинейного элемента (здесь и далее аргументы опущены):

$$H = m(\cos \varphi + j \sin \varphi). \quad (1)$$

Для составления исходных уравнений, удовлетворяющих (1), выделим в явном виде НЧ, которая может быть выполнена в виде НЭ с обратной связью или без нее, цепь прямой передачи (ЦПП) из КЧ и НЧ, а также общую ЦОС сопротивления источника сигнала $z_0 = r_0 + jx_0$ и нагрузки $z_n = r_n + jx_n$ (рис. 1, 2).

1. Алгоритм параметрического синтеза

Для отыскания передаточных функций исследуемых усилительных звеньев будем использовать известные правила применения матриц различных параметров для описания четырехполюсников и их соединений, а также условия нормировки общей матрицы передачи узла «КЧ–НЧ–ЦОС» [1; 2]. На основании этого запишем передаточную функцию для структуры с параллельной по напряжению ЦОС, показанной на рис. 1, а, в следующем виде:

$$H = \frac{z_n [y_{21}^{oc}(ab_y + bd_y) + 1]}{aA_0 + bB_0 + cC_0 + dD_0 + (ad - bc)E_0 + H_0}, \quad (2)$$

где

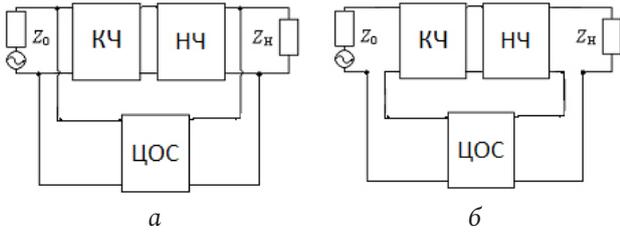


Рис. 1. Структурные схемы усилительных звеньев с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б) общими цепями обратной связи и КЧ

Fig. 1. Structural diagrams of amplifying links with parallel voltage (a), series current (b) common feedback circuits and HF

$$A_0 = [y_{12}^{oc} y_{21}^{oc} z_0 z_n + (1 + y_{11}^{oc} z_0)(1 - y_{22}^{oc} z_n)] b_y + a_y z_n (1 + y_{11}^{oc} z_0); \quad C_0 = z_0 [a_y z_n + b_y (1 - y_{22}^{oc} z_n)];$$

$$B_0 = [y_{12}^{oc} y_{21}^{oc} z_0 z_n + (1 + y_{11}^{oc} z_0)(1 - y_{22}^{oc} z_n)] d_y + c_y z_n (1 + y_{11}^{oc} z_0); \quad D_0 = z_0 [c_y z_n + d_y (1 - y_{22}^{oc} z_n)];$$

$$H_0 = y_{12}^{oc} z_0 z_n; \quad E_0 = -y_{21}^{oc} z_0 z_n (a_y d_y - b_y c_y);$$

a_y, b_y, c_y, d_y – известные зависимости комплексных элементов классической матрицы передачи НЧ от частоты; $y_{11}^{oc}, y_{12}^{oc}, y_{21}^{oc}, y_{22}^{oc}$ – известные зависимости элементов матрицы проводимостей ЦОС от частоты; a, b, c, d – искомые зависимости комплексных элементов классической матрицы передачи КЧ от частоты. Если положить $y_{11}^{oc} = 0, y_{12}^{oc} = 0, y_{21}^{oc} = 0, y_{22}^{oc} = 0$, то предлагаемый алгоритм синтеза оказывается справедливым и для усилителей без ЦОС и задача синтеза сводится к ранее решенной в [1] задаче. При синтезе КЧ без ЦОС и НЧ надо дополнительно принять $a_y = 1, b_y = 0, c_y = 0, d_y = 1$. Этот случай соответствует задаче синтеза неуправляемых динамических звеньев, согласующе-фильтрующих и корректирующих устройств. Если (1) означает обеспечение квазилинейного склона зависимости модуля передаточной функции от частоты, излагаемый материал применим и для синтеза высокочастотной части демодуляторов сигналов с угловой модуляцией.

Подставим (2) в (1). Получим комплексное уравнение, решение которого приводит к взаимосвязи элементов классической матрицы передачи КЧ, оптимальной по критерию (1):

$$a = \frac{(C_1 c + B)b + D_1 d + C_2 c + C}{C_1 d + D}, \quad (3)$$

где

$$B = d_y y_{21}^{oc} z_n - B_0 M; \quad C = z_n - H_0 M;$$

$$C_1 = E_0 M; \quad C_2 = -C_0 M; \quad D = A_0 M - b_y y_{21}^{oc} z_n;$$

$$D_1 = -D_0 M; \quad M = m(\cos \varphi + j \sin \varphi).$$

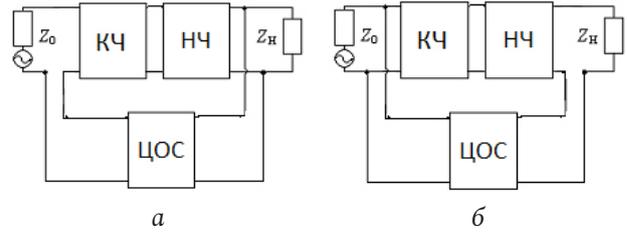


Рис. 2. Структурные схемы усилительных звеньев с последовательной по напряжению (а), параллельной по току (б) общими цепями обратной связи и КЧ

Fig. 2. Structural diagrams of amplifying links with serial voltage (a), parallel current (b) common feedback circuits and HF

При использовании последовательной по току ЦОС (рис. 1, б) передаточную функцию можно представить следующим образом:

$$H = \frac{z_n [z_{21}^{oc} (a_y c + c_y d) + 1]}{aA_0 + bB_0 + cC_0 + dD_0 + (ad - bc)E_0 + H_0}, \quad (4)$$

где

$$A_0 = b_y + a_y (z_n - z_{22}^{oc}); \quad B_0 = d_y + c_y (z_n - z_{22}^{oc});$$

$$C_0 = (z_0 + z_{11}^{oc}) [b_y + a_y (z_n - z_{22}^{oc})] + a_y z_{12}^{oc} z_{21}^{oc};$$

$$D_0 = (z_0 + z_{11}^{oc}) [d_y + c_y (z_n - z_{22}^{oc})] + c_y z_{12}^{oc} z_{21}^{oc};$$

$$E_0 = -z_{21}^{oc} (a_y d_y - b_y c_y); \quad H_0 = z_{12}^{oc};$$

$z_{11}^{oc}, z_{12}^{oc}, z_{21}^{oc}, z_{22}^{oc}$ – известные зависимости элементов матрицы сопротивлений ЦОС от частоты.

Взаимосвязь между элементами классической матрицы передачи КЧ, оптимальную по критерию (1), можно также представить в форме (3), но при следующих уточнениях:

$$B = -B_0 M; \quad C = z_n - H_0 M; \quad C_1 = E_0 M; \quad (5)$$

$$C_2 = a_y z_n z_{21}^{oc} - C_0 M; \quad D = A_0 M;$$

$$D_1 = c_y z_n z_{21}^{oc} - D_0 M.$$

При использовании последовательной по напряжению ЦОС (рис. 2, а):

$$H = \frac{z_n [h_{21}^{oc} (b_y c + d_y d) + 1]}{aA_0 + bB_0 + cC_0 + dD_0 + (ad - bc)E_0 + H_0}, \quad (6)$$

где

$$A_0 = a_y z_n + b_y (1 - h_{22}^{oc} z_n);$$

$$B_0 = c_y z_n + d_y (1 - h_{22}^{oc} z_n);$$

$$E_0 = h_{21}^{oc} z_n (a_y d_y - b_y c_y);$$

$$C_0 = (z_0 + h_{11}^{oc}) [a_y z_n + b_y (1 - h_{22}^{oc} z_n)] + b_y h_{12}^{oc} h_{21}^{oc} z_n;$$

$$D_0 = (z_0 + h_{11}^{oc}) [c_y z_n + d_y (1 - h_{22}^{oc} z_n)] + d_y h_{12}^{oc} h_{21}^{oc} z_n;$$

$$H_0 = h_{12}^{oc} z_n;$$

h_{11}^{oc} , h_{12}^{oc} , h_{21}^{oc} , h_{22}^{oc} – известные зависимости элементов смешанной матрицы H ЦОС от частоты.

Коэффициенты для взаимосвязи (3) между элементами классической матрицы передачи ССЧ, оптимальной по критерию (1):

$$B = -B_0 M; \quad C = z_n - H_0 M; \quad C_1 = E_0 M; \quad (7)$$

$$C_2 = b_y z_n h_{21}^{oc} - C_0 M; \quad D = A_0 M;$$

$$D_1 = d_y z_n h_{21}^{oc} - D_0 M.$$

При использовании параллельной по току обратной связи (рис. 2, б):

$$H = \frac{z_n [f_{21}^{oc} (a_y a + c_y b) + 1]}{a A_0 + b B_0 + c C_0 + d D_0 + (ad - bc) E_0 + H_0}, \quad (8)$$

где

$$C_0 = [b_y - a_y (f_{22}^{oc} - z_n)] z_0;$$

$$D_0 = [d_y - c_y (f_{22}^{oc} - z_n)] z_0;$$

$$E_0 = f_{21}^{oc} z_0 (a_y d_y - b_y c_y);$$

$$A_0 = (1 + f_{11}^{oc} z_0) [b_y - a_y (f_{22}^{oc} - z_n)] + a_y f_{12}^{oc} f_{21}^{oc} z_0;$$

$$B_0 = (1 + f_{11}^{oc} z_0) [d_y - c_y (f_{22}^{oc} - z_n)] + c_y f_{12}^{oc} f_{21}^{oc} z_0;$$

$$H_0 = f_{12}^{oc} z_0;$$

f_{11}^{oc} , f_{12}^{oc} , f_{21}^{oc} , f_{22}^{oc} – известные зависимости элементов смешанной матрицы F ЦОС от частоты.

Коэффициенты для взаимосвязи (3) для этого варианта:

$$B = c_y z_n f_{21}^{oc} - B_0 M; \quad C = z_n - H_0 M; \quad (9)$$

$$C_1 = E_0 M; \quad C_2 = -C_0 M;$$

$$D = A_0 M - a_y z_n f_{21}^{oc}; \quad D_1 = -D_0 M.$$

Для отыскания выражений для определения параметров типовых схем КЧ необходимо взять известные элементы a , b , c , d [1; 2], выраженные через сопротивления двухполюсников, а также коэффициенты B , C , C_1 , C_2 , D , D_1 из (3), (5), (7), (9) с выбранным типом обратной связи и подставить их в (3). Решение сформированных таким образом комплексных уравнений определяется в виде зависимостей сопротивлений двухполюсников выбранных схем КЧ от частоты, оптимальных по критерию (1) на всех частотах. Эти зависимости в сплошной полосе частот (даже очень узкой) полностью реализовать невозможно. Однако возможно определение значений параметров квазиоптимальных двухполюсников, реальные частотные характеристики которых совпадают с оптимальными на заданном количестве частот и с заданными погрешностями в окрестностях этих частот (см. ниже).

2. Результаты параметрического синтеза

Здесь в качестве примера приводятся некоторые из новых решений, полученных для типовых схем КЧ и структурной схемы, показанной на рис. 1, а. Число независимых решений равно количеству двухполюсников выбранных типовых схем КЧ. При соответствующем выборе характера свободных параметров результаты синтеза можно использовать при проектировании динамических звеньев радиоэлектронных систем автоматического управления [3–5]. Если в качестве КЧ используется последовательно включенный одиночный комплексный двухполюсник с сопротивлением z_1 (рис. 3, а), то зависимость этого сопротивления от частоты определяется следующим образом:

$$z_1 = \frac{C_1 - C + D - D_1}{B}. \quad (10)$$

КЧ в виде параллельно включенного двухполюсника с сопротивлением z_1 (рис. 3, б):

$$z_1 = \frac{C_2}{C_1 - C + D - D_1}. \quad (11)$$

КЧ в виде Г-образного соединения двухполюсников z_1 , z_2 (рис. 3, в):

$$z_1 = \frac{C_2 + D_1 z_2}{C_1 - C + D - D_1 - B z_2}; \quad (12)$$

$$z_2 = \frac{z_1 (C_1 - C + D - D_1) - C_2}{D_1 + B z_1}.$$

КЧ в виде обратного Г-образного соединения двухполюсников z_1 , z_2 (рис. 4, а):

$$z_1 = \frac{C_2 + z_2 (C - C_1 - D + D_1)}{D - B z_2}; \quad (13)$$

$$z_2 = \frac{C_2 - D z_1}{C_1 - C + D - D_1 - B z_1}.$$

КЧ в виде Т-образного соединения двухполюсников z_1 , z_2 , z_3 (рис. 4, б):

$$z_1 = \frac{z_2 (C - C_1 - D + D_1 + B z_3) + C_2 + z_3 D_1}{D - B (z_2 + z_3)}; \quad (14)$$

$$z_2 = \frac{C_2 - D z_1 + D_1 z_3 + B z_1 z_3}{C_1 - C + D - D_1 - B (z_1 + z_3)};$$

$$z_3 = \frac{z_2 (C_1 - C + D - D_1 - B z_1) + z_1 D - C_2}{D_1 + B (z_1 + z_2)}.$$

КЧ в виде П-образного соединения двухполюсников z_1 , z_2 , z_3 (рис. 2, е):

$$z_1 = \frac{-[z_3 (C_2 + z_2 D_1) + C_2 z_2]}{C_2 - z_2 D + z_3 (C - C_1 - D + D_1 + B z_2)}; \quad (15)$$

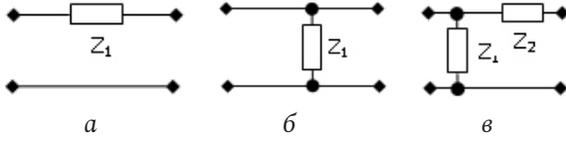


Рис. 3. Примеры синтезированных КЧ
Fig. 3. Examples of synthesized CNs

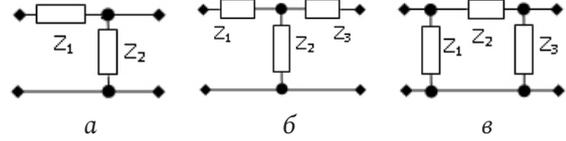


Рис. 4. Примеры синтезированных КЧ (продолжение)
Fig. 4. Examples of synthesized CNs (continuation)

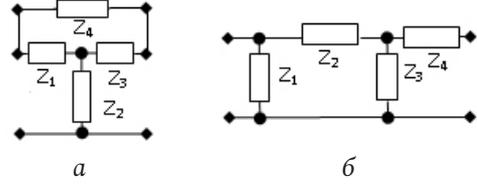


Рис. 5. Примеры синтезированных КЧ (продолжение)
Fig. 5. Examples of synthesized CNs (continuation)

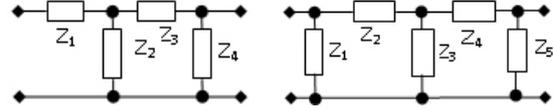


Рис. 6. Примеры синтезированных КЧ (продолжение)
Fig. 6. Examples of synthesized CNs (continuation)

$$z_2 = \frac{C_2 z_1 + z_3 [C_2 + z_1 (C - C_1 - D + D_1)]}{z_1 D - z_3 (D_1 + B z_1) - C_2};$$

$$z_3 = \frac{z_1 (z_2 D - C_2) - C_2 z_2}{C_2 + z_2 D_1 + z_1 (C - C_1 - D + D_1 + B z_2)}.$$

КЧ в виде перекрытого Т-образного соединения двухполюсников z_1, z_2, z_3, z_4 (рис. 5, а):

$$z_1 = \{z_2(z_3 + z_4)(C - C_1 - D + D_1) + z_3(C_2 + z_4 D_1) + z_4(C_2 + z_2 z_3 B)\} /$$

$$/ - [(z_2 + z_3)(C - C_1 - D + D_1 + z_4 B) + C_2 - z_4 D];$$

$$z_2 = \{z_1 z_3 (C - C_1 - D + D_1 + z_4 B) + (z_1 + z_3 + z_4) C_2 + z_4 (z_3 D_1 - z_1 D)\} /$$

$$/ - [(C - C_1 - D + D_1)(z_1 + z_3 + z_4) + z_4 B (z_1 + z_3)];$$

$$z_3 = \{(z_1 + z_4)[C_2 + z_2 (C - C_1 - D + D_1)] - z_1 z_4 (D - z_2 B)\} / \{-[(C - C_1 - D + D_1 + z_4 B) \times$$

$$\times (z_1 + z_2) + C_2 + z_4 D_1]\};$$

$$z_4 = -\{(C - C_1 - D + D_1)[z_1 z_2 + (z_1 + z_2) z_3] + C_2 (z_1 + z_3)\} / \{(D_1 + z_1 B)(z_2 + z_3) + C_2 -$$

$$- D(z_1 + z_2) + (C - C_1 + z_3 B) z_2\}.$$

КЧ в виде двух Г-образных соединений двухполюсников z_1, z_2, z_3, z_4 (рис. 5, б):

$$z_4 = -[(C_2 + z_4 D_1)(z_2 + z_3) + z_2 z_3 D_1] /$$

$$/ \{(C - C_1 - D + D_1 + (z_2 + z_4) B) z_3 + C_2 - z_2 D + z_4 (D_1 + z_2 B)\};$$

$$z_2 = -\{z_1 z_3 (C - C_1 - D + D_1 + z_4 B) + (C_2 + z_4 D_1)(z_1 + z_3)\} / -[(D_1 + z_1 B) \times$$

$$\times (z_3 + z_4) + C_2 - z_1 D];$$

$$z_3 = \frac{-[(C_2 + z_4 D_1)(z_1 + z_2) - z_1 z_2 (D - z_4 B)]}{(C - C_1 - D + D_1) z_1 + C_2 + (z_2 + z_4)(D_1 + z_1 B)};$$

$$z_4 = \{[C_2 + z_3 (C - C_1 + z_2 B)] z_1 + (C_2 - z_1 D)(z_2 + z_3) + z_3 D_1 (z_1 + z_2)\} /$$

$$/ - [(D_1 + z_1 B)(z_2 + z_3) + z_1 D_1].$$

КЧ в виде двух обратных Г-образных соединений двухполюсников z_1, z_2, z_3, z_4 (рис. 3, в):

$$z_1 = \{(C_2 + z_4 D_1)(z_2 + z_3) + C_2 z_4 - z_2 D (z_3 + z_4) + z_2 z_4 (C - C_1 + z_3 B)\} /$$

$$/ \{(D - z_4 B)(z_2 + z_3) + z_4 D\};$$

$$z_2 = \frac{-[(C_2 - z_1 D)(z_3 + z_4) + z_3 z_4 (D_1 + z_1 B)]}{(C - C_1 - D + D_1) z_4 + C_2 + (z_1 + z_3)(z_4 B - D)};$$

$$z_3 = \frac{(C_2 - z_1 D)(z_2 + z_4) + z_2 z_4 (C - C_1 - D + D_1 + z_1 B)}{-[(z_4 B - D)(z_1 + z_2) + C_2 + z_4 D_1]};$$

$$z_4 = \{(z_1 D - C_2)(z_2 + z_3) + z_2 z_3 D\} /$$

$$/ \{(C - C_1 - D + D_1 + (z_1 + z_3) B) z_2 + z_3 (D_1 + z_1 B) + C_2 - z_1 D\}.$$

КЧ в виде каскадно-соединенных Г-образного и П-образного соединений двухполюсников z_1, z_2, z_3, z_4, z_5 (рис. 3, в):

$$z_1 = \frac{-\{z_4 (z_2 + z_3) + z_2 z_3\} [C_2 + z_5 D_1] + z_5 C_2 (z_2 + z_3)}{[C_2 - z_2 D + z_5 (D_1 + B z_2)] (z_3 + z_4) + Z_{01}};$$

$$Z_{01} = z_5 [C_2 + z_3 (C - C_1 + z_4 B)] - D [z_3 (z_4 + z_5) + z_2 z_5];$$

$$z_2 = \frac{[(C - C_1 - D + D_1 + z_4 B) z_5 + C_2 - z_4 D] z_1 z_3 + Z_{02}}{-[(z_3 + z_4 + z_5)(C_2 - z_1 D) + z_5 (D_1 + z_1 B)(z_3 + z_4)]};$$

$$Z_{02} = (z_1 + z_3) [C_2 (z_4 + z_5) + z_4 z_5 D_1];$$

$$z_3 = \frac{-\{C_2 (z_4 + z_5) + z_4 z_5 D_1\} (z_1 + z_2) - Z_{04}}{[C_2 - z_1 D + z_5 (D_1 + z_1 B)] (z_2 + z_4) + Z_{03}};$$

$$Z_{03} = C_2 (z_1 + z_5) + z_1 z_5 (C - C_1 - D + D_1);$$

$$Z_{04} = z_1 z_2 [D (z_4 + z_5) - z_4 z_5 B];$$

$$z_4 = \frac{(C_2 - z_1 D) z_5 (z_2 + z_3) + C_2 [z_3 (z_1 + z_2) + z_1 z_5] + Z_{05}}{-\{[C_2 - D z_1 + z_5 (D_1 + z_1 B)] (z_2 + z_3) + Z_{06}\}};$$

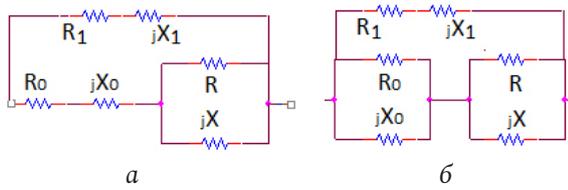


Рис. 7. Обобщенные квазиоптимальные комплексные двухполюсники
 Fig. 7. Generalized quasi-optimal complex two-terminal networks

$$Z_{05} = z_3 z_5 [z_1(C - C_1 + D_1) + z_2(D_1 + z_1 B)] - z_1 z_2 z_3 D;$$

$$z_5 = \frac{-\{(C_2 - z_1 D)[z_2(z_3 + z_4) + z_3 z_4] + C_2 z_1(z_3 + z_4)\}}{[C - C_1 - D + D_1 + B(z_2 + z_4)]z_1 z_3 + Z_{07}};$$

$$Z_{07} = C_2(z_1 + z_2 + z_3) + D_1[(z_1 + z_3)z_4 + (z_3 + z_4)z_2] - z_1 z_2(D - Bz_4).$$

Частичную реализацию оптимальных частотных характеристик (10)–(19) будем проводить путем оптимизации параметров обобщенных квазиоптимальных реактивных двухполюсников, включенных в состав квазиоптимальных комплексных двухполюсников. Пусть требуется определить зависимости сопротивлений X_0 и X реактивных двухполюсников от частоты, оптимальные по критерию обеспечения заданной зависимости комплексного сопротивления $z = r + jx$ от частоты всех обобщенных двухполюсников, показанных на рис. 7.

Приравняем оптимальное комплексное сопротивление $z = r + jx$, определенное в соответствии с (10)–(19), реальной зависимости сопротивления двухполюсника (рис. 4, а) от частоты:

$$r + jx = \frac{\left(\frac{R_0 + jX_0 + \frac{RjX}{R + jX}}{R + jX} \right) (R_1 + jX_1)}{R_0 + jX_0 + \frac{RjX}{R + jX} + R_1 + jX_1}. \quad (20)$$

После разделения (20) на действительную и мнимую части получим систему двух уравнений, решение которой имеет вид:

$$X_0 = \frac{x(R_1^2 + X_1^2) - X_1(r^2 + x^2) + Q}{(R_1 - r)^2 + (X_1 - x)^2}; \quad (21)$$

$$X = QR / \left\{ (R + R_0)[(R_1 - r)^2 + (X_1 - x)^2] + R_1(r^2 + x^2) - r(R_1^2 + X_1^2) \right\};$$

$$Q = \pm \sqrt{-\{[(R_1 - r)^2 + (X_1 - x)^2]R_0 + R_1(r^2 + x^2) - r(R_1^2 + X_1^2)\}Q_0};$$

$$Q_0 = (R + R_0)[(R_1 - r)^2 + (X_1 - x)^2] + R_1(r^2 + x^2) - r(R_1^2 + X_1^2).$$

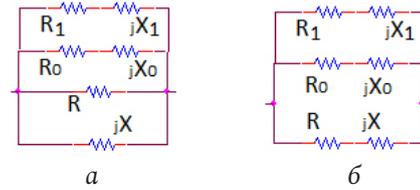


Рис. 8. Обобщенные квазиоптимальные комплексные двухполюсники (продолжение)
 Fig. 8. Generalized quasi-optimal complex two-port networks (continued)

Аналогично для второго двухполюсника (рис. 4, б):

$$r + jx = \frac{\left(\frac{RjX}{R + jX} + \frac{R_0 jX_0}{R_0 + jX_0} \right) (R_1 + jX_1)}{\frac{RjX}{R + jX} + \frac{R_0 jX_0}{R_0 + jX_0} + R_1 + jX_1}; \quad (22)$$

$$X_0 = \frac{-B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4A_1 C_1}}{2A_1}; \quad (23)$$

$$X = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2},$$

где

$$A_1 = RR_0^2[x^2 + (R_1 - r)^2] + X_1^2[x^2 + (R_0 - r)^2] - 2R(rR_0R_1^2 + xX_1R_0^2) - 2xR_0X_1R^2 + [R_1R^2 + R(R_1^2 + 2R_0R_1)](r^2 + x^2) - R^2\{rR_1^2 - X_1^2(R_0 - r) - R_0[(R_1 - r)^2 + x^2]\};$$

$$B_1 = 2RR_0^2[(r^2 + x^2)X_1 - x(R_1^2 + X_1^2)];$$

$$C_1 = \{(r^2 + x^2)[(R_1^2 + X_1^2)R + R_1R^2] - rR^2(R_1^2 + X_1^2)\}R_0^2;$$

$$A_2 = \{[(R_1 + R)^2 + X_1^2]R_0 + (R_1 + R)R_0^2\}(r^2 + x^2) + R_1^2[R_0(R^2 - rR_0) + R(R_0^2 - 2rR_0)] - 2RR_0(R_1r + X_1x)(R + R_0) + R_0X_1^2[R_0(R - r) + R(R - 2r)];$$

$$B_2 = 2R_0R^2[(r^2 + x^2)X_1 - x(R_1^2 + X_1^2)];$$

$$C_2 = R^2\{R_1R_0^2(r^2 + x^2) - (R_1^2 + X_1^2)[rR_0^2 - R_0(r^2 + x^2)]\}.$$

Для третьего двухполюсника (рис. 8, а):

$$r + jx = \left(\frac{(R_0 + jX_0)R}{R_0 + jX_0 + R} jX \right)^{-1} \frac{(R_0 + jX_0)R}{R_0 + jX_0 + R} (R_1 + jX_1) A, \quad (24)$$

где

$$A = \left(\frac{(R_0 + jX_0)R}{R_0 + jX_0 + R} jX \right) + R_1 + jX_1.$$

Коэффициенты для (23):

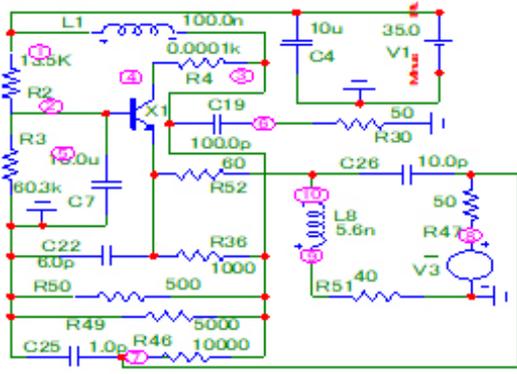


Рис. 9. Принципиальная схема узкополосного усилителя, соответствующая первой структурной схеме (рис. 1, а). АЧХ- и ФЧХ-усилителя показаны на рис. 10
Fig. 9. Schematic diagram of a narrow-band amplifier corresponding to the first block diagram (Fig. 1, a). The frequency response and phase response of the amplifier are shown in Fig. 10

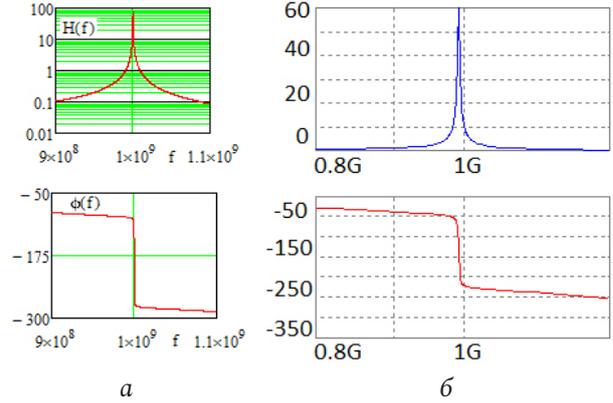


Рис. 10. АЧХ- и ФЧХ-усилители (рис. 9), полученные в системе MicroCap (а) и в системе MathCad (б)
Fig. 10. Frequency response and phase response of the amplifier (Fig. 9), obtained in the MicroCap system (a) and in the MathCad system (b)

$$A_1 = (R^2 R_1 + R R_1^2 + R X_1^2)(r^2 + x^2) - r R^2 (R_1^2 + X_1^2);$$

$$B_1 = 0;$$

$$C_1 = R R_0 [(R + R_0)(r^2 + x^2) - R R_0 r] (R_1^2 + X_1^2) + R_1 R^2 R_0^2 (r^2 + x^2);$$

$$C_2 = R^2 R_0 (R_1^2 + X_1^2)(r^2 + x^2);$$

$$A_2 = [(R_1^2 + X_1^2)(R_0 + R) + R^2 (R_0 + R_1) + 2 R R_0 R_1] (r^2 + x^2) + [R^2 (R_0 - r) - 2 R R_0 r] \times (R_1^2 + X_1^2) - 2 R^2 R_0 (R_1 r + X_1 x);$$

$$B_2 = 2 R_0 R^2 [(r^2 + x^2) X_1 - x (R_1^2 + X_1^2)];$$

Для четвертого двухполюсника (рис. 8, б):

$$r + jx = \frac{\left(\frac{(R_0 + jX_0)(R + jX)}{R_0 + jX_0 + R + jX} (R_1 + jX_1) \right)}{\left(\frac{(R_0 + jX_0)(R + jX)}{R_0 + jX_0 + R + jX} + R_1 + jX_1 \right)}. \quad (25)$$

Коэффициенты для (23):

$$A_1 = [(R_1 - r)^2 + (X_1 - x)^2] R + R_1 (r^2 + x^2) - r (R_1^2 + X_1^2);$$

$$B_1 = 2 R [(r^2 + x^2) X_1 - x (R_1^2 + X_1^2)];$$

$$C_1 = [(R + R_0)(r^2 + x^2) - r R_0 (R_0 + 2R)] (R_1^2 + X_1^2) + R R_0^2 [R_1 (R_1 - 2r) + X_1 (X_1 - 2x)] + R_0 (r^2 + x^2) [R_0 (R + R_1) - 2 R R_1];$$

$$A_2 = (r^2 + x^2)(R_0 + R_1) + (R_1^2 + X_1^2)(R_0 - r) - 2 R_0 (R_1 r + X_1 x);$$

$$B_2 = 2 R_0 [(r^2 + x^2) X_1 - x (R_1^2 + X_1^2)];$$

$$C_2 = (r^2 + x^2) [R_0 (R + R_1)^2 + X_1^2 (R + R_0)] + (r^2 + x^2) [R R_1 (R + R_1) - 2 R^2 R_0 (R_1 r + x X_1)] + [R^2 (R_0 - r) - 2 r R R_0] (R_1^2 + X_1^2).$$

Таким образом, по крайней мере, для рассмотренных вариантов обобщенных квазиоптимальных двухполюсников (рис. 7, 8) задача обеспечения заданной зависимости комплексного сопротивления $z = r + jx$ от частоты может быть сведена к задаче обеспечения необходимых (вспомогательных, дополнительных) зависимостей сопротивлений X_0 и X реактивных двухполюсников от частоты, входящих в состав этих квазиоптимальных комплексных двухполюсников. Параметры реактивных двухполюсников, оптимальные по критерию обеспечения заданных частотных характеристик сопротивлений реактивных двухполюсников, определены в работе [1]. Количество частот, на которых может быть реализовано совпадение реальных и оптимальных характеристик комплексных двухполюсников, увеличивается до четырех. Полоса частот возрастает. Возможны и другие варианты квазиоптимальных комплексных двухполюсников, оптимизированных таким же образом. Для узкополосных усилителей использование этого этапа алгоритма параметрического синтеза не обязательно.

3. Математическое и схемотехническое моделирование усилителей

На рис. 9–12 в качестве примера показаны экспериментальные и теоретические характеристики эквивалентной и принципиальной схем узкополосного усилителя, соответствующих структурной схеме рис. 1, а. В качестве НЭ использован транзистор типа BFQ17PH, включенный по схеме с общей базой по высокой частоте (рис. 9). Схема НЧ выполнена в виде параллельно соединенных НЭ и

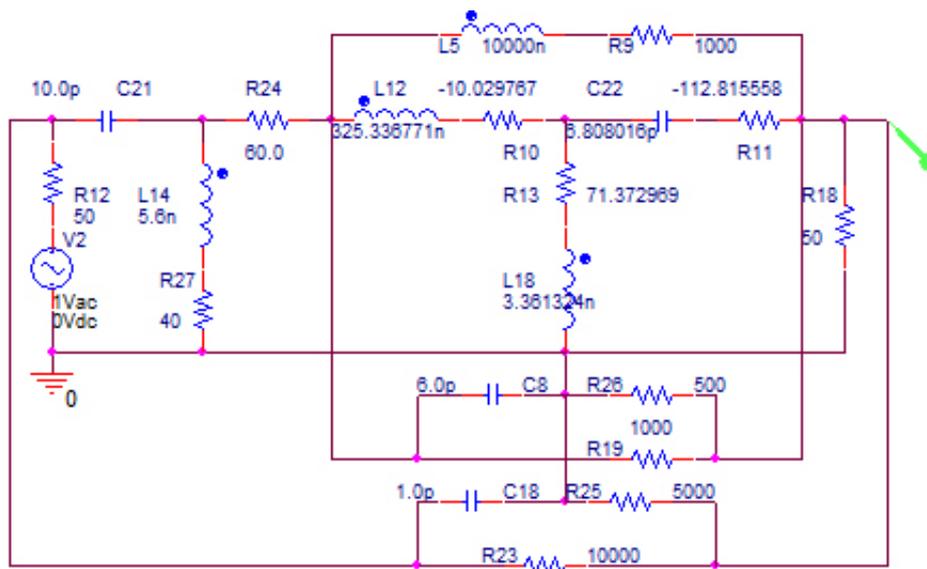


Рис. 11. Эквивалентная схема (а), узкополосного усилителя (рис. 9), соответствующего первой структурной схеме (рис. 1, а). АЧХ- и ФЧХ-усилителя, полученные в системе OrCad, показаны на рис. 12

Fig. 11. Equivalent circuit (a) of a narrow-band amplifier (Fig. 9) corresponding to the first block diagram (Fig. 1, a). The frequency response and phase response of the amplifier obtained in the OrCad system are shown in Fig. 12



Рис. 12. АЧХ (а) и ФЧХ (б) эквивалентной схемы усилителя (рис. 11), полученные в системе OrCad (б)

Fig. 12. Frequency response (a) and phase response (b) of the equivalent amplifier circuit (Fig. 11), obtained in the OrCad system (b)

ЦОС с П-образным соединением трех элементов C_{22} , R_{36} , R_{50} .

Схема общей ЦОС выполнена в виде П-образного соединения трех элементов C_{25} , R_{46} , R_{49} .

Нагрузка и сопротивление источника сигнала выполнены на элементах R_{30} и R_{47} соответственно. Схема КЧ собрана в виде Т-образного четырехполюсника на элементах L_8 , C_{26} , R_{51} , R_{52} , параметры которых определялись по формулам (14).

Эквивалентная схема НЭ выполнена в виде перекрытого Т-образного четырехполюсника на элементах L_{12} , R_{10} , L_{16} , R_{13} , R_{11} , C_{22} , R_9 , L_5 (рис. 6, а).

Схема НЧ выполнена в виде параллельно соединенных эквивалентной схемы НЭ и ЦОС с П-образным соединением трех элементов C_8 , R_{19} , R_{26} . Схема общей ЦОС выполнена в виде П-образного соединения трех элементов C_{18} , R_{23} , R_{25} . Схема КЧ выполнена в виде Т-образного соединения четырех элементов L_{14} , C_{21} , R_{24} , R_{27} .

Заключение

Анализ показывает, что экспериментальные (рис. 10, а) частотные характеристики принципиальной схемы узкополосного усилителя удовлетворительно совпадают с характеристиками эквивалентной схемы (рис. 11) усилителя, полученные расчетным путем (рис. 10, б) и экспериментально (рис. 12). Резонансная частота эквивалентной схемы $f \approx 1000$ МГц (рис. 10, б и 12) незначительно отличается от резонансной частоты принципиальной схемы $f \approx 992$ МГц (рис. 10, а). Произведение коэффициента усиления на полосу частот составляет примерно 200 МГц.

Таким образом, полученные математические модели КЧ (10)–(25) могут быть использованы для технического проектирования различных радиотехнических устройств с общей обратной связью, охватывающей нелинейную часть и согласующий КЧ, в интересах реализации заданных частотных характеристик.

Список литературы

1. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез радиотехнических устройств и систем. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2018. 588 с.
2. Гуревич И.В. Основы расчетов радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975. 368 с.
3. Справочник по радиоэлектронике. Т. 3 / под ред. А.А. Куликовского. М.: Энергия, 1970. 413 с.
4. Авиационные системы радиоуправления / под ред. В.С. Вербы, В.И. Меркулова. М.: Радиотехника, 2014. 376 с.
5. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез динамических звеньев радиоэлектронных систем управления для вариантов их включения между источником сигнала и нелинейной частью // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2019. № 3. С. 35–44.

References

1. Golovkov A.A., Golovkov V.A. *Parametric Synthesis of Radio Engineering Devices and Systems*. Voronezh: VUNTs VVS «VVA», 2018, 588 p. (In Russ.)
2. Gurevich I.V. *Fundamentals of Calculations of Radio Circuits (Linear Circuits with Harmonic Effects)*. Moscow: Svjaz', 1975, 368 p. (In Russ.)
3. *Handbook of Radio Electronics*. Vol. 3. Ed. by A.A. Kulikovskiy. Moscow: Energija, 1970, 413 p. (In Russ.)
4. *Aircraft Radio Control Systems*. Ed. by V.S. Verby, V.I. Merkulov. Moscow: Radiotekhnika, 2014, 376 p. (In Russ.)
5. Golovkov A.A., Golovkov V.A. Parametric synthesis of dynamic links of radio-electronic control systems for options for their inclusion between the signal source and the nonlinear part. *Informatsionno-izmeritel'nye i upravljajuschie sistemy*, 2019, no. 3, pp. 35–44. (In Russ.)

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2022, vol. 25, no. 2, pp. 51–59

DOI 10.18469/1810-3189.2022.25.2.51-59

Received 30 July 2021
Accepted 30 August 2021

Parametrical synthesis of the complex two-port networks for variants of their inclusion between a source of a signal and a nonlinear part by criterion of maintenance of the set characteristics amplifiers with the general feedback

Alexander A. Golovkov , Vladimir A. Golovkov

Military Educational and Scientific Centre of the Air Force N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy (Voronezh)
the Ministry of Defence of the Russian Federation
54a, Staryh Bolshevikov Street,
Voronezh, 394064, Russia

Abstract – Introduction: the analysis of known literature shows that the use of various types of matching quadripoles (reactive, resistive, complex, mixed) and a feedback circuit covering a non-linear element makes it possible to increase the area of physical feasibility of given forms of frequency characteristics. **The purpose of the work** is to increase the area of physical feasibility of given forms of frequency characteristics by optimizing the parameters of matching complex quadripoles and using an additional feedback circuit covering a nonlinear element and a mixed quadripole. Each two-terminal network of such four-terminal networks consists of both resistive and reactive elements. **Materials and methods:** theory of four-terminal networks, matrix algebra, decomposition method, method of synthesis of microwave control devices, circuit engineering method for analyzing the characteristics of radio devices. **Results:** Mathematical models of matching complex quadripole networks are obtained in the form of relationships between the elements of their transmission matrix and the dependences of the resistances of their two-terminal circuits on frequency, which are optimal in terms of the criterion for providing specified forms of frequency characteristics. **Conclusion:** a comparative analysis of the theoretical results (frequency response and phase response of amplifiers) obtained by mathematical modeling in the MathCad system and experimental results obtained by circuit simulation in the OrCad and MicroCap systems shows their satisfactory agreement.

Keywords – parametrical synthesis matching by the complex two-port networks, the set forms of frequency characteristics of amplifiers.

Информация об авторах

Головков Александр Афанасьевич, доктор технических наук, профессор, заслуженный изобретатель РФ, профессор кафедры авиационных систем и комплексов радионавигации и радиосвязи ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Россия. Автор 660 научных работ.

Область научных интересов: способы и средства формирования и обработки сигналов, приема, передачи, защиты и разрушения информации.

E-mail: valgol2595@gmail.com
ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8468-0055>

Головков Владимир Александрович, младший научный сотрудник отдела ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Россия.

Область научных интересов: способы и средства формирования и обработки сигналов, приема, передачи информации.
E-mail: valgol2595@gmail.com

Information about the Authors

Alexander A. Golovkov, Doctor of Technical Sciences, professor, honored inventor of the Russian Federation, professor of the Department of Aviation Systems and Complexes of Radio Navigation and Radio Communication, Military Educational and Scientific Centre of the Air Force N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin Air Force Academy (Voronezh) the Ministry of Defence of the Russian Federation, Voronezh, Russia.

Research interests: ways and means of generating and processing signals, receiving, transmitting, protecting and destroying information.
E-mail: valgol2595@gmail.com
ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8468-0055>

Vladimir A. Golovkov, junior scientist of the Military Educational and Scientific Centre of the Air Force N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin Air Force Academy (Voronezh) the Ministry of Defence of the Russian Federation, Voronezh, Russia.

Research interests: ways and means of generating and processing signals, receiving and transmitting information.
E-mail: valgol2595@gmail.com

Неганов, В.А.

Современная теория и практические применения антенн: монография / В.А. Неганов, Д.П. Табаков, Г.П. Яровой; предисл. акад. Ю.В. Гуляева; под ред. В.А. Неганова. – М.: Радиотехника, 2009. – 720 с.

Неганов В.А., Табаков Д.П., Яровой Г.П.

ISBN 978-5-88070-222-0

УДК 621.396.67

ББК 32.845

Современная теория
и практические применения
антенн

Издательство «Радиотехника»
Москва, 2009

Рассмотрены основные разделы теории и техники антенн. Освещены вопросы расчета и построения различных типов антенн (от вибраторных до рупорных и антенных решеток, включая фазированные). Основное внимание уделено антеннам СВЧ и расчетам их электромагнитных полей в ближней зоне, т. е. вопросам электромагнитной совместимости.

Принципиальное отличие книги от известных заключается в последовательном применении метода физической регуляризации (самосогласованного метода) к расчету электромагнитного поля антенн, позволяющего осуществлять непрерывный переход с излучающей поверхности антенны к пространству вне ее. С помощью самосогласованного метода получены новые результаты по теории антенн: установлены связь между поверхностной плотностью тока на вибраторной антенне и напряженностью электромагнитного поля, однонаправленный режим излучения для кольцевой (рамочной антенны), режимы стоячих и бегущих волн в цилиндрической спиральной антенне, входное сопротивление практически для всех типов антенн. Теоретический материал подкреплен примерами применения многолучевых антенн.

Предназначено для разработчиков антенно-фидерных устройств, аспирантов и докторантов, занимающихся вопросами проектирования антенных систем различного назначения, студентов радиотехнических специальностей высших учебных заведений.