

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

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 «согласующий комплексный четырехполюсник – нелинейная часть» 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.

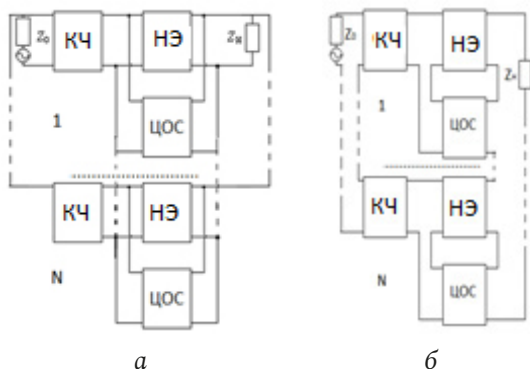


Рис. 1. Структурные схемы многокаскадных радиоустройств с параллельной по напряжению (а) и последовательной по току (б) цепями обратной связи, включенными между комплексными четырехполюсниками и нагрузкой  
Fig. 1. Structural diagrams of multi-stage radio devices with parallel voltage (a) and series current (b) feedback circuits connected between complex quadripoles and the load

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 «комплексный четырехполюсник (КЧ) – нелинейная часть (НЧ)». Эти каскады включены между источником сигнала с сопротивлением  $z_0 = r_0 + jx_0$  и нагрузкой  $z_n = r_n + jx_n$  (рис. 1, 2).

Комплексный четырехполюсник характеризуется искомыми комплексными элементами классической матрицы передачи  $a, b, c, d$ .

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). Оптимизация параметров двухполюсников, не входящих в КЧ, осуществляется с помощью известных численных методов [10] по критерию обеспечения заданной рабочей полосы частот. Все обозначения неопределенных величин в данной статье соответствуют принятым в [9].

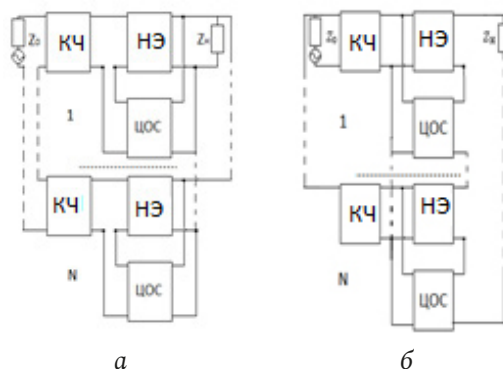


Рис. 2. Структурные схемы многокаскадных радиоустройств с последовательной по напряжению (а) и параллельной по току (б) цепями обратной связи, включенными между КЧ и нагрузкой  
Fig. 2. Structural diagrams of multi-stage radio devices with serial voltage (a) and parallel current (b) feedback circuits connected between the HF and the load

## 1. Алгоритм параметрического синтеза

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

Передаточная функция для схемы, представленной на рис. 1, а, имеет следующий вид (здесь и далее аргументы опущены):

$$H = \frac{Nz_n}{(b + Ndz_0)(d_y + Nc_y z_n) + H_1}, \quad (1)$$

где  $H_1 = (a + Ncz_0)(b_y + Na_y z_n)$ ;  $a_y, b_y, c_y, d_y$  – комплексные элементы классической матрицы передачи НЧ;  $N$  – количество каскадов типа «КЧ – НЧ».

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

$$H = \frac{Nz_n}{(Nd_y + c_y z_n)(Nb + dz_0) + H_2}, \quad (2)$$

где  $H_2 = (Nb_y + a_y z_n)(Na + cz_0)$ .

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

$$H = \frac{Nz_n}{(d_y + Nc_y z_n)(dz_0 + Nb) + H_3}, \quad (3)$$

где  $H_3 = (cz_0 + Na)(b_y + Na_y z_n)$ .

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

$$H = \frac{Nz_n}{(Nd_y + c_y z_n)(b + Ndz_0) + H_4}, \quad (4)$$

где  $H_4 = (a + Ncz_0)(Nb_y + a_y z_n)$ .

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

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

Подставим (1) в (5). Получим комплексную взаимосвязь между элементами классической матрицы передачи КЧ, оптимальную по критерию обеспечения заданных частотных характеристик радиоустройства (рис. 1, а):

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

где

$$B = \frac{-(d_y + Nc_y z_H)}{b_y + Na_y z_H} = b_r + j b_x;$$

$$C = -Nz_0 = c_r + j c_x;$$

$$D = -\frac{Nz_0(d_y + Nc_y z_H)}{b_y + Na_y z_H} = d_r + j d_x;$$

$$E = \frac{Nz_H}{m[\cos(\varphi) + j \sin(\varphi)](b_y + Na_y z_H)} = e_r + j e_x;$$

$m$ ,  $\varphi$  – заданные зависимости модуля и фазы передаточной функции  $H$  от частоты.

Для остальных схем (рис. 1, б, 2, а, б) это решение можно также представить в виде (6). Отличие состоит лишь в коэффициентах. Коэффициенты для (6), соответствующие рис. 1, б:

$$B = \frac{-j(Nd_y + c_y z_H)}{Nb_y + a_y z_H} = b_r + j b_x; \quad (7)$$

$$C = -\frac{jz_0}{N} = c_r + j c_x;$$

$$D = -\frac{z_0(Nd_y + c_y z_H)}{Nb_y + a_y z_H} = d_r + j d_x;$$

$$E = \frac{z_H}{m[\cos(\varphi) + j \sin(\varphi)](Nb_y + a_y z_H)} = e_r + j e_x.$$

Коэффициенты для (6), оптимальные для рис. 2, а:

$$B = \frac{-j(d_y + Nc_y z_H)}{b_y + Na_y z_H} = b_r + j b_x; \quad (8)$$

$$C = -\frac{jz_0}{N} = c_r + j c_x;$$

$$D = -\frac{z_0(d_y + Nc_y z_H)}{N(b_y + Na_y z_H)} = d_r + j d_x;$$

$$E = \frac{z_H}{m[\cos(\varphi) + j \sin(\varphi)](b_y + Na_y z_H)} = e_r + j e_x.$$

Коэффициенты для (6), удовлетворяющие исходному уравнению при использовании рис. 2, б:

$$B = \frac{-j(Nd_y + c_y z_H)}{Nb_y + a_y z_H} = b_r + j b_x; \quad (9)$$

$$C = -jNz_0 = c_r + j c_x;$$

$$D = -\frac{Nz_0(Nd_y + c_y z_H)}{Nb_y + a_y z_H} = d_r + j d_x;$$

$$E = \frac{Nz_H}{m[\cos(\varphi) + j \sin(\varphi)](Nb_y + a_y z_H)} = e_r + j e_x.$$

Алгоритм синтеза для радиоустройств с неодинаковыми каскадами типа «КЧ – НЧ» содержит следующие основные положения. Передаточная функция радиоустройства, схема которого показана на рис. 1, а:

$$H = \{z_H [Y_{21}^{oc}(a_n b_y + b_n d_y) + 1] / \{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n) E_0 + H_0\}, \quad (10)$$

где

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

$$C_0 = z_0 [a_y z_H + b_y (1 - Y_{22}^{oc} z_H)];$$

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

$$D_0 = z_0 [c_y z_H + d_y (1 - Y_{22}^{oc} z_H)];$$

$$H_0 = Y_{12}^{oc} z_0 z_H;$$

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

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

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

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

Передаточная функция радиоустройства, схема которого представлена на рис. 1, б:

$$H = \{z_H [Z_{21}^{oc}(a_y c_n + c_y d_n) + 1] / \{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n) E_0 + H_0\}, \quad (11)$$

где

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

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

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

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

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

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

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

Передаточная функция радиоустройства, схема которого изображена на рис. 2, а:

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

где

$$\begin{aligned} A_0 &= a_y z_n + b_y (1 - H_{22}^{oc} z_n); & H_0 &= H_{12}^{oc} z_n; \\ B_0 &= c_y z_n + d_y (1 - H_{22}^{oc} z_n); & E_0 &= H_{21}^{oc} z_n (a_y d_y - b_y c_y); \\ C_0 &= (z_0 + H_{11}^{oc}) [a_y z_n + b_y (1 - H_{22}^{oc} z_n)] + b_y H_{12}^{oc} H_{21}^{oc} z_n; \\ D_0 &= (z_0 + H_{11}^{oc}) [c_y z_n + d_y (1 - H_{22}^{oc} z_n)] + d_y H_{12}^{oc} H_{21}^{oc} z_n; \end{aligned}$$

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

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

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

Передаточная функция радиоустройства, схема которого представлена на рис. 2, б:

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

где

$$\begin{aligned} C_0 &= [b_y - a_y (F_{22}^{oc} - z_n)] z_0; & H_0 &= F_{12}^{oc} z_0; \\ D_0 &= [d_y - c_y (F_{22}^{oc} - z_n)] z_0; & F_{11}^{oc} &= \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{11m}; \\ E_0 &= F_{21}^{oc} z_0 (a_y d_y - b_y c_y); & F_{12}^{oc} &= \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{12m}; \end{aligned}$$

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

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

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

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

Решение указанного выше исходного уравнения для всех вариантов схем имеет вид следующей взаимосвязи между элементами классической матрицы передачи одного из КЧ, оптимальной по критерию обеспечения заданных частотных характеристик:

$$a_n = \frac{(C_1 c_n + B) b_n + D_1 d_n + C_2 c_n + C}{C_1 d_n + D}. \quad (14)$$

При использовании (10) в (5) коэффициенты для (14) имеют вид (схема на рис. 1, а):

$$B = d_y y_{21}^{oc} z_n - B_0 M = b_r + j b_x; \quad (15)$$

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

$$C_2 = -C_0 M = c_{2r} + j c_{2x};$$

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

$$D_1 = -D_0 M = d_{1r} + j d_{1x}; \quad M = m(\cos \varphi + j \sin \varphi).$$

При учете (11) в исходном уравнении (5) коэффициенты для (14) имеют вид (схема на рис. 1, б):

$$B = -B_0 M = b_r + j b_x; \quad C = z_n - H_0 M = c_r + j c_x; \quad (16)$$

$$C_1 = E_0 M = c_{1r} + j c_{1x}; \quad D = A_0 M = d_r + j d_x;$$

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

$$D_1 = c_y z_n Z_{21}^{oc} - D_0 M = d_{1r} + j d_{1x}.$$

Для варианта применения (12) в исходном уравнении (5) коэффициенты для (14) имеют вид (схема на рис. 2, а):

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

$$C_1 = E_0 M = c_{1r} + j c_{1x}; \quad D = A_0 M = d_r + j d_x;$$

$$C_2 = b_y z_n H_{21}^{oc} - C_0 M = c_{2r} + j c_{2x};$$

$$D_1 = d_y z_n H_{21}^{oc} - D_0 M = d_{1r} + j d_{1x}.$$

Если для (5) выбрать вариант (13), то коэффициенты для (14) принимают следующий вид (схема на рис. 2, б):

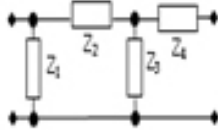
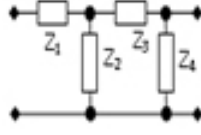
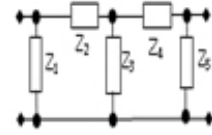
$$B = c_y z_n F_{21}^{oc} - B_0 M = b_r + j b_x; \quad (18)$$

$$C = z_n - H_0 M = c_r + j c_x; \quad D_1 = -D_0 M = d_{1r} + j d_{1x};$$

$$C_1 = E_0 M = c_{1r} + j c_{1x}; \quad C_2 = -C_0 M = c_{2r} + j c_{2x};$$

$$D = A_0 M - a_y z_n F_{21}^{oc} = d_r + j d_x.$$

Для отыскания выражений для определения параметров типовых схем КЧ необходимо взять известные формулы для элементов  $a, b, c, d$  [9], выраженные через сопротивления или проводимости двухполюсников, а также коэффициенты для (6) или (14) с выбранным типом обратной связи. Затем надо решить сформированное таким образом уравнение относительно сопротивления или проводимости одного двухполюсника выбранной схемы КЧ из  $M$  двухполюсников. В результате получаются ограничения в виде зависимостей сопротивлений двухполюсников от частоты. Задача реализации этих частотных характеристик в ограниченной полосе частот решена в работе [9]. При синтезе резистивных и смешанных четырехполюсников уравнение (6) или (14) разделяется на действительную и мнимую части. Полученная система двух

Рис. 3. Пример 1 синтезированного КЧ  
Fig. 3. An example 1 of a synthesized CQРис. 4. Пример 2 синтезированного КЧ  
Fig. 4. An example 2 of a synthesized CQРис. 5. Пример 3 синтезированного КЧ  
Fig. 5. An example 3 of a synthesized CQ

уравнений решается относительно сопротивлений или проводимостей двух выбранных двухполюсников одного из четырехполюсников. Параметры остальных двухполюсников и четырехполюсников, свободных от указанных ограничений, выбираются из условия обеспечения других критериев, например из условия обеспечения заданной полосы рабочих частот [9].

## 2. Результаты параметрического синтеза

Для примера здесь приводятся некоторые из решений, полученных для типовых схем КЧ и схемы радиоустройства (рис. 1, а). Количество решений равно числу двухполюсников в выбранном КЧ. Пусть используются взаимосвязи (6). Если в качестве КЧ выбираются два Г-образных звена (рис. 3), то зависимости его сопротивлений  $Z_{1,2,3,4}$  от частоты определяются следующим образом:

$$Z_1 = \{Z_2(Z_3 + Z_4) + Z_3Z_4\}D + C(Z_2 + Z_3) / \{Z_2 - C - (D + BZ_2)(Z_3 + Z_4) - (E - 1 + BZ_4)Z_3\}; \quad (19)$$

$$Z_2 = \{(C + DZ_4)(Z_1 + Z_3) + Z_1Z_3(D + E - 1 + BZ_4)\} / \{Z_1 - C - (D + BZ_1)(Z_3 + Z_4)\}; \quad (20)$$

$$Z_3 = \frac{(C + DZ_4)(Z_1 + Z_2) + Z_1Z_2(BZ_4 - 1)}{(1 - D - E)Z_1 - (D + BZ_1)(Z_2 + Z_4) - C}; \quad (21)$$

$$Z_4 = \{Z_2 - Z_3(E + BZ_2 - 1)\}Z_1 - (C + DZ_3)(Z_1 + Z_2) - CZ_3 / \{DZ_1 + (D + BZ_1)(Z_2 + Z_3)\}. \quad (22)$$

Два обратных Г-образных звена из двухполюсников  $Z_{1,2,3,4}$  (рис. 4):

$$Z_1 = \{(C + DZ_4)(Z_2 + Z_3) + [Z_4(E - 1 + BZ_3) - Z_3]Z_2 + CZ_4\} / \{BZ_4(Z_2 + Z_3) - Z_2 - Z_3 - Z_4\}; \quad (23)$$

$$Z_2 = \{(C - Z_1)(Z_3 + Z_4) + Z_3Z_4(D + BZ_1)\} / \{(1 - D - E)Z_4 - C - (Z_1 + Z_3)(BZ_4 - 1)\}; \quad (24)$$

$$Z_3 = \{Z_4(D + BZ_1 + E - 1) - Z_1\}Z_2 + C(Z_2 + Z_4) - Z_1Z_4 / \{(1 - BZ_4)(Z_1 + Z_2) - C - DZ_4\}; \quad (25)$$

$$Z_4 = \{(C - Z_1)(Z_2 + Z_3) - Z_2Z_3\} / \{(D + BZ_1)(Z_2 + Z_3) + (E + BZ_3 - 1)Z_2 + C - Z_1\}. \quad (26)$$

Г-образное и П-образное звенья из двухполюсников  $Z_{1,2,3,4,5}$  (рис. 5):

$$Z_1 = \{(C + DZ_5)(Z_2 + Z_3)Z_4 + Z_2Z_3\} + CZ_5(Z_2 + Z_3) / \{Z_3Z_4 - (Z_3 + Z_4) \times [C - Z_2 + Z_5(D + BZ_2)] - Z_{10}\}, \quad (27)$$

$$\text{где } Z_{10} = Z_5[C - Z_2 + Z_3(E - 1 + BZ_4)].$$

$$Z_2 = \{Z_{20} + Z_1Z_3[C - Z_4 + Z_5(D + E - 1 + BZ_4)]\} / \{(Z_1 - C)(Z_3 + Z_4 + Z_5) - Z_5(D + BZ_1)(Z_3 + Z_4)\}, \quad (28)$$

$$\text{где } Z_{20} = [DZ_4Z_5 + C(Z_4 + Z_5)](Z_1 + Z_3).$$

$$Z_3 = \{(Z_4 + Z_5 - BZ_4Z_5)Z_1Z_2 - (Z_1 + Z_2)(Z_4 + Z_5)C + DZ_4Z_5\} / \{C - Z_1 + Z_5(D + BZ_1)(Z_2 + Z_4) + Z_1(C + DZ_5) + Z_{30}\}, \quad (29)$$

$$\text{где } Z_{30} = Z_5[C + Z_1(E - 1)].$$

$$Z_4 = \{(E + BZ_2 - 1)Z_5 - Z_2\}Z_1Z_3 + Z_5(CZ_3 - Z_1Z_2) + Z_{40} / \{Z_1 - C - Z_5(D + BZ_1)(Z_2 + Z_3) - Z_1(C + DZ_5)\}, \quad (30)$$

$$\text{где } Z_{40} = [C(Z_3 + Z_5) + DZ_3Z_5](Z_1 + Z_2).$$

$$Z_5 = \{Z_1Z_2 - C(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4) - Z_3Z_4(C - Z_1)\} / \{C + D(Z_3 + Z_4)(Z_1 + Z_2) + Z_1Z_2[B(Z_3 + Z_4) - 1] + Z_{50}\}, \quad (31)$$

$$\text{где } Z_{50} = [C + Z_1(E + BZ_4 - 1) + DZ_4]Z_3.$$

Пусть используются взаимосвязи (14). Если в качестве КЧ выбраны два Г-образных звена (рис. 3), то зависимости его сопротивлений  $Z_{1,2,3,4}$  от частоты определяются следующим образом:

$$Z_1 = \{(C_2 + D_1Z_4)(Z_2 + Z_3) + Z_2Z_3D_1\} / \{D(Z_2 + Z_3) - C_2 - Z_3(C - C_1 + BZ_4) - (D_1 + BZ_2)(Z_3 + Z_4)\}; \quad (32)$$

$$Z_2 = \{(C_1 - C + D - D_1 - BZ_4)Z_1Z_3 - (C_2 + D_1Z_4)(Z_1 + Z_3)\} / \{C_2 - DZ_1 + (D_1 + BZ_1)(Z_3 + Z_4)\}; \quad (33)$$

$$Z_3 = \{(D - BZ_4)Z_1Z_2 - (C_2 + D_1Z_4)(Z_1 + Z_2)\} / \{(D_1 + BZ_1)(Z_2 + Z_4) + C_2 + Z_1(C - C_1 - D + D_1)\}; \quad (34)$$

$$Z_4 = \{DZ_2 - Z_3(C - C_1 - D + BZ_2)\}Z_1 - C_2Z_3 - Z_0 / \{(D_1 + BZ_1)(Z_2 + Z_3) + D_1Z_1\}, \quad (35)$$

$$\text{где } Z_0 = (C_2 + D_1Z_3)(Z_1 + Z_2).$$

Два обратных Г-образных звена (рис. 4):

$$Z_1 = \{D_1(Z_2 + Z_3) + Z_2(C - C_1 + BZ_3)\}Z_4 + C_2Z_2 + Z_0 / \{(D_1 - BZ_4)(Z_2 + Z_3) + DZ_4\}, \quad (36)$$

$$\text{где } Z_0 = (C_2 - DZ_2)(Z_3 + Z_4).$$

$$Z_2 = \{(DZ_1 - C_2)(Z_3 + Z_4) - Z_3Z_4(D_1 + BZ_1)\} / \quad (37)$$



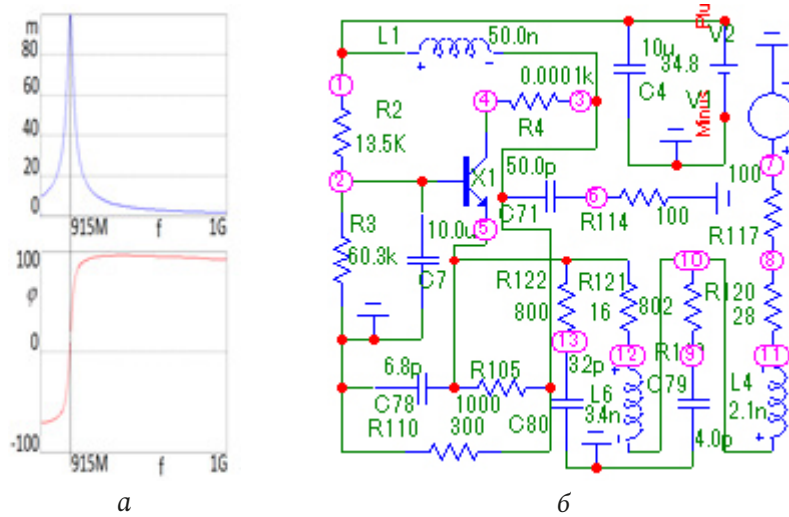


Рис. 6. Принципиальная схема однокаскадного усилителя (а), соответствующая структурной схеме (рис. 1, а), при напряжении  $U = 34,8$  В, АЧХ и ФЧХ (б), исследуемые в системе MicroCap  
Fig. 6. Schematic diagram of a single-stage amplifier (a), corresponding to the block diagram (Fig. 1, a), at a voltage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

$$\begin{aligned} & / \{(BZ_4 - D)(Z_1 + Z_3) + C_2 + Z_4(C - C_1 - D + D_1)\}; \\ Z_3 = & \{(DZ_1 - C_2)(Z_2 + Z_4) - Z_2Z_4(C - C_1 - \end{aligned} \quad (38)$$

$$\begin{aligned} & - D + D_1 + BZ_1)\} / \{(BZ_4 - D)(Z_1 + Z_2) + C_2 + D_1Z_4\}; \\ Z_4 = & \{(DZ_1 - C_2)(Z_2 + Z_3) + Z_2Z_3D\} / \end{aligned} \quad (39)$$

$$\begin{aligned} & / \{(D_1 + BZ_1)(Z_2 + Z_3) + C_2 - D(Z_1 + Z_2) + \\ & + Z_2(C - C_1 + BZ_3)\}. \end{aligned}$$

Г-образное и П-образное звенья из двухполюсников  $Z_{1,2,3,4,5}$  (рис. 5):

$$\begin{aligned} Z_1 = & \{(C + D_1Z_5)(Z_2 + Z_3)Z_4 + Z_2Z_3\} + \\ & + C_2Z_5(Z_2 + Z_3)\} / \{Z_2(D - BZ_5) - C_2 - \end{aligned} \quad (40)$$

где  $Z_{10} = Z_5[(C_1 - C + D)Z_3 + DZ_2 - C_2]$ .

$$\begin{aligned} Z_2 = & \{[DZ_4 - C_2 - Z_5(C - C_1 - D + \\ & + D_1 + BZ_4)]Z_1Z_3 - Z_{20}\} / \{(C_2 - DZ_1) \times \end{aligned} \quad (41)$$

где  $Z_{20} = [C_2(Z_4 + Z_5) + D_1Z_4Z_5](Z_1 + Z_3)$ .

$$\begin{aligned} Z_3 = & \{[D(Z_4 + Z_5) - BZ_4Z_5]Z_1Z_2 - \\ & - [C_2(Z_4 + Z_5) + D_1Z_4Z_5](Z_1 + Z_2)\} / \{C_2 - DZ_1 + \end{aligned} \quad (42)$$

где  $Z_{30} = Z_1Z_5(C - C_1 - D + D_1)$ .

$$\begin{aligned} Z_4 = & \{(C_1 - C + D - D_1 - BZ_2)Z_1 - \\ & - C_2 - D_1Z_2\}Z_3Z_5 - Z_{40}\} / \{(Z_1 + Z_2 + Z_3) \times \end{aligned} \quad (43)$$

где  $Z_{40} = (Z_3 + Z_5)[C_2(Z_1 + Z_2) - DZ_1Z_2]$ .

$$\begin{aligned} Z_5 = & \{(DZ_1 - C_2)[(Z_3 + Z_4)Z_2 + Z_3Z_4] - \\ & - C_2Z_1(Z_3 + Z_4)\} / \{Z_5 + D_1[(Z_3 + Z_4)Z_1 + \end{aligned} \quad (44)$$

где  $Z_{50} = [C_2 - DZ_1 + Z_4(D_1 + BZ_1)](Z_2 + Z_3)$ .

В каждом КЧ и отдельно взятом решении оптимизация параметров двухполюсников, свободных от ограничений типа (19)–(44), производится с помощью известных численных методов [10].

### 3. Математическое и схемотехническое моделирование

На рис. 6–12 для примера показаны принципиальные и эквивалентные схемы однокаскадного и двухкаскадного усилителя, соответствующие исследуемой структурной схеме с параллельной по напряжению связью, представленной на рис. 1, а, а также их теоретические и экспериментальные характеристики. Использован транзистор типа BFQ17PH (рис. 6, а, 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  $C_{78}$ ,  $R_{105}$ ,  $R_{110}$ ,  $C_{82}$ ,  $R_{123}$ ,  $R_{124}$  на двухкаскадной схеме (рис. 7). Нагрузка и сопротивление источника сигнала выполнены на элементах  $R_{114}$  и  $R_{117}$  соответственно. Схемы КЧ собраны в виде двух обратных Г-образных четырехполюсников на элементах  $R_{119}$ ,  $C_{79}$ ,  $R_{120}$ ,  $L_4$ ,  $R_{121}$ ,  $L_6$ ,  $R_{122}$ ,  $C_{80}$  (рис. 6, а),  $R_{119}$ ,  $C_{79}$ ,  $R_{120}$ ,  $L_4$ ,  $R_{121}$ ,  $L_6$ ,  $R_{122}$ ,  $C_{80}$ ,  $R_{130}$ ,  $C_{85}$ ,  $R_{131}$ ,  $L_8$ ,  $R_{132}$ ,  $L_9$ ,  $R_{133}$ ,  $C_{86}$  (рис. 7), параметры которых определялись по формулам (23)–(26).

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

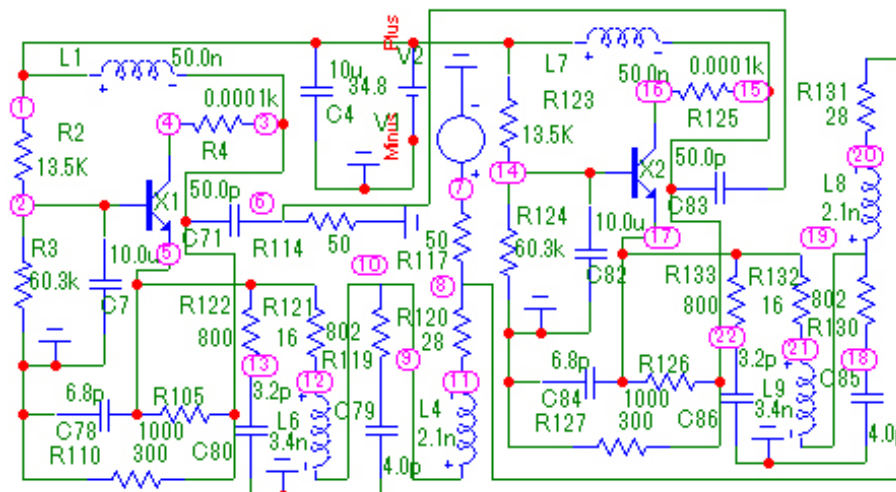


Рис. 7. Принципиальная схема двухкаскадного усилителя с одинаковыми каскадами, соответствующая структурной схеме (рис. 1, а), частотные характеристики (рис. 6, б) которого идентичны соответствующим характеристикам (рис. 6, б) однокаскадного усилителя (рис. 5, а)

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. 5, a)

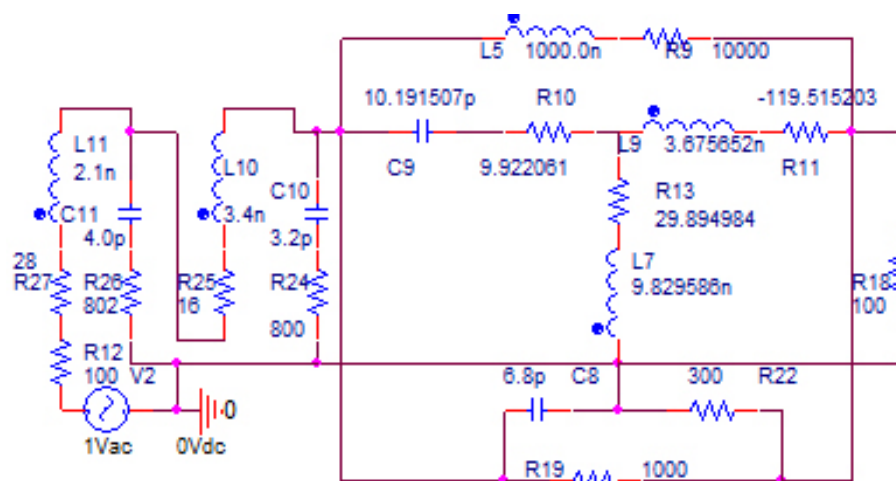


Рис. 8. Эквивалентная схема однокаскадного усилителя (рис. 6, а), соответствующая структурной схеме (рис. 1, а), исследуемая в системе OrCad

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

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 двух обратных Г-образных соединений из четырех элементов  $R_{26}$ ,  $C_{11}$ ,  $R_{27}$ ,  $L_{11}$ ,  $R_{25}$ ,  $L_{10}$ ,  $R_{24}$ ,  $C_{10}$ . 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 (1-4) выражений для передаточных функций исследуемых многокаскадных структурных схем (рис. 1, а).

Таким образом, при использовании КЧ, включенного между источником сигнала и НЧ, также наблюдается новое явление, состоящее в том, что частотные характеристики исследуемых радиоустройств из  $N$  одинаковых каскадов с параллельной по напряжению (последовательной по току) обратной связью идентичны АЧХ и ФЧХ радиоустройств из одного каскада, но с сопротивлениями источника сигнала и нагрузки, умноженными (разделенными) на  $N$ . Такие схемы названы эквивалентными. Частотные характеристики исследу-

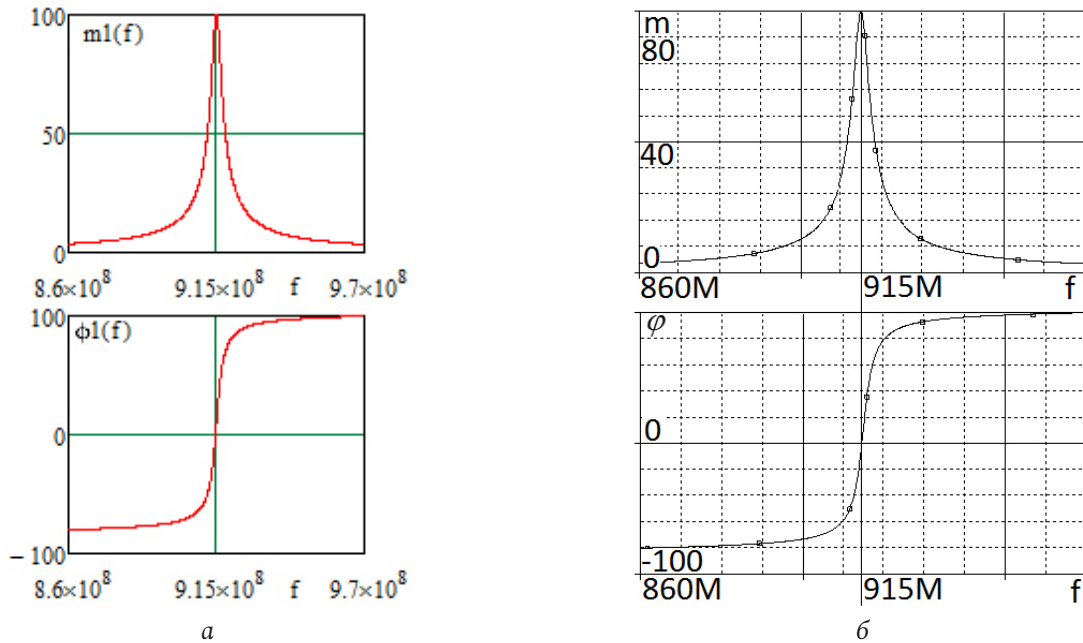


Рис. 9. Частотные характеристики (АЧХ и ФЧХ) эквивалентной схемы (рис. 8), полученные в системе MathCad (а) и OrCad (б)  
 Fig. 9. Frequency characteristics (frequency response and phase response) of the equivalent circuit (Fig. 8), obtained in the MathCad (a) and OrCad (b) systems

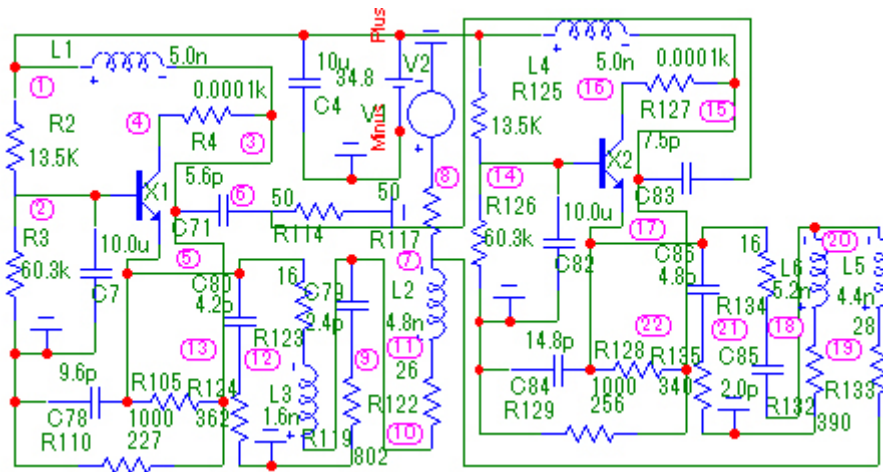


Рис. 10. Принципиальная схема двухкаскадного усилителя с неодинаковыми каскадами, соответствующая структурной схеме (рис. 1, а), частотные характеристики которого показаны на рис. 12

Fig. 10. Schematic diagram of a two-stage amplifier with unequal stages, corresponding to the block diagram (Fig. 1, a), the frequency characteristics of which are shown in Fig. 12

емых радиоустройств из  $N$  одинаковых каскадов с последовательной по напряжению – 1 (параллельной по току – 2) обратной связью подобны АЧХ и ФЧХ радиоустройств из одного каскада, но с сопротивлением источника сигнала, разделенным (умноженным) на  $N$ , и сопротивлением нагрузки, умноженным (разделенным) на  $N$ . Для радиоустройств-1 модуль передаточной функции увеличивается в  $N$  раз. Для радиоустройств-2 модуль передаточной функции уменьшается в  $N$  раз. Фазочастотные характеристики остаются неизменными.

Сопротивления РЧ, ЦОС, нагрузки и источника сигнала принципиальных и эквивалентных схем АФМ полностью совпадают. 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  $f \approx 915$  МГц (рис. 9, а и б) совпадает со средней частотой принципиальной схемы (рис. 6, б).



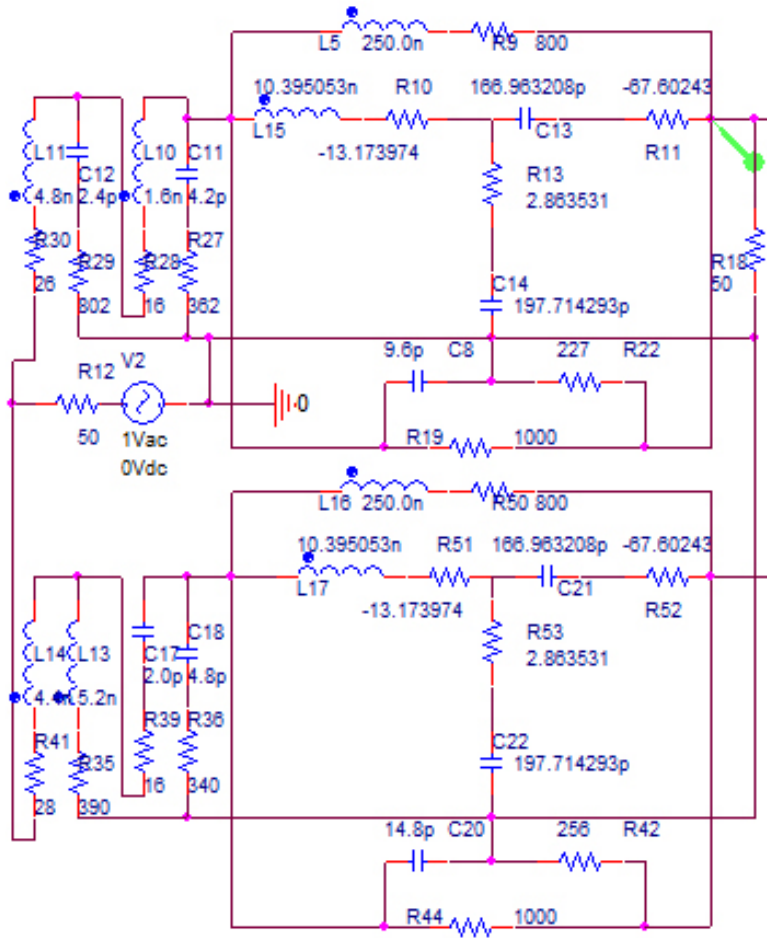


Рис. 11. Эквивалентная схема двухкаскадного усилителя (рис. 10) с неодинаковыми каскадами, соответствующая структурной схеме (рис. 1, а), исследуемая в системе OrCad  
 Fig. 11. Equivalent circuit of a two-stage amplifier (Fig. 10) with unequal stages, corresponding to the block diagram (Fig. 1, a), studied in the OrCad system

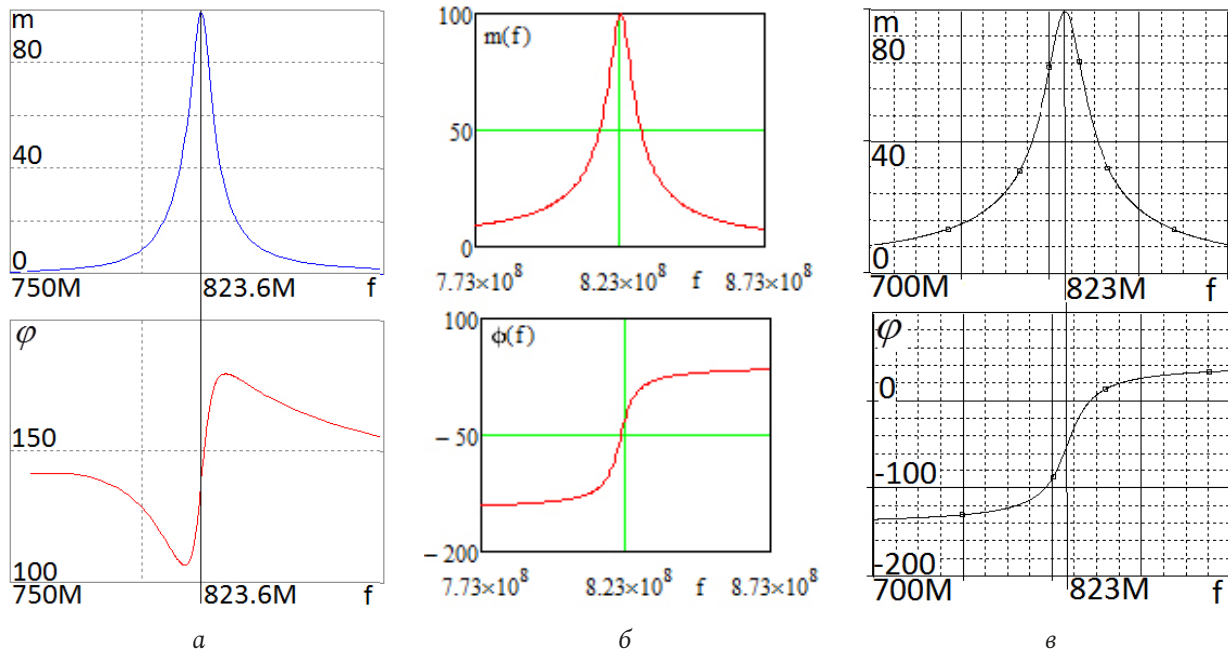


Рис. 12. Частотные характеристики (АЧХ и ФЧХ) эквивалентной схемы (рис. 8), полученные в системе MicroCap (а), MathCad (б), и OrCad (в)  
 Fig. 12. Frequency characteristics (frequency response and phase response) of the equivalent circuit (Fig. 8), obtained in the MicroCap (a), MathCad (b), and OrCad (c) systems

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 2 раза больше, чем произведение коэффициента усиления на полосу частот однокаскадного усилителя или двухкаскадного усилителя с одинаковыми каскадами.

Средняя частота эквивалентной схемы (рис. 11)  $f \approx 823$  МГц (рис. 12, б и в) совпадает со средней частоты принципиальной схемы (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 (19)–(31) могут быть использованы для технического проектирования различных радиоустройств с одинаковыми каскадами. Возможность изменения величины эквивалентного сопротивления источника сигнала и нагрузки путем включения произвольного количества каскадов типа «КЧ – НЧ» значительно упрощает решение многих задач радиоэлектроники, например задач обеспечения однонаправленности распространения сигнала и независимости процессов, происходящих в предыдущем и последующем динамических звеньях систем автоматического регулирования [12]. Использование полученных математических моделей одного из КЧ (32)–(44) совместно с известными численными методами позволяет уменьшить время оптимизации по критерию обеспечения максимально возможной рабочей полосы частот радиоустройств с неодинаковыми каскадами в десятки и сотни раз по сравнению с применением только численных методов.

## Список литературы

1. Головкин 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. Головкин А.А., Головкин 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. Головкин 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. Головкин А.А., Головкин 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. Головкин А.А., Головкин 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. Головкин А.А., Головкин В.А. Параметрический синтез динамических звеньев для вариантов их включения между нелинейной частью и нагрузкой автоматических систем радиуправления 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. Головкин А.А., Головкин 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. Головкин А.А., Головкин 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. 20–31

DOI 10.18469/1810-3189.2023.26.3.20-31

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 complex two-port network – the nonlinear part»

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 optimization 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 согласующего 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 «the coordination the complex two-port network - a nonlinear part» 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 optimisation. **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 identical 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. Use of unequal cascades leads to substantial growth of a working strip of frequencies. **Conclusion.** The comparative analysis of theoretical results (PFC and FFC radio devices, value of parameters), received by mathematical modelling in system MathCad, and the experimental results received by схемотехнического of 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](mailto:valgol2595@gmail.com)

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8468-0055>