

Параметрический синтез различных радиоустройств с заданным количеством каскадов типа «нелинейная часть – комплексный четырехполюсник»

А.А. Головков 

Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия»
394064, Россия, г. Воронеж,
ул. Старых Большевиков, 54а

Аннотация – Обоснование. Наличие возможности аналитического определения части параметров различных радиоустройств, оптимальных по критерию обеспечения заданных значений модулей и фаз передаточных функций на необходимом количестве частот, значительно уменьшает время численной оптимизации остальной части параметров по критерию формирования требуемых АЧХ и ФЧХ в полосе частот. До настоящего времени такие задачи решались в отношении радиоустройств только с одним каскадом типа «нелинейная часть – согласующее устройство» или «согласующее устройство – нелинейная часть». В качестве согласующего устройства использовались реактивные, резистивные, комплексные или смешанные четырехполюсники. Решена также задача многокаскадных радиоустройств с реактивными четырехполюсниками. Изменение базиса для согласующих четырехполюсников и места включения нелинейной части приводит к изменению области физической реализуемости. **Цель.** Разработка алгоритмов параметрического синтеза радиоустройств с произвольным количеством одинаковых и неодинаковых каскадов типа «нелинейная часть – согласующий комплексный четырехполюсник» по критерию обеспечения заданных частотных характеристик. Нелинейные части представлены в виде нелинейного элемента и параллельной или последовательной по току или напряжению обратной связи. **Методы.** Теория четырехполюсников, матричная алгебра, метод декомпозиции, метод синтеза управляющих устройств СВЧ, численные методы оптимизации. **Результаты.** В интересах достижения указанной цели сформированы и решены системы алгебраических уравнений. Получены модели оптимальных четырехполюсников в виде математических выражений для определения взаимосвязей между элементами их классической матрицы передачи и для отыскания зависимостей сопротивлений двухполюсников от частоты. Показано, что при определенных соотношениях между количеством одинаковых каскадов и значениями сопротивлений источника сигнала и нагрузки однокаскадного радиоустройства частотные характеристики однокаскадного и многокаскадного радиоустройств оказываются идентичными или подобными. Такие схемы названы эквивалентными. Использование неодинаковых каскадов приводит к значительному увеличению рабочей полосы частот. **Заключение.** Сравнительный анализ теоретических результатов (АЧХ и ФЧХ радиоустройств, значения параметров), 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 комплексных четырехполюсников; заданные частотные характеристики многокаскадных радиоустройств.

Введение

В работе [1] предложены алгоритмы параметрического синтеза плоско-слоистых сред (ПСС), содержащих заданное количество управляемых и неуправляемых слоев, по критерию обеспечения заданной амплитудно-фазовой модуляции рассеянного сигнала. Управляемые слои – это двумерно-периодические решетки проводящих стержней или полосок, в разрывы которых включены нелинейные элементы, управляемые низкочастотным сигналом. Неуправляемые слои (НС) – это однородные диэлектрические слои без потерь или двумерно-периодические решетки стержней или полосок. В общем случае ПСС функционирует в смешанном режиме – присутствует как отраженная, так и проходящая волна. Если один из НС, расположенный последним по направле-

нию падающей волны, выполнен в виде проводящего экрана, то ПСС является отражающей. В этом случае ПСС может быть использована в качестве основы для построения перспективной курсо-глицсадной системы [2]. Суть алгоритмов состоит в формировании систем алгебраических уравнений, отвечающих требованиям к системным операторам (коэффициентам отражения и передаточным функциям) в заданном количестве состояний, удовлетворяющих заданным уровням низкочастотного сигнала. Результатом решения этих уравнений является система взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи некоторых НС, отнесенных к неуправляемой части. Оставшаяся часть НС отнесена к управляемой части ПСС. Система взаимосвязей – это исходная система уравнений для отыскания параметров НС.

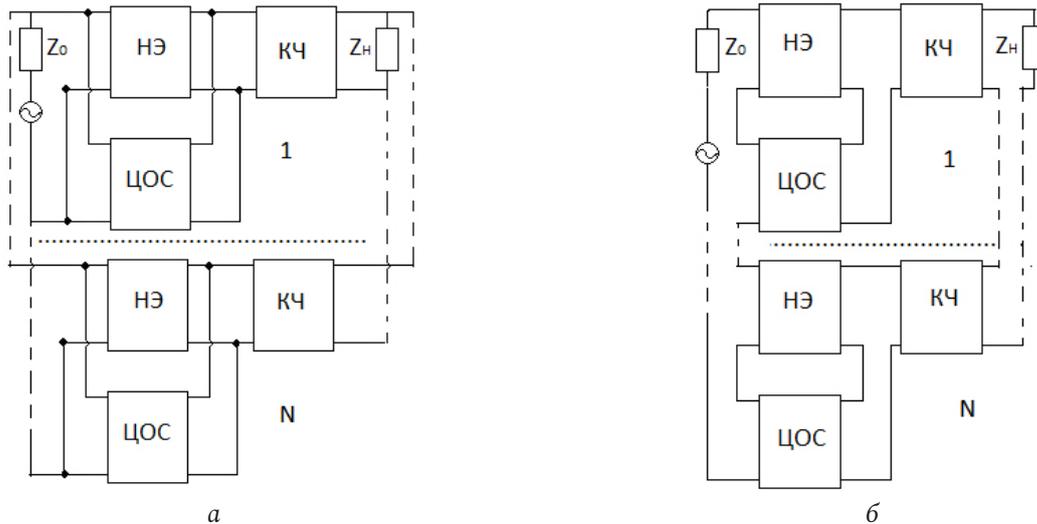


Рис. 1. Структурные схемы многокаскадных радиоустройств с параллельной по напряжению (а) и последовательной по току (б) ЦОС, включенными между источником сигнала и КЧ
 Fig. 1. Structural diagrams of multi-stage radio devices with (a) parallel voltage and (b) series current FC connected between the signal source and the CQ

Разработанные алгоритмы могут быть использованы практически в любом диапазоне радиочастот. Отличие состоит лишь в реализации элементов классической матрицы передачи НС. В соответствующих диапазонах частот это могут быть элементы либо с распределенными параметрами [1; 2], либо с сосредоточенными параметрами [3–7]. Для реализации геометрических размеров неуправляемых и управляемых решеток ПСС [1; 2] необходимо привлечение результатов решения задач дифракции электромагнитных волн на различных проводящих телах [8].

Наиболее полно метод решения задач параметрического синтеза различных радиоустройств (за исключением многокаскадных) с обоими типами элементов изложен в работе [9].

В данной работе предлагается рассмотреть особенности этих алгоритмов с учетом наличия каскадов типа «нелинейная часть (НЧ) – комплексный четырехполюсник (КЧ)». Эти каскады включены между источником сигнала с сопротивлением $z_0 = r_0 + jx_0$ и нагрузкой $z_H = r_H + jx_H$ (рис. 1, 2). При этом учитывалось, что НЧ состоит из трехполюсного нелинейного элемента (НЭ) и охватывающей его цепи обратной связи (ЦОС – параллельной или последовательной по току или напряжению).

Комплексный четырехполюсник характеризуется искомыми комплексными элементами классической матрицы передачи a, b, c, d . Оптимизация параметров двухполюсников, не входящих в КЧ, осуществляется с помощью известных численных методов [10] по критерию обеспечения заданной

рабочей полосы частот. Все обозначения неописанных величин в данной статье соответствуют принятым в [9].

1. Алгоритм параметрического синтеза

Используя метод декомпозиции, матричное представление отдельных четырехполюсников и их соединений, найдем передаточные функции для указанных схем [9].

Рассмотрим случай применения одинаковых каскадов типа «НЧ–КЧ».

Передаточная функция для схемы, представленной на рис. 1, а, имеет следующий вид:

$$H = Nz_H / \{(b + Naz_H)(a_y + Nc_y z_0) + (d + Ncz_H)(b_y + Nd_y z_0)\}. \quad (1)$$

Передаточная функция для схемы, представленной на рис. 1, б:

$$H = Nz_H / \{(Nd + cz_H)(Nb_y + d_y z_0) + (Nb + az_H)(Na_y + c_y z_0)\}. \quad (2)$$

Передаточная функция для схемы, показанной на рис. 2, а:

$$H = Nz_H / \{(d + Njcz_H)(Nb_y + d_y z_0) + (Na_y + c_y z_0)(jb + Naz_H)\}. \quad (3)$$

Передаточная функция для схемы, изображенной на рис. 2, б:

$$H = Nz_H / \{(Njb + az_H)(a_y + Nc_y z_0) + (Nd + jcz_H)(b_y + Nd_y z_0)\}. \quad (4)$$

Предъявим требования к зависимостям модулей и фаз передаточных функций от частоты:

$$H = m(\cos \varphi + j \sin \varphi). \quad (5)$$

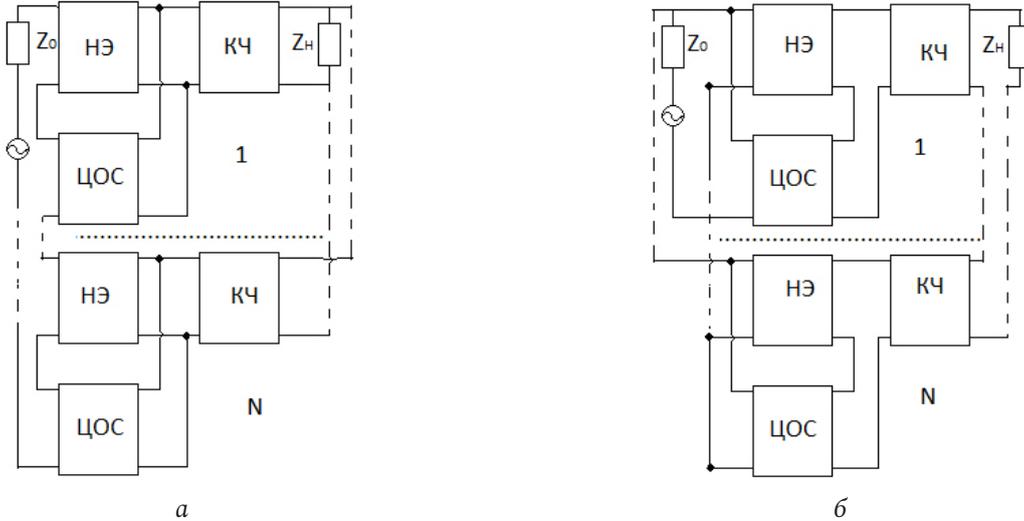


Рис. 2. Структурные схемы многокаскадных радиоустройств с последовательной по напряжению (а) и параллельной по току (б) ЦОС, включенными между источником сигнала и КЧ
Fig. 2. Structural diagrams of multi-stage radio devices with (a) serial voltage and (b) parallel current FC connected between the signal source and the CQ

Подставим (1) в (5). Получим общую для всех вариантов комплексную взаимосвязь между элементами классической матрицы передачи КЧ, оптимальную по критерию обеспечения заданных частотных характеристик:

$$a = Bb + Cc + Dd + E. \quad (6)$$

Отличие между вариантами состоит в коэффициентах для (6). Например, при использовании в исходном уравнении функции (1) для рис. 1, а эти коэффициенты имеют вид:

$$B = \frac{-j}{Nz_n} = b_r + jb_x; \quad C = -\frac{j(b_y + Nd_y z_0)}{a_y + Nc_y z_0} = c_r + jc_x; \quad (7)$$

$$D = \frac{-(b_y + Nd_y z_0)}{Nz_n(a_y + Nc_y z_0)} = d_r + jd_x;$$

$$E = \frac{1}{M(a_y + Nc_y z_0)} = e_r + je_x; \quad M = m[\cos(\varphi) + j\sin(\varphi)].$$

При использовании в исходном уравнении функции (2):

$$B = \frac{-jN}{z_n} = b_r + jb_x; \quad C = -\frac{j(Nb_y + d_y z_0)}{Na_y + c_y z_0} = c_r + jc_x; \quad (8)$$

$$D = -\frac{N(Nb_y + d_y z_0)}{z_n(Na_y + c_y z_0)} = d_r + jd_x;$$

$$E = \frac{N}{M(Na_y + c_y z_0)} = e_r + je_x.$$

При использовании в исходном уравнении функции (3):

$$B = \frac{-j}{z_n N} = b_r + jb_x; \quad C = -\frac{j(Nb_y + d_y z_0)}{Na_y + c_y z_0} = c_r + jc_x; \quad (9)$$

$$D = -\frac{Nb_y + d_y z_0}{z_n N(Na_y + c_y z_0)} = d_r + jd_x;$$

$$E = \frac{1}{M(Na_y + c_y z_0)} = e_r + je_x.$$

При использовании в исходном уравнении функции (4):

$$B = \frac{-jN}{z_n} = b_r + jb_x; \quad C = -\frac{j(b_y + Nd_y z_0)}{a_y + Nc_y z_0} = c_r + jc_x; \quad (10)$$

$$D = -\frac{N(b_y + Nd_y z_0)}{z_n(a_y + Nc_y z_0)} = d_r + jd_x;$$

$$E = \frac{N}{M(a_y + Nc_y z_0)} = e_r + je_x.$$

Рассмотрим случай использования неодинаковых каскадов типа «НЧ – КЧ». Тогда передаточная функция для схемы, изображенной на рис. 1, а, имеет вид

$$H = \{z_n [Y_{21}^{oc}(d_n b_{yn} + a_{yn} b_n) + 1]\} / \{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n)E_0 + H_0\}, \quad (11)$$

где

$$A_0 = z_n [c_y z_0 + a_{yn}(1 + Y_{11}^{oc} z_0)];$$

$$B_0 = [Y_{12}^{oc} Y_{21}^{oc} z_0 z_n + (1 + Y_{11}^{oc} z_0)(1 - Y_{22}^{oc} z_n)]a_{yn} + c_{yn} z_0(1 - Y_{22}^{oc} z_n); \quad C_0 = z_n [d_{yn} z_0 + b_{yn}(1 + Y_{11}^{oc} z_0)];$$

$$H_0 = Y_{12}^{oc} z_0 z_n; \quad E_0 = -Y_{21}^{oc} z_0 z_n (a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn});$$

$$D_0 = [Y_{12}^{oc} Y_{21}^{oc} z_0 z_n + (1 + Y_{11}^{oc} z_0)(1 - Y_{22}^{oc} z_n)]b_{yn} + d_{yn} z_0(1 - Y_{22}^{oc} z_n);$$

$$Y_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{11m}; \quad Y_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{12m};$$

$$Y_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{21m}; \quad Y_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{22m};$$

$Y_{11}^{oc}, Y_{12}^{oc}, Y_{21}^{oc}, Y_{22}^{oc}$ – известные зависимости суммарных элементов матрицы проводимостей всех каскадов (кроме n -го) от частоты.

Передаточная функция для схемы, показанной на рис. 1, б):

$$H = \{z_n [Z_{21}^{oc}(a_n c_{yn} + c_n d_{yn}) + 1]\} / \{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n)E_0 + H_0\}, \quad (12)$$

где

$$A_0 = [(z_0 + Z_{11}^{oc})(z_n - Z_{22}^{oc}) + Z_{12}^{oc} Z_{21}^{oc}]c_{yn} + a_{yn}(z_n - Z_{22}^{oc}); \quad B_0 = a_{yn} + c_{yn}(z_0 + Z_{11}^{oc});$$

$$C_0 = [(z_0 + Z_{11}^{oc})(z_n - Z_{22}^{oc}) + Z_{12}^{oc} Z_{21}^{oc}]d_{yn} + b_{yn}(z_n - Z_{22}^{oc}); \quad D_0 = b_{yn} + d_{yn}(z_0 + Z_{11}^{oc});$$

$$H_0 = Z_{12}^{oc}; \quad E_0 = -Z_{21}^{oc}(a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn});$$

$$Z_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{11m}; \quad Z_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{12m};$$

$$Z_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{21m}; \quad Z_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{22m};$$

$Z_{11}^{oc}, Z_{12}^{oc}, Z_{21}^{oc}, Z_{22}^{oc}$ – известные зависимости суммарных элементов матрицы сопротивлений всех каскадов (кроме n -го) от частоты.

Передаточная функция для схемы, представленной на рис. 2, а):

$$H = \{z_n [H_{21}^{oc}(b_n c_{yn} + d_n d_{yn}) + 1]\} / \{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n)E_0 + H_0\}, \quad (13)$$

где

$$A_0 = z_n [a_{yn} + c_{yn}(z_0 + H_{11}^{oc})];$$

$$B_0 = (1 - H_{22}^{oc} z_n) a_{yn} + c_{yn} [(1 - H_{22}^{oc} z_n)(z_0 + H_{11}^{oc}) + H_{12}^{oc} H_{21}^{oc} z_n];$$

$$H_0 = H_{12}^{oc} z_n; \quad C_0 = z_n [b_{yn} + d_{yn}(z_0 + H_{11}^{oc})];$$

$$D_0 = d_{yn} [(1 - H_{22}^{oc} z_n)(z_0 + H_{11}^{oc}) + H_{12}^{oc} H_{21}^{oc} z_n] + (1 - H_{22}^{oc} z_n) b_{yn}; \quad E_0 = H_{21}^{oc} z_n (a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn});$$

$$H_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{11m}; \quad H_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{12m};$$

$$H_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{21m}; \quad H_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{22m}.$$

$H_{11}^{oc}, H_{12}^{oc}, H_{21}^{oc}, H_{22}^{oc}$ – известные зависимости суммарных элементов смешанной матрицы H всех каскадов (кроме n -го) от частоты.

Передаточная функция для схемы, представленной на рис. 2, б):

$$H = \{z_n [F_{21}^{oc}(a_n a_{yn} + b_{yn} c_n) + 1]\} / \{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n)E_0 + H_0\}, \quad (14)$$

где

$$A_0 = [F_{12}^{oc} F_{21}^{oc} z_0 + (1 + F_{11}^{oc} z_0)(z_n - F_{22}^{oc})] a_{yn} + c_{yn} z_0 (z_n - F_{22}^{oc}); \quad B_0 = a_{yn} (1 + F_{11}^{oc} z_0) + z_0 c_{yn};$$

$$H_0 = F_{12}^{oc} z_0; \quad D_0 = d_{yn} z_0 + b_{yn} (1 + F_{11}^{oc} z_0);$$

$$C_0 = [F_{12}^{oc} F_{21}^{oc} z_0 + (z_n - F_{22}^{oc})(1 + F_{11}^{oc} z_0)] b_{yn} + d_{yn} z_0 (z_n - F_{22}^{oc}); \quad E_0 = F_{21}^{oc} z_0 (a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn});$$

$$F_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{11m}; \quad F_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{12m};$$

$$F_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{21m}; \quad F_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{22m};$$

$F_{11}^{oc}, F_{12}^{oc}, F_{21}^{oc}, F_{22}^{oc}$ – известные зависимости суммарных элементов смешанной матрицы F всех каскадов (кроме n -го) от частоты.

Общая для всех вариантов взаимосвязь между элементами классической матрицы передачи КЧ n -го каскада, полученная путем решения исходного уравнения

$$a_n = \frac{(C_1 c_n + B) b_n + D_1 d_n + C_2 c_n + C}{C_1 d_n + D}. \quad (15)$$

Коэффициенты для (15) при использовании (9) в исходном уравнении:

$$B = j(a_y Y_{21}^{oc} z_n - B_0 M) = b_r + j b_x; \quad (16)$$

$$C = z_n - H_0 M = c_r + j c_x; \quad C_1 = E_0 M = c_{1r} + j c_{1x};$$

$$C_2 = -j C_0 M = c_{2r} + j c_{2x}; \quad D = A_0 M = d_r + j d_x;$$

$$D_1 = b_y Y_{21}^{oc} z_n - D_0 M = d_{1r} + j d_{1x};$$

$$M = m(\cos \varphi + j \sin \varphi).$$

Коэффициенты для (15) при использовании (10) в исходном уравнении:

$$B = -j B_0 M = b_r + j b_x; \quad C = z_n - H_0 M = c_r + j c_x; \quad (17)$$

$$C_1 = E_0 M = c_{1r} + j c_{1x};$$

$$C_2 = j d_{yn} z_n Z_{21}^{oc} - j C_0 M = c_{2r} + j c_{2x};$$

$$D = A_0 M - c_y z_n Z_{21}^{oc} = d_r + j d_x;$$

$$D_1 = -D_0 M = d_{1r} + j d_{1x}.$$

Коэффициенты для (14) при использовании (11) в исходном уравнении:

$$\begin{aligned} B &= j(c_{yn}H_{21}^{oc}z_n - B_0M) = b_r + jb_x; \\ C &= z_n - H_0M = c_r + jc_x; \quad C_1 = E_0M = c_{1r} + jc_{1x}; \\ C_2 &= -jC_0M = c_{2r} + jc_{2x}; \quad D = A_0M = d_r + jd_x; \\ D_1 &= d_{yn}H_{21}^{oc}z_n - D_0M = d_{1r} + jd_{1x}. \end{aligned} \quad (18)$$

Коэффициенты для (14) при использовании (12) в исходном уравнении:

$$\begin{aligned} B &= -jB_0M = b_r + jb_x; \quad C = z_n - H_0M = c_r + jc_x; \\ C_1 &= E_0M = c_{1r} + jc_{1x}; \\ C_2 &= j(b_{yn}z_nF_{21}^{oc} - C_0M) = c_{2r} + jc_{2x}; \\ D &= A_0M - a_{yn}z_nF_{21}^{oc} = d_r + jd_x; \\ D_1 &= -D_0M = d_{1r} + jd_{1x}. \end{aligned} \quad (19)$$

Для отыскания выражений для определения параметров типовых схем КЧ каскада необходимо взять известные формулы для элементов классической матрицы передачи КЧ [3; 4], выраженные через сопротивления или проводимости двухполюсников, а также коэффициенты для (6) или (15) с выбранным типом обратной связи и подставить их в (6) или (15). Затем полученное комплексное уравнение надо решить относительно сопротивления или проводимости выбранного двухполюсника. При смене базиса четырехполюсника на резистивный или смешанный полученное уравнение надо разделить на действительную и мнимую части и решить сформированную таким образом систему двух алгебраических действительных уравнений относительно сопротивлений или проводимостей двух двухполюсников выбранной схемы четырехполюсника из M двухполюсников. В результате получаются ограничения в виде зависимостей сопротивлений двух двухполюсников от частоты, оптимальные по критерию обеспечения заданных характеристик. Задача реализации этих зависимостей в ограниченной полосе частот решена в работе [9]. Параметры остальных $M-2$ двухполюсников РЧ и ЦОС n -го каскада, свободных от указанных ограничений, а также параметры двухполюсников РЧ и ЦОС всех остальных каскадов выбираются из условия обеспечения других критериев, например из условия обеспечения заданной формы полосы рабочих частот. Для этого могут быть использованы известные численные методы оптимизации [10]. При этом время оптимизации сокращается в сотни раз по сравнению с временем оптимизации с помощью только численных методов. Это связано с тем, что при использовании получаемых таким образом ограничений на каждом шаге оптимизации, включая первый, на заданном количестве частот обеспечи-

вается совпадение реальных значений передаточной функции с заданными.

2. Результаты параметрического синтеза

Здесь в качестве примера приводятся некоторые из решений, полученных для типовых схем КЧ при использовании параллельной по напряжению обратной связи (рис. 1, а). Этот вид обратной связи допускает применение КЧ практически любой сложности. Количество решений равно числу двухполюсников в выбранном КЧ. Пусть используется взаимосвязь (6) для варианта применения одинаковых каскадов. Если в качестве КЧ используется последовательно включенное комплексное сопротивление Z (рис. 3, а), то зависимость этого сопротивления от частоты определяется следующим образом (аргументы опущены):

$$Z = \frac{1-D-E}{B}. \quad (20)$$

Параллельно включенное сопротивление Z (рис. 3, б):

$$Z = \frac{C}{1-D-E}. \quad (21)$$

Γ -образное соединение двух сопротивлений $Z_{1,2}$ (рис. 3, в):

$$Z_1 = \frac{C + DZ_2}{1-D-E-BZ_2}; \quad Z_2 = \frac{Z_1(1-D-E)-C}{D+BZ_1}. \quad (22)$$

Обратное Γ -образное соединение двух сопротивлений $Z_{1,2}$ (рис. 4, а):

$$Z_1 = \frac{Z_2(1-D-E)-C}{BZ_2-1}; \quad Z_2 = \frac{C-Z_1}{1-D-E-BZ_1}. \quad (23)$$

T -образное соединение трех сопротивлений $Z_{1,2,3}$ (рис. 4, б):

$$\begin{aligned} Z_1 &= \frac{Z_2(D+E-1+BZ_3)+C+DZ_3}{1-B(Z_2+Z_3)}; \\ Z_2 &= \frac{(D+BZ_1)Z_3+C-Z_1}{1-D-E-B(Z_1+Z_3)}; \\ Z_3 &= \frac{Z_1-C-Z_2(D+E-1+BZ_1)}{D+B(Z_1+Z_2)}. \end{aligned} \quad (24)$$

Π -образное соединение трех сопротивлений $Z_{1,2,3}$ (рис. 4, в):

$$\begin{aligned} Z_1 &= \frac{(Z_2+Z_3)C+DZ_2Z_3}{Z_2-C-Z_3(D+E-1+BZ_2)}; \\ Z_2 &= \frac{(Z_1+Z_3)C+Z_1Z_3(D+E-1)}{Z_1-C-Z_3(D+BZ_1)}; \end{aligned} \quad (25)$$

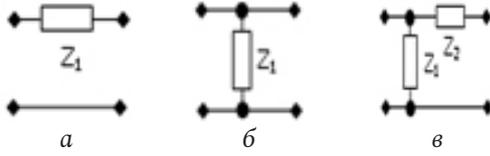


Рис. 3. Примеры синтезированных КЧ
Fig. 3. Examples of synthesized CQ

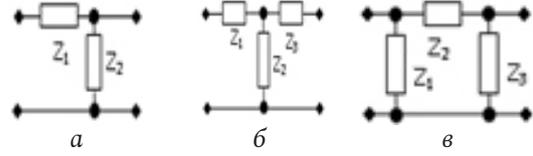


Рис. 4. Примеры синтезированных КЧ (продолжение)
Fig. 4. Examples of synthesized CQ (continued)

$$Z_3 = \frac{Z_1 Z_2 - (Z_1 + Z_2)C}{(D + E - 1 + BZ_2)Z_1 + C + DZ_2}.$$

Перекрытое Т-образное соединение четырех сопротивлений $Z_{1,2,3,4}$ (рис. 5):

$$Z_1 = \frac{[C + Z_2(D + E - 1)](Z_3 + Z_4) + Z_3 Z_4 (D + BZ_2)}{Z_4 - C - (D + E - 1 + BZ_4)(Z_2 + Z_3)}; \quad (26)$$

$$Z_2 = \{Z_1 Z_4 - (C + DZ_3)(Z_1 + Z_4) - Z_3 [C + Z_1(E - 1 + BZ_4)]\} / \{(Z_1 + Z_3 + Z_4)(D + E - 1) + BZ_4(Z_1 + Z_3)\};$$

$$Z_3 = \frac{[C + Z_2(D + E - 1)](Z_1 + Z_4) + Z_1 Z_4 (BZ_2 - 1)}{(1 - D - E - BZ_4)(Z_1 + Z_2) - C - DZ_4};$$

$$Z_4 = \{[Z_3(Z_1 + Z_2) + Z_1 Z_2](D + E - 1) + C(Z_1 + Z_3)\} / \{Z_1 - C - [D + B(Z_1 + Z_2)]Z_3 - Z_2(D + E - 1 + BZ_1)\}.$$

Пусть теперь используется взаимосвязь (15) для варианта применения неодинаковых каскадов. Если при этом в качестве КЧ используется последовательно включенное комплексное сопротивление Z (рис. 3, а), то зависимость этого сопротивления от частоты определяется следующим образом (аргументы опущены):

$$Z = \frac{C_1 - C + D - D_1}{B}. \quad (27)$$

Параллельно включенное сопротивление Z (рис. 3, б):

$$Z = \frac{C_2}{C_1 - C + D - D_1}. \quad (28)$$

Г-образное соединение двух сопротивлений $Z_{1,2}$ (рис. 3, в):

$$Z_1 = \frac{C_2 + D_1 Z_2}{C_1 - C + D - D_1 - BZ_2}; \quad (29)$$

$$Z_2 = \frac{Z_1(C_1 - C + D - D_1) - C_2}{D_1 + BZ_1}.$$

Обратное Г-образное соединение двух сопротивлений $Z_{1,2}$ (рис. 4, а):

$$Z_1 = \frac{(C - C_1 - D + D_1)Z_2 + C_2}{D - BZ_2}; \quad (30)$$

$$Z_2 = \frac{DZ_1 - C_2}{C - C_1 - D + D_1 + BZ_1}.$$

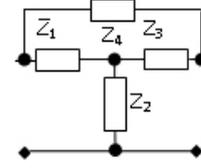


Рис. 5. Синтезированный КЧ (продолжение)
Fig. 5. Synthesized CQ (continued)

Т-образное соединение трех сопротивлений $Z_{1,2,3}$ (рис. 4, б):

$$Z_1 = \frac{(C_1 - C + D - D_1 - BZ_3)Z_2 - C_2 - D_1 Z_3}{B(Z_2 + Z_3) - D}; \quad (31)$$

$$Z_2 = \frac{DZ_1 - C_2 - Z_3(D_1 + BZ_1)}{(Z_1 + Z_3)B + C - C_1 - D + D_1};$$

$$Z_3 = \frac{(C_1 - C + D - D_1 - BZ_1)Z_2 + DZ_1 - C_2}{D_1 + B(Z_1 + Z_2)}.$$

П-образное соединение трех сопротивлений $Z_{1,2,3}$ (рис. 4, в):

$$Z_1 = \frac{(Z_2 + Z_3)C_2 + D_1 Z_2 Z_3}{(C_1 - C + D - D_1 - BZ_2)Z_3 + DZ_2 - C_2}; \quad (32)$$

$$Z_2 = \frac{(C_1 - C + D - D_1)Z_1 Z_3 - (Z_1 + Z_3)C_2}{(D_1 + BZ_1)Z_3 + C_2 - DZ_1};$$

$$Z_3 = \frac{DZ_1 Z_2 - C_2(Z_1 + Z_2)}{(C - C_1 - D + D_1 + BZ_2)Z_1 + C_2 + D_1 Z_2}.$$

Перекрытое Т-образное соединение четырех сопротивлений $Z_{1,2,3,4}$ (рис. 5):

$$Z_1 = \{[(C_1 - C + D - D_1)Z_2 - C_2](Z_3 + Z_4) - Z_3 Z_4 (D_1 + BZ_2)\} / \{(C - C_1 - D + D_1 + BZ_4)(Z_2 + Z_3) + C_2 - DZ_4\}; \quad (33)$$

$$Z_2 = \{(DZ_1 - C_2)(Z_3 + Z_4) - C_2 Z_1 - Z_3 [D_1(Z_1 + Z_4) + Z_1(C - C_1 + BZ_4)]\} / \{(C - C_1 - D + D_1)(Z_1 + Z_3 + Z_4) + BZ_4(Z_1 + Z_3)\};$$

$$Z_3 = \{[(C_1 - C + D - D_1)Z_2 - C_2](Z_1 + Z_4) + Z_1 Z_4 (D - BZ_2)\} / \{(C - C_1 - D + D_1 + BZ_4)(Z_1 + Z_2) + C_2 + D_1 Z_4\};$$

$$Z_4 = \{(C_1 - C + D - D_1)[Z_2(Z_1 + Z_3) + Z_1 Z_3] - C_2(Z_1 + Z_3)\} / \{(BZ_3 - D)(Z_1 + Z_2) + C_2 + D_1(Z_2 + Z_3) + Z_2(C - C_1 + BZ_1)\}.$$

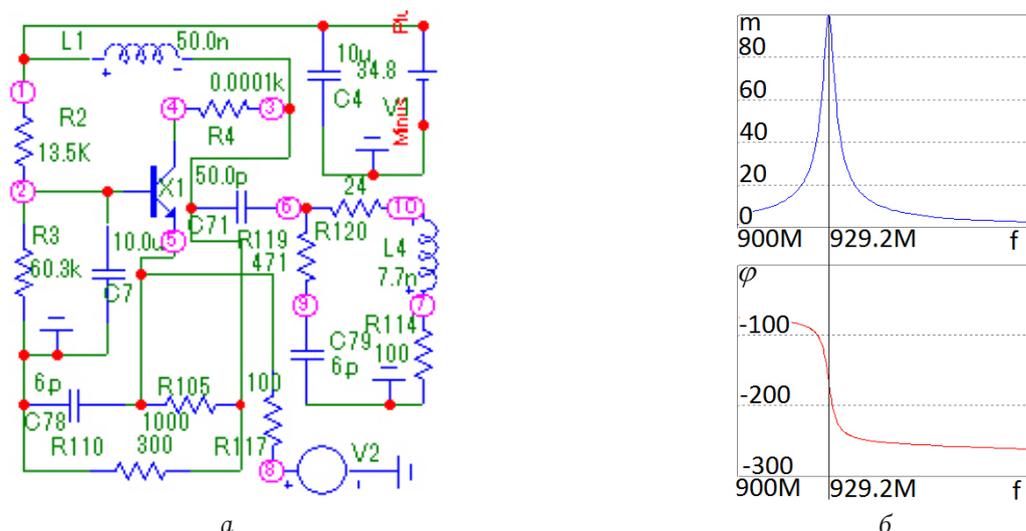


Рис. 6. Принципиальная схема однокаскадного усилителя (а), соответствующая структурной схеме (рис. 1, а), при напряжении $U = 34,8$ В, АЧХ и ФЧХ (б), исследуемые в системе MicroCap
 Fig. 6. Schematic diagram of a single-stage amplifier (a), corresponding to the block diagram (Fig. 1, a), at a voltage of $U = 34,8$ V, frequency response and phase response (b), studied in the MicroCap system

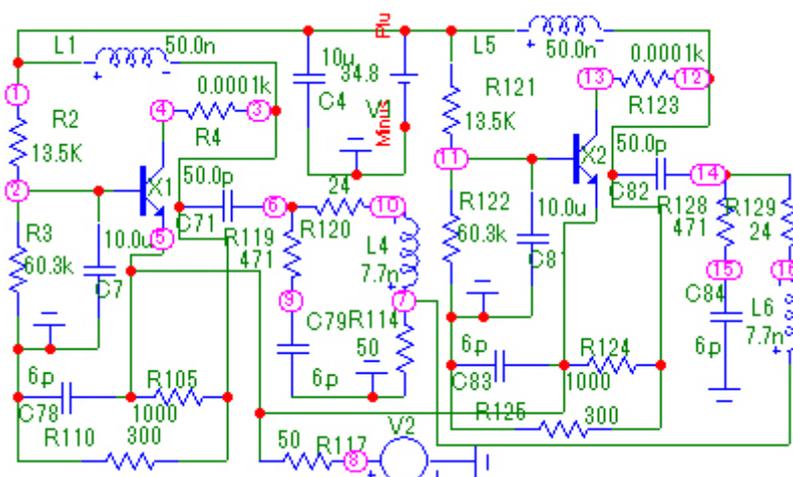


Рис. 7. Принципиальная схема двухкаскадного усилителя с одинаковыми каскадами, соответствующая структурной схеме (рис. 1, а), частотные характеристики (рис. 6, б) которого идентичны соответствующим характеристикам (рис. 6, б) однокаскадного усилителя (рис. 6, а)
 Fig. 7. Schematic diagram of a two-stage amplifier with identical stages, corresponding to the block diagram (Fig. 1, a), the frequency characteristics (Fig. 6, b) of which are identical to the corresponding characteristics (Fig. 6, b) of a single-stage amplifier (Fig. 6, a)

Для КЧ, в которых число двухполюсников больше одного, оптимизация параметров двухполюсников, свободных от ограничений типа (20)–(33), производится с помощью известных численных методов [10]. Это же самое относится и к двухполюсникам всех КЧ, кроме n -го.

3. Математическое и схемотехническое моделирование

На рис. 6–9 для примера показаны принципиальные и эквивалентные схемы однокаскадного и двухкаскадного усилителя с одинаковыми каскадами, соответствующие исследуемой структурной схеме с параллельной по напряжению связью, пред-

ставленной на рис. 1, а, а также их теоретические и экспериментальные характеристики. Использован транзистор типа BFQ17PH (рис. 6, а и 7). Схема НЧ выполнена в виде параллельно соединенных транзистора и ЦОС (П-образного соединения трех элементов C_{78} , R_{105} , R_{110}) на однокаскадной схеме (рис. 6, а) и C_{78} , R_{105} , R_{110} , C_{83} , R_{124} , R_{125} на двухкаскадной схеме (рис. 7). Нагрузка и сопротивление источника сигнала выполнены на элементах R_{114} и R_{117} соответственно. Схемы КЧ собраны в виде Г-образных четырехполюсников на элементах R_{119} , R_{120} , L_4 , C_{79} (рис. 6, а), R_{119} , R_{120} , L_4 , C_{79} и R_{128} , R_{129} , L_6 , C_{84} (рис. 7), параметры которых определялись по формулам (22).

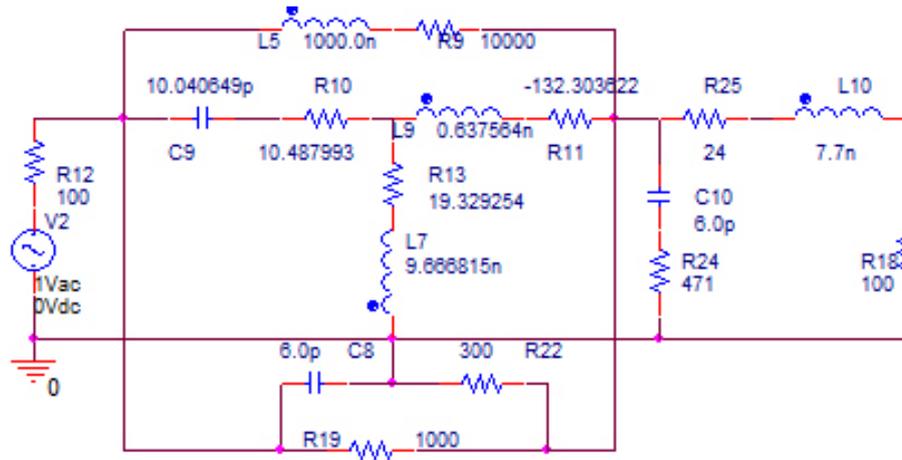


Рис. 8. Эквивалентная схема однокаскадного усилителя (рис. 6, а), соответствующая структурной схеме (рис. 1, а), исследуемая в системе OrCad
 Fig. 8. Equivalent circuit of a single-stage amplifier (Fig. 6, a), corresponding to the block diagram (Fig. 1, a), studied in the OrCad system

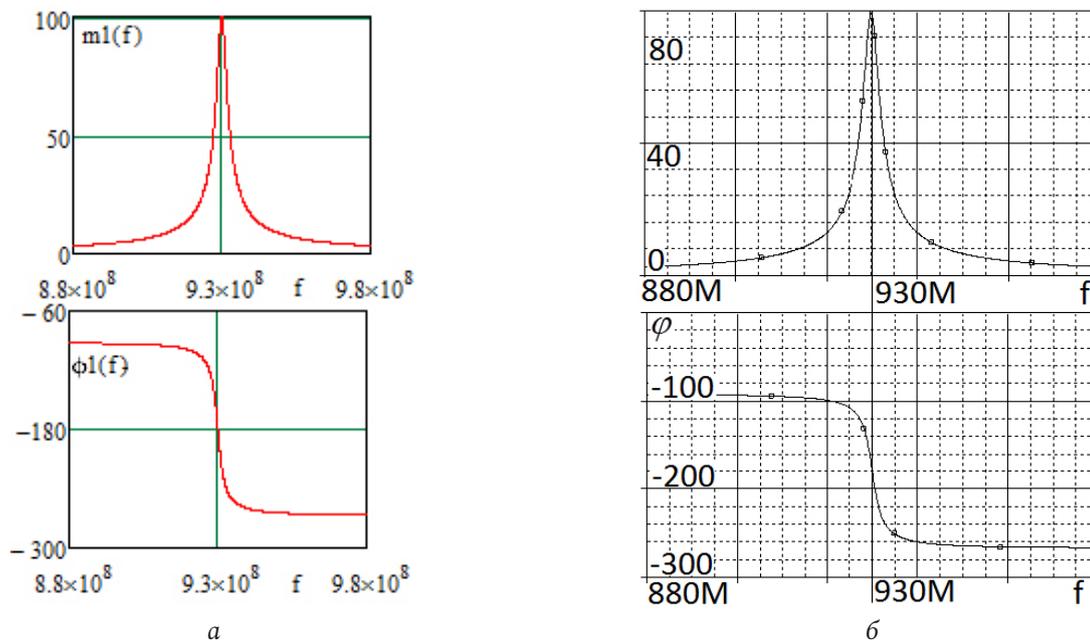


Рис. 9. Частотные характеристики (АЧХ и ФЧХ) эквивалентной схемы (рис. 8), полученные в системе MathCad (а) и OrCad (б)
 Fig. 9. Frequency characteristics (frequency response and phase response) of the equivalent circuit (Fig. 8), obtained in the MathCad (a) and OrCad (b) systems

Эквивалентная схема нелинейного элемента выполнена в виде перекрытого Т-образного четырехполюсника на элементах R_{10} , C_9 , R_{13} , L_7 , R_{11} , L_9 , R_9 , L_5 (рис. 8). Параметры эквивалентной схемы НЭ выбраны из условия совпадения выходного сопротивления НЧ с выходным сопротивлением НЧ с использованием реального транзистора [9]. Схема НЧ реализована в виде параллельно соединенных эквивалентной схемы нелинейного элемента и цепи обратной связи из П-образного соединения трех элементов C_8 , R_{19} , R_{22} . Параметры ЦОС заданы произвольно. Схема КЧ собрана на основе Г-образного соединения четырех элементов R_{24} , R_{25} , L_{10} , C_{10} .

Частотные характеристики принципиальных схем, показанные на рис. 6, б (сопротивления источника сигнала и нагрузки равны 100 Ом) и 7 (сопротивления источника сигнала и нагрузки равны 50 Ом), идентичны. Это соответствует выводам, сделанным на основе анализа полученных ранее [1] выражений для передаточных функций (1) исследуемых многокаскадных структурных схем (рис. 1, а).

Таким образом, при использовании варианта включения КЧ между НЧ и нагрузкой также наблюдается новое явление, состоящее в том, что при определенных соотношениях между количеством каскадов и значениями сопротивлений источника

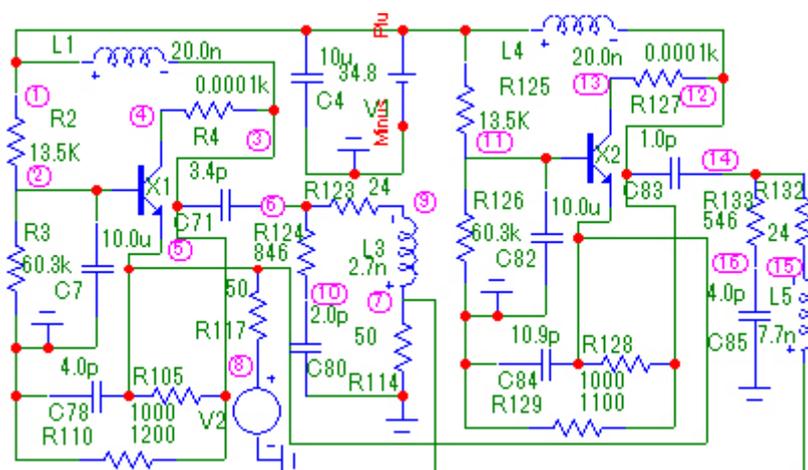


Рис. 10. Принципиальная схема двухкаскадного усилителя (а) с неодинаковыми каскадами, соответствующая структурной схеме (рис. 1, а), при напряжении $U = 34,8$ В, исследуемая в системе MicroCap

Fig. 10. Schematic diagram of a two-stage amplifier (a) with unequal stages, corresponding to the block diagram (Fig. 1, a), at a voltage of $U = 34,8$ V, studied in the MicroCap system

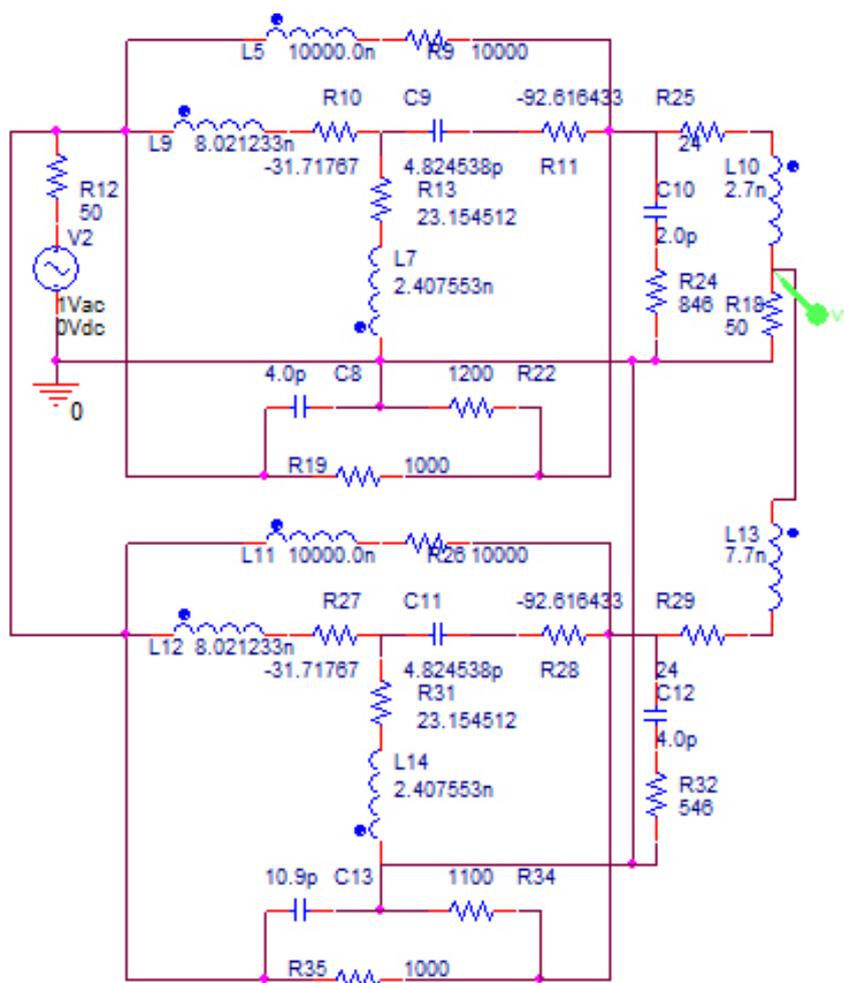


Рис. 11. Эквивалентная схема двухкаскадного усилителя (рис. 10) с неодинаковыми каскадами, соответствующая структурной схеме (рис. 1, а), исследуемая в системе OrCad

Fig. 11. Equivalent circuit of a two-stage amplifier (Fig. 10) with unequal stages, corresponding to the block diagram (Fig. 1, a), studied in the OrCad system

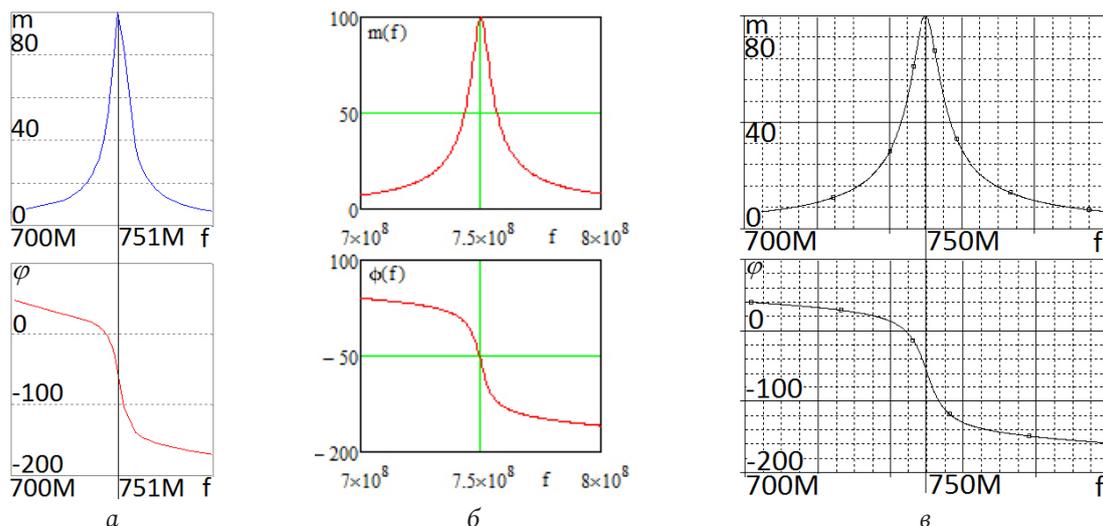


Рис. 12. Частотные характеристики (АЧХ и ФЧХ) принципиальной (рис. 10) и эквивалентной схемы (рис. 11), полученные системах MicroCap (а) MathCad (б) и OrCad (в)
 Fig. 12. Frequency characteristics (frequency response and phase response) of the fundamental (Fig. 10) and equivalent circuit (Fig. 11), obtained by MicroCap (a) MathCad (b) and OrCad (c) systems

сигнала и нагрузки однокаскадного радиоустройства частотные характеристики однокаскадного и многокаскадного радиоустройств оказываются идентичными или подобными [1]. Такие схемы называются эквивалентными.

Необходимо отметить, что это явление наблюдается при любой сложности каскадов типа «НЧ – КЧ», а также при отсутствии НЧ или КЧ. Указанное явление не зависит от структуры схемы, включенной между источником сигнала и нагрузкой, и значений параметров этой схемы.

Анализ также показывает, что экспериментальные (рис. 6, б) частотные характеристики принципиальной схемы усилителя (рис. 6, а, 7) удовлетворительно совпадают с характеристиками эквивалентной схемы (рис. 8) усилителя, полученными расчетным путем (рис. 9, а) и экспериментально (рис. 9, б).

Средняя частота эквивалентной схемы $f \approx 930$ МГц (рис. 9, а и б) незначительно отличается от средней частоты принципиальной схемы $f \approx 929,2$ МГц (рис. 6, б). Значения модулей передаточной функции принципиальной и эквивалентной схем усилителя равны $m = 100$.

При использовании неодинаковых каскадов возникает возможность значительно увеличить рабочую полосу частот.

Например, для двухкаскадной схемы (рис. 10) произведение коэффициента усиления на полосу частот составляет примерно 600 (рис. 12). Это почти в 3 раза больше, чем произведение коэффициента усиления на полосу частот однокаскадного усилителя или двухкаскадного усилителя с одинаковыми каскадами. Средняя частота эквивалентной

схемы $f \approx 750$ МГц (рис. 12, б и в) незначительно отличается от средней частоты принципиальной схемы $f \approx 751$ МГц (рис. 12, а). Значения модулей передаточной функции принципиальной (рис. 10) и эквивалентной (рис. 11) схем усилителя равны $m = 100$.

Формы АЧХ и ФЧХ совпадают удовлетворительно. Сопротивления РЧ, ЦОС, нагрузки и источника сигнала принципиальных и эквивалентных схем усилителей полностью совпадают.

В работе [11] показано, что результаты схемотехнического моделирования удовлетворительно совпадают с результатами экспериментальных исследований физических макетов радиоустройств.

Заключение

Таким образом, полученные математические модели КЧ-типа (20)–(33) могут быть использованы для технического проектирования усилителей с заданными частотными характеристиками. Возможность изменения величины эквивалентного сопротивления источника сигнала и нагрузки путем включения произвольного количества одинаковых каскадов типа «НЧ – КЧ» значительно упрощает решение многих задач радиоэлектроники [12], например задач обеспечения однонаправленности распространения сигнала и независимости процессов, происходящих в предыдущем и последующем динамических звеньях систем автоматического регулирования. При использовании неодинаковых каскадов появляется возможность значительного увеличения рабочей полосы частот.

Список литературы

1. Головков А.А., Волобуев А.Г. Алгоритмы синтеза и анализа активных плоско-слоистых сред отражательного и смешанного типов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2003. Т. 6, № 2. С. 39–43.
2. Головков А.А., Головков В.А. Принципы построения и основные характеристики перспективной курсо-гладной системы // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2022. Т. 25, № 1. С. 27–35. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.1.27-35>
3. Головков А.А., Фомин А.В. Параметрический синтез радиоустройств с заданным количеством одинаковых каскадов для вариантов включения реактивных четырехполюсников между источником сигнала и нелинейной частью // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2021. Т. 24, № 3. С. 46–55. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.3.46-55>
4. Головков А.А., Головков В.А., Фомин А.В. Параметрический синтез радиоустройств с заданным количеством неодинаковых каскадов для вариантов включения реактивных четырехполюсников между нелинейной частью и нагрузкой // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2021. Т. 24, № 3. С. 63–70. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.3.63-70>
5. Головков А.А., Головков В.А. Алгоритм параметрического синтеза каскадно-включенных согласующих смешанных четырехполюсников по критерию обеспечения стационарного режима генерации // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2022. Т. 25, № 1. С. 45–54. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.1.45-54>
6. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез динамических звеньев для вариантов их включения между нелинейной частью и нагрузкой автоматических систем радиопередачи с общей обратной связью // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2022. Т. 25, № 2. С. 40–50. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.2.40-50>
7. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез комплексных четырехполюсников для вариантов их включения между источником сигнала и нелинейной частью по критерию обеспечения заданных частотных характеристик усилителей с общей обратной связью // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2022. Т. 25, № 2. С. 51–59. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.2.51-59>
8. Табаков Д.П., Морозов С.В., Ключев Д.С. Применение тонкопроволочного интегрального представления электромагнитного поля к решению задач дифракции электромагнитных волн на проводящих телах // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2022. Т. 25, № 2. С. 7–14. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.2.7-14>
9. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез радиотехнических устройств и систем. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2018. 588 с.
10. Полак Э. Численные методы оптимизации. М.: Мир, 1974. 376 с.
11. Разевиг В.Д. Схемотехническое моделирование с помощью MicroCap-7. М.: Горячая линия – Телеком, 2003. 268 с.
12. Справочник по радиоэлектронике: в 3 т. / под ред. А.А. Куликовского. М.: Энергия, 1970. Т. 3. 413 с.

Информация об авторе

Головков Александр Афанасьевич, доктор технических наук, профессор, заслуженный изобретатель РФ, профессор кафедры авиационных систем и комплексов радионавигации и радиосвязи Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия», 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>

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2023, vol. 26, no. 3, pp. 40–51

DOI [10.18469/1810-3189.2023.26.3.40-51](https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.3.40-51)

UDC 621.396.66

Original Research

Received 20 June 2023

Accepted 21 July 2023

Published 27 September 2023

Parametrical synthesis of various radio devices with the set quantity of cascades of type «the nonlinear part – the complex two-port network»

Alexander A. Golovkov 

Military Educational and Scientific Center of the Air Force «Air Force Academy»
54a, Staryh Bolshevikov Street,
Voronezh, 394064, Russia

Abstract – Background. Presence of possibility of analytical definition of a part of parameters of various radio devices, optimum by criterion of maintenance of preset values of modules and phases of transfer functions on necessary quantity of frequencies, considerably reduces time of numerical optimisation of other part of parameters by criterion of formation demanded

PFC and FFC in a strip of frequencies. Till now such problems dared concerning radio devices only with one cascade of type «a nonlinear part - the coordination the device» or «the coordination the device - a nonlinear part». In quality devices were used the jet, resistive, complex or mixed two-port networks. The problem of multicascade radio devices with jet two-port networks is solved also. Change of basis for the coordination two-port networks and a place of inclusion of a nonlinear part leads to change of area of a physical realizability. **Aim.** Working out of algorithms of parametrical synthesis of radio devices with any quantity of identical and unequal cascades of type «a nonlinear part the coordination the complex two-port network» by criterion of maintenance of the set frequency characteristics. Nonlinear parts are presented in the form of a nonlinear element and parallel either consecutive on a current or pressure of a feedback. **Methods.** The theory of two-port networks, matrix algebra, a decomposition method, a method of synthesis of actuation devices microwave, numerical methods of optimization. **Results.** In interests of achievement of the specified purpose systems of the algebraic equations are generated and solved. Models of optimum two-port networks in the form of mathematical expressions for definition of interrelations between elements of their classical matrix of transfer and for search of dependences of resistance of two-poles from frequency are received. It is shown, that at certain parities between quantity of cascades and values of resistance of a source of a signal and loading of the one-cascade radio device frequency characteristics of one-cascade and multicascade radio devices appear identical or similar. Such schemes are named by equivalent. **Conclusion.** The comparative analysis of theoretical results (PFC and FFC radio devices, value of parametres), received by mathematical modelling in system MathCad, and the experimental results received by modelling in systems OrCad and MicroCap, shows their satisfactory coincidence.

Keywords – parametrical synthesis of the complex two-port networks; the set frequency characteristics of multicascade radio devices.

✉ valgol2595@gmail.com (Alexander A. Golovkov)

 © Alexander A. Golovkov, 2023

References

1. A. A. Golovkov and A. G. Volobuev, “Algorithms for the synthesis and analysis of active flat-layered media of reflective and mixed types,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 6, no. 2, pp. 39–43, 2003. (In Russ.)
2. A. A. Golovkov and V. A. Golovkov, “Principles of construction and basic characteristics of perspective noiseproof course-glide system,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 25, no. 1, pp. 27–35, 2022, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.1.27-35>. (In Russ.)
3. A. A. Golovkov and A. V. Fomin, “Parametrical synthesis of radio devices with the set quantity of identical cascades for variants of inclusion of jet two-port networks between a source of a signal and a nonlinear part,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 24, no. 3, pp. 46–55, 2021, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.3.46-55>. (In Russ.)
4. A. A. Golovkov, V. A. Golovkov, and A. V. Fomin, “Parametrical synthesis of radio devices with the set quantity of unequal cascades for variants of inclusion of jet two-port networks between a nonlinear part and loading,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 24, no. 3, pp. 63–70, 2021, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.3.63-70>. (In Russ.)
5. A. A. Golovkov and V. A. Golovkov, “Algorithm for parametric synthesis of cascade-connected matching mixed quadripoles according to the criterion of ensuring stationary generation mode,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 25, no. 1, pp. 45–54, 2022, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.1.45-54>. (In Russ.)
6. A. A. Golovkov and V. A. Golovkov, “Parametrical synthesis of dynamic links for variants of their inclusion between a nonlinear part and loading of automatic systems of radio management with the general feedback,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 25, no. 2, pp. 40–50, 2022, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.2.40-50>. (In Russ.)
7. A. A. Golovkov and V. A. Golovkov, “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,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 25, no. 2, pp. 51–59, 2022, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.2.51-59>. (In Russ.)
8. D. P. Tabakov, S. V. Morozov, and D. S. Klyuev, “Application of the thin-wire integral representation of the electromagnetic field to solving the problem of diffraction of electromagnetic waves on conducting bodies,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 25, no. 2, pp. 7–14, 2022, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.2.7-14>. (In Russ.)
9. A. A. Golovkov and V. A. Golovkov, *Parametric Synthesis of Radio Engineering Devices and Systems*. Voronezh: VUNTs VVS «VVA», 2018. (In Russ.)
10. E. Polak, *Numerical Optimization Methods*. Moscow: Mir, 1974. (In Russ.)
11. V. D. Razevig, *Circuit Simulation with MicroCap-7*. Moscow: Goryachaya liniya – Telekom, 2003. (In Russ.)
12. A. A. Kulikovskogo, Ed. *Handbook of Radio Electronics*, vol. 3. Moscow: Energiya, 1970. (In Russ.)

Information about the Author

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 Center of the Air Force «Air Force Academy», 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>