

Параметрический синтез радиоустройств с заданным количеством одинаковых каскадов для вариантов включения реактивных четырехполюсников между источником сигнала и нелинейной частью

А.А. Головков, А.В. Фомин

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

Аннотация – Разработан алгоритм параметрического синтеза различных радиоустройств с произвольным количеством каскадов типа «реактивный 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. В соответствии с этим критерием сформированы и решены системы алгебраических уравнений. В результате 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 частотные характеристики исследуемых радиоустройств из одинаковых каскадов идентичны или подобны частотным характеристикам радиоустройств из одного каскада, но с сопротивлениями источника сигнала и нагрузки, измененными определенным образом. Такие схемы названы эквивалентными. Сравнительный анализ теоретических результатов, полученных путем математического моделирования в системе MathCad, и экспериментальных результатов, полученных путем схематического моделирования в системах OrCad и MicroCap, показывает их удовлетворительное совпадение.

Ключевые слова – параметрический синтез реактивных четырехполюсников; заданные формы частотных характеристик многокаскадных радиоустройств.

Введение

В работах [1–3] предложены алгоритмы параметрического синтеза согласующих четырехполюсников по критерию обеспечения заданных частотных характеристик усилителей, генераторов, модуляторов и демодуляторов. Предполагалось, что нелинейная часть (НЧ) состоит из трехполюсного нелинейного элемента (НЭ) и охватывающей его цепи обратной связи (параллельной или последовательной по току или напряжению).

Цель данной работы состоит в расширении функциональных возможностей таких радиоустройств путем включения произвольного количества N дополнительных одинаковых каскадов типа «реактивный четырехполюсник (РЧ) – НЧ»; между источником сигнала с сопротивлением $z_0 = r_0 + jx_0$ и нагрузкой $z_n = r_n + jx_n$ (рис. 1). Каскады между собой соединены с использованием того вида обратной связи, по которому соединены НЭ и цепь обратной связи (ЦОС).

Для достижения этой цели делается попытка определения минимального количества двухполюсников РЧ и значения их параметров, при которых обеспечиваются заданные частотные характеристики (зависимости модуля m и фазы φ

передаточной функции H от частоты) перечисленных радиоустройств в одном из режимов работы НЭ (аргументы опущены):

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

Согласующий РЧ характеризуется искомыми элементами классической матрицы передачи a, jb, jc, d .

1. Алгоритм параметрического синтеза

Для отыскания передаточных функций исследуемых радиоустройств можно использовать известные правила применения матриц различных параметров для описания четырехполюсников и их соединений, а также условия нормировки общей матрицы передачи узла «РЧ – НЧ» [1; 4]. Рассмотрим вариант структурной схемы с параллельной по напряжению обратной связью (рис. 1, а). Для этой схемы комплексные элементы классической матрицы передачи НЧ одного каскада можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned} a_y &= \frac{-y_{22}}{y_{21}}; & b_y &= \frac{1}{y_{21}}; \\ c_y &= \frac{-(y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21})}{y_{21}}; & d_y &= \frac{y_{11}}{y_{21}}, \end{aligned} \quad (2)$$

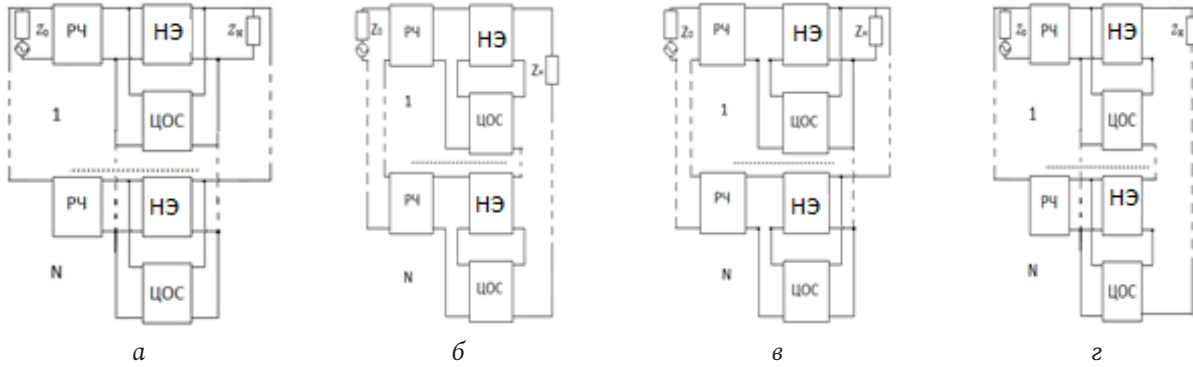


Рис. 1. Структурные схемы многокаскадных радиоустройств с параллельной по напряжению (а), последовательной по напряжению (б), последовательной по току (в), параллельной по току (г) цепями обратной связи, включенными между РЧ и нагрузкой
 Fig. 1. Block diagrams of multistage radio devices with parallel in voltage (a), sequential in current (b), sequential in voltage (c), parallel in current (d) feedback circuits connected between the RF and the load

где $y_{11} = y_{11}^{HЭ} + y_{11}^{ЦОС}$; $y_{12} = y_{12}^{HЭ} + y_{12}^{ЦОС}$; $y_{21} = y_{21}^{HЭ} + y_{21}^{ЦОС}$; $y_{22} = y_{22}^{HЭ} + y_{22}^{ЦОС}$ – известные суммарные элементы матрицы проводимостей НЧ (НЭ и ЦОС).

Перемножим матрицы передачи РЧ и НЧ одного каскада. Получим общую матрицу передачи и общую матрицу проводимостей каскада:

$$A_k = \begin{vmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{vmatrix}; \quad Y_k = \begin{vmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{vmatrix}, \quad (3)$$

где

$$A_1 = aa_y + jbc_y; \quad B_1 = ab_y + jbd_y;$$

$$C_1 = c_y d + a_y jc; \quad D_1 = b_y jc + d_y d;$$

$$Y_{11} = \frac{D_1}{B_1}; \quad Y_{12} = \frac{-(A_1 D_1 - B_1 C_1)}{B_1};$$

$$Y_{21} = \frac{1}{B_1}; \quad Y_{22} = \frac{-A_1}{B_1}.$$

Общая матрица проводимостей всех N каскадов находится путем суммирования матриц проводимостей отдельных каскадов. Поэтому общая передаточная функция всего устройства может быть записана следующим образом:

$$H = Nz_n / \{ (jb + Ndz_0)(d_y + Nc_y z_n) + (a + Njcz_0)(b_y + Na_y z_n) \}. \quad (4)$$

Подставим (4) в (1). Получим комплексное уравнение, решение которого приводит к взаимосвязи элементов классической матрицы передачи РЧ, оптимальной по критерию (1):

$$d = Aa + Bb + Cc + D, \quad (5)$$

где

$$A = \frac{-(b_y + Na_y z_n)}{Nz_0(d_y + Nc_y z_n)} = a_r + ja_x;$$

$$B = \frac{-j}{Nz_0} = b_r + jb_x;$$

$$C = -\frac{j(b_y + Na_y z_n)}{d_y + Nc_y z_n} = c_r + jc_x;$$

$$D = \frac{z_n}{m[\cos(\varphi) + j\sin(\varphi)]z_0(d_y + Nc_y z_n)} = d_r + jd_x.$$

Аналогичные операции проводим для остальных вариантов. При использовании последовательной по току ЦОС (рис. 1, б) элементы классической матрицы передачи НЧ одного каскада удобно выразить через элементы матрицы сопротивлений:

$$a_y = \frac{z_{11}}{z_{21}}; \quad b_y = \frac{-(z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21})}{z_{21}}; \quad (6)$$

$$c_y = \frac{1}{z_{21}}; \quad d_y = \frac{-z_{22}}{z_{21}},$$

где $z_{11} = z_{11}^{HЭ} + z_{11}^{ЦОС}$; $z_{12} = z_{12}^{HЭ} + z_{12}^{ЦОС}$; $z_{21} = z_{21}^{HЭ} + z_{21}^{ЦОС}$; $z_{22} = z_{22}^{HЭ} + z_{22}^{ЦОС}$ – известные суммарные элементы матрицы сопротивлений НЧ (НЭ и ЦОС).

Перемножим матрицы передачи РЧ и НЧ одного каскада. Получим общую матрицу передачи (3) и общую матрицу сопротивлений каскада:

$$Z_k = \begin{vmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{vmatrix}, \quad (7)$$

где

$$Z_{11} = \frac{A_1}{C_1}; \quad Z_{12} = \frac{-(A_1 D_1 - B_1 C_1)}{C_1};$$

$$Z_{21} = \frac{1}{C_1}; \quad Z_{22} = \frac{-D_1}{C_1}.$$

Общая матрица сопротивлений всех N каскадов находится путем суммирования матриц сопротивлений отдельных каскадов. Поэтому общая передаточная функция всего устройства может быть записана следующим образом:

$$H = Nz_n / \{ (Nb_y + a_y z_n)(Na + jcz_0) + (Nd_y + c_y z_n)(Njb + dz_0) \}. \quad (8)$$

Подставим (8) в (1). Получим комплексное уравнение, решение которого приводит к взаимосвязи (5) элементов классической матрицы передачи РЧ, оптимальной по критерию (1), но с другими коэффициентами:

$$\begin{aligned} A &= -\frac{N(Nb_y + a_y z_n)}{z_0(Nd_y + c_y z_n)} = a_r + ja_x; \\ B &= \frac{-jN}{z_0} = b_r + jb_x; \\ C &= -\frac{j(Nb_y + a_y z_n)}{Nd_y + c_y z_n} = c_r + jc_x; \\ D &= \frac{Nz_n}{m[\cos(\varphi) + j\sin(\varphi)]z_0(Nd_y + c_y z_n)} = d_r + jd_x. \end{aligned} \quad (9)$$

При использовании последовательной по напряжению ЦОС (рис. 1, в) элементы классической матрицы передачи НЧ одного каскада целесообразно определить через элементы смешанной матрицы h :

$$\begin{aligned} a_y &= \frac{-(h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21})}{h_{21}}; \quad b_y = \frac{h_{11}}{h_{21}}; \\ c_y &= \frac{-h_{22}}{h_{21}}; \quad d_y = \frac{1}{h_{21}}, \end{aligned} \quad (10)$$

где $h_{11} = h_{11}^{HЭ} + h_{11}^{ЦОС}$; $h_{12} = h_{12}^{HЭ} + h_{12}^{ЦОС}$; $h_{21} = h_{21}^{HЭ} + h_{21}^{ЦОС}$; $h_{22} = h_{22}^{HЭ} + h_{22}^{ЦОС}$ – известные суммарные элементы смешанной матрицы h НЧ (НЭ и ЦОС).

Перемножим матрицы передачи РЧ и НЧ одного каскада. Получим общую матрицу передачи (3) и общую смешанную матрицу H_k каскада:

$$H_k = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix}, \quad (11)$$

где

$$\begin{aligned} H_{11} &= \frac{B_1}{D_1}; \quad H_{12} = \frac{(A_1 D_1 - B_1 C_1)}{D_1}; \\ H_{21} &= \frac{1}{D_1}; \quad H_{22} = \frac{-C_1}{D_1}. \end{aligned}$$

Общая смешанная матрица всех N каскадов находится путем суммирования смешанных матриц H_k отдельных каскадов. Поэтому общая передаточная функция всего устройства может быть записана следующим образом:

$$\begin{aligned} H &= Nz_n / \{(d_y + Nc_y z_n)(dz_0 + Njb) + \\ &+ (jcz_0 + Na)(b_y + Na_y z_n)\}. \end{aligned} \quad (12)$$

Подставим (12) в (1). Получим комплексное уравнение, решение которого приводит к взаимосвязи (5) элементов классической матрицы передачи РЧ, оптимальной по критерию (1), но с уточненными коэффициентами:

$$\begin{aligned} A &= -\frac{N(b_y + Na_y z_n)}{z_0(d_y + Nc_y z_n)} = a_r + ja_x; \\ B &= \frac{-jN}{z_0} = b_r + jb_x; \\ C &= -\frac{j(b_y + Na_y z_n)}{d_y + Nc_y z_n} = c_r + jc_x; \\ D &= \frac{Nz_n}{m[\cos(\varphi) + j\sin(\varphi)]z_0(d_y + Nc_y z_n)} = d_r + jd_x. \end{aligned} \quad (13)$$

При использовании параллельной по току обратной связи (рис. 1, г) элементы классической матрицы передачи НЧ одного каскада проще определить через элементы смешанной матрицы f :

$$\begin{aligned} a_y &= \frac{1}{f_{21}}; \quad b_y = \frac{-f_{22}}{f_{21}}; \\ c_y &= \frac{f_{11}}{f_{21}}; \quad d_y = \frac{-(f_{11}f_{22} - f_{12}f_{21})}{f_{21}}, \end{aligned} \quad (14)$$

где $f_{11} = f_{11}^{HЭ} + f_{11}^{ЦОС}$; $f_{12} = f_{12}^{HЭ} + f_{12}^{ЦОС}$; $f_{21} = f_{21}^{HЭ} + f_{21}^{ЦОС}$; $f_{22} = f_{22}^{HЭ} + f_{22}^{ЦОС}$ – известные суммарные элементы смешанной матрицы f НЧ (НЭ и ЦОС).

Перемножим матрицы передачи РЧ и НЧ одного каскада. Получим общую матрицу передачи (3) и общую смешанную матрицу F_k каскада:

$$F_k = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{bmatrix}, \quad (15)$$

где

$$\begin{aligned} F_{11} &= \frac{C_1}{A_1}; \quad F_{12} = \frac{(A_1 D_1 - B_1 C_1)}{A_1}; \\ F_{21} &= \frac{1}{A_1}; \quad F_{22} = \frac{-B_1}{A_1}. \end{aligned}$$

Общая смешанная матрица всех N каскадов находится путем суммирования смешанных матриц F_k отдельных каскадов. Поэтому общая передаточная функция всего устройства может быть записана следующим образом:

$$\begin{aligned} H &= Nz_n / \{(Nd_y + c_y z_n)(jb + Ndz_0) + \\ &+ (a + Njcz_0)(Nb_y + a_y z_n)\}. \end{aligned} \quad (16)$$

Подставим (16) в (1). Получим комплексное уравнение, решение которого приводит к взаимосвязи (5) элементов классической матрицы передачи РЧ, оптимальной по критерию (1), но с новыми коэффициентами:

$$\begin{aligned} B &= \frac{-jN}{z_n} = b_r + jb_x; \\ C &= -\frac{j(b_y + Nd_y z_0)}{a_y + Nc_y z_0} = c_r + jc_x; \end{aligned} \quad (17)$$

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

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

Анализ выражения для передаточной функции (4) показывает, что частотные характеристики исследуемых радиоустройств из N одинаковых каскадов типа РЧ-НЧ (рис. 1, а) идентичны АЧХ и ФЧХ радиоустройств из одного каскада, но с сопротивлениями источника сигнала и нагрузки, умноженными на N (рис. 2, а). В общем случае частотные характеристики исследуемых радиоустройств из N_2 групп одинаковых каскадов по N_1 не обязательно одинаковых каскадов типа РЧ – НЧ в каждой группе идентичны АЧХ и ФЧХ радиоустройств из одной группы N_1 не обязательно одинаковых каскадов типа НЧ – РЧ, но с сопротивлениями источника сигнала и нагрузки, умноженными на N_2 .

Анализ выражения для передаточной функции (8) показывает, что частотные характеристики исследуемых радиоустройств (рис. 1, б) из N одинаковых каскадов типа РЧ – РЧ идентичны АЧХ и ФЧХ радиоустройств из одного каскада, но с сопротивлениями источника сигнала и нагрузки, разделенными на N (рис. 2, б). В общем случае частотные характеристики исследуемых радиоустройств из N_2 групп каскадов по N_1 не обязательно одинаковых каскадов типа РЧ – НЧ в каждой группе идентичны АЧХ и ФЧХ радиоустройств из одной группы N_1 не обязательно одинаковых каскадов типа РЧ – НЧ, но с сопротивлениями источника сигнала и нагрузки, разделенными на N_2 .

Анализ выражения для передаточной функции (12) показывает, что частотные характеристики исследуемых радиоустройств (рис. 1, в) из N одинаковых каскадов типа РЧ – НЧ подобны АЧХ и ФЧХ радиоустройств из одного каскада, но с сопротивлением нагрузки, умноженным на N , и измененным выходным сопротивлением РЧ (рис. 2, в):

$$\frac{dz_0 + jb}{jcz_0 + a} \rightarrow \frac{dz_0 + Njb}{jcz_0 + Na}. \quad (18)$$

В общем случае частотные характеристики исследуемых радиоустройств из N_2 групп каскадов по N_1 не обязательно одинаковых каскадов типа РЧ – НЧ в каждой группе подобны АЧХ и ФЧХ радиоустройств из одной группы N_1 не обязательно одинаковых каскадов типа РЧ – НЧ, но с сопротивлением нагрузки, умноженным на N_2 , и измененным выходным сопротивлением РЧ:

$$\frac{dz_0 + jb}{jcz_0 + a} \rightarrow \frac{dz_0 + N_2jb}{jcz_0 + N_2a}. \quad (19)$$

Правая часть выражения (18) означает, что сопротивление источника сигнала разделяется на N (рис. 2, в). Модуль передаточной функции умножается на N . Правая часть выражения (19) означает, что сопротивление источника сигнала разделяется на N_2 . Модуль передаточной функции умножается на N_2 . Полосы частот полностью совпадают.

Анализ выражения для передаточной функции (16) показывает, что частотные характеристики исследуемых радиоустройств (рис. 1, г) из N одинаковых каскадов типа РЧ – НЧ подобны АЧХ и ФЧХ радиоустройств из одного каскада, но с сопротивлением нагрузки, разделенным на N , и измененным выходным сопротивлением РЧ (рис. 2, г):

$$\frac{dz_0 + jb}{jcz_0 + a} \rightarrow \frac{dz_0 + jb/N}{jcz_0 + a/N}. \quad (20)$$

В общем случае частотные характеристики исследуемых радиоустройств из N_2 групп каскадов по N_1 не обязательно одинаковых каскадов типа РЧ – НЧ в каждой группе подобны АЧХ и ФЧХ радиоустройств из одной группы N_1 не обязательно одинаковых каскадов типа РЧ – НЧ, но с сопротивлением нагрузки, разделенным на N_2 , и измененным выходным сопротивлением РЧ:

$$\frac{d_y z_0 + b_y}{c_y z_0 + a_y} \rightarrow \frac{d_y z_0 + b_y / N_2}{c_y z_0 + a_y / N_2}. \quad (21)$$

Правая часть выражения (20) означает, что сопротивление источника сигнала умножается на N (рис. 2, г). Модуль передаточной функции разделяется на N . Правая часть выражения (21) означает, что сопротивление источника сигнала умножается на N_2 . Модуль передаточной функции разделяется на N_2 . Полосы частот полностью совпадают. Такие схемы будем называть эквивалентными. Они могут значительно упростить решение многих задач радиоэлектроники, например задач обеспечения распространения сигнала только в одном направлении (от входа к выходу) и независимости предыдущего каскада от присоединения последующего. Эти свойства необходимы для динамических звеньев при построении радиоустройств автоматического регулирования.

Для отыскания выражений для определения параметров типовых схем РЧ необходимо взять известные формулы для элементов a, b, c, d [1; 4], выраженные через сопротивления или проводимости двухполюсников, а также коэффициенты A, B, C, D для (5) с выбранным типом обратной связи.

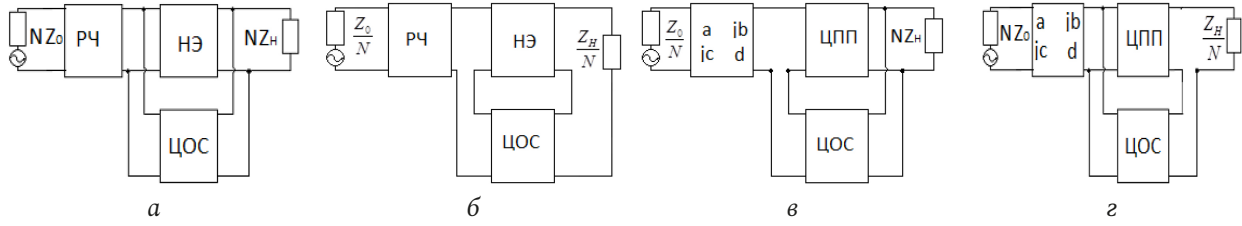


Рис. 2. Структурные схемы однокаскадных радиоустройств с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в) и параллельной по току (г) цепями обратной связи, эквивалентные со схемами, показанными на рис. 1, а, б, в, г

Fig. 2. Block diagrams of single-stage radio devices with parallel in voltage (a), sequential in current (b), sequential in voltage (c) and parallel in current (d) feedback circuits, equivalent to the circuits shown in Fig. 1, a, b, c, d



Рис. 3. Примеры синтезированных реактивных СЧ для многокаскадных устройств
Fig. 3. Examples of synthesized reactive midrange for multistage devices

Затем надо разделить полученное комплексное уравнение на действительную и мнимую части и решить сформированную таким образом систему двух действительных алгебраических уравнений относительно сопротивлений или проводимостей двух двухполюсников выбранной схемы РЧ из N двухполюсников. В результате получаются ограничения в виде зависимостей сопротивлений двух реактивных двухполюсников от частоты, оптимальных по критерию (1). Задача реализации этих частотных характеристик в ограниченной полосе частот решена в работе [1]. Параметры остальных $N-2$ двухполюсников, свободных от указанных ограничений, выбираются из условия обеспечения других критериев, например из условия обеспечения заданной полосы рабочих частот [1].

2. Результаты параметрического синтеза РЧ при использовании каскадов типа РЧ – НЧ

Здесь в качестве примера приводятся некоторые из решений, полученных для типовых схем РЧ и структурной схемы, показанной на рис. 1, а. Если в качестве РЧ используется Г-образное соединение двух сопротивлений $jX_{1,2}$ (рис. 3, а), то зависимости этих сопротивлений от частоты определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} X_1 &= \frac{X_2 + c_r}{a_r + d_r + X_2 b_r - 1}; \\ X_2 &= \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \end{aligned} \quad (22)$$

где $A_2 = b_x$; $B_2 = a_x + d_x - b_r c_x + b_x c_r$; $C_2 = c_x - a_r c_x + a_x c_r + c_r d_x - c_x d_r$.

Обратное Г-образное соединение двух сопротивлений $jX_{1,2}$ (рис. 3, б):

$$\begin{aligned} X_1 &= \frac{c_r - X_2(a_r + d_r - 1)}{a_r + X_2 b_r}; \\ X_2 &= \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \end{aligned} \quad (23)$$

где $A_2 = b_x - a_r b_x + a_x b_r + b_r d_x - b_x d_r$; $B_2 = a_x + a_r d_x - a_x d_r - b_r c_x + b_x c_r$; $C_2 = a_x c_r - a_r c_x$.

Т-образное соединение двухполюсников $jX_{1,2,3}$ (рис. 3, в):

$$\begin{aligned} X_1 &= \frac{X_3 + c_r - X_2(a_r + d_r + X_3 b_r - 1)}{a_r + (X_2 + X_3) b_r}; \\ X_2 &= \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \end{aligned} \quad (24)$$

где

$$A_2 = b_x(1 - a_r - d_r) + b_r(a_x + d_x);$$

$$B_2 = a_x + a_r d_x - a_x d_r - b_r c_x + b_x c_r + X_3(2b_x + b_r d_x - b_x d_r);$$

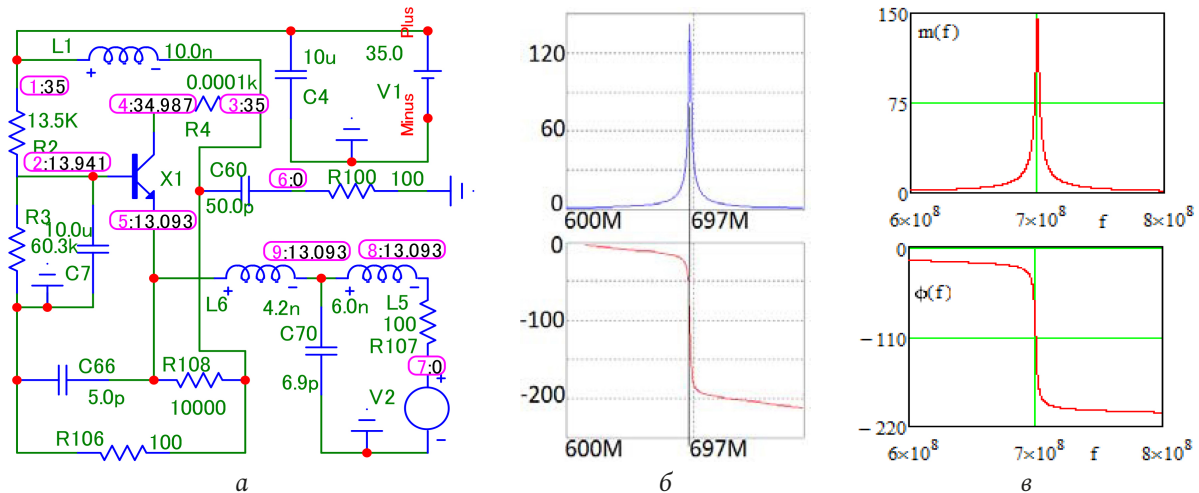
$$C_2 = b_x X_3^2 + (a_x - b_r c_x + b_x c_r) X_3 - a_r c_x + a_x c_r;$$

$$X_1 = \frac{X_3 + c_r - X_2(a_r + d_r + X_3 b_r - 1)}{a_r + (X_2 + X_3) b_r};$$

$$X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3},$$

где

$$A_3 = b_x;$$



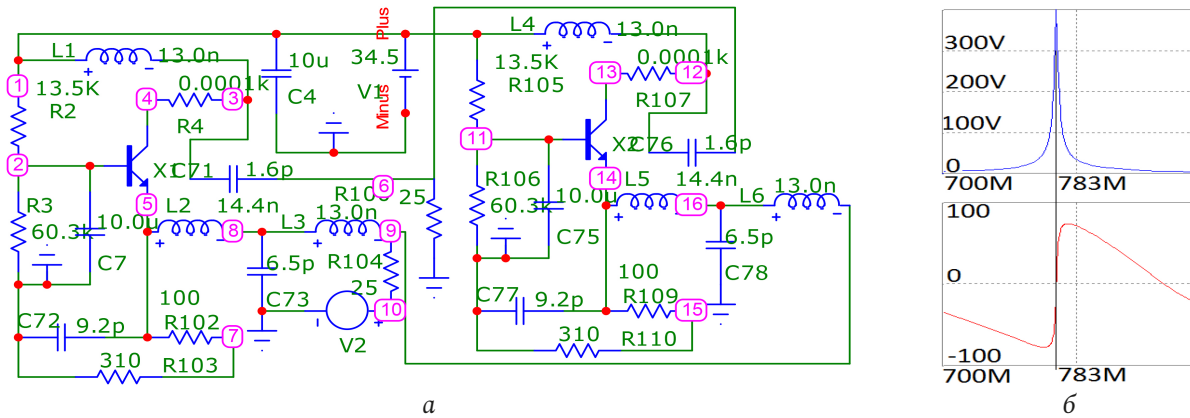


Рис. 7. Вторая принципиальная схема двухкаскадного узкополосного усилителя (а), соответствующая структурной схеме (рис. 1, а), и его частотные характеристики (б), полученные в системе MicroCap
 Fig. 7. The second schematic diagram of a two-stage narrow-band amplifier (a), corresponding to the structural diagram (Fig. 1, a), and its frequency characteristics (b), obtained in the MicroCap system

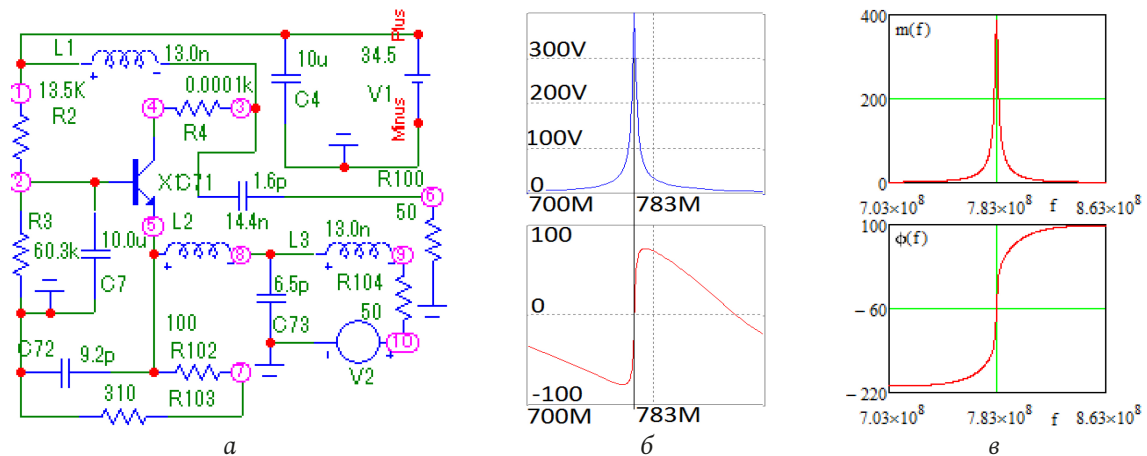


Рис. 8. Принципиальная схема однокаскадного узкополосного усилителя (а), соответствующая структурной схеме (рис. 2, а), его частотные характеристики (б), полученные в системе MicroCap, и частотные характеристики его эквивалентной схемы, полученные в системе MathCad (в)
 Fig. 8. Schematic diagram of a single-stage narrow-band amplifier (a), corresponding to the structural diagram (Fig. 2, a), its frequency characteristics (b), obtained in the MicroCap system, and the frequency characteristics of its equivalent circuit, obtained in the MathCad system (c)

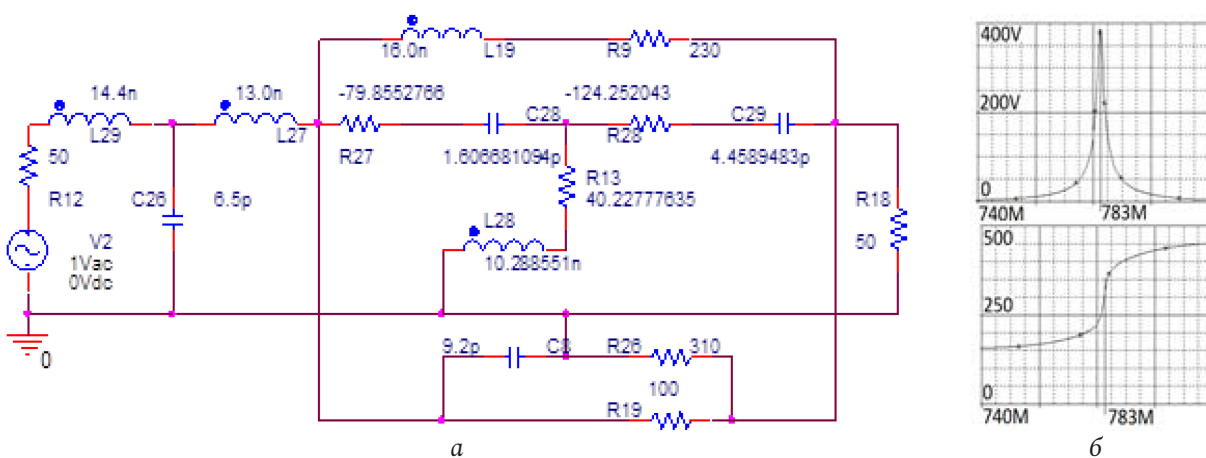


Рис. 9. Эквивалентная схема (а) однокаскадного узкополосного усилителя (рис. 9, а), соответствующая структурной схеме (рис. 2, а), и ее частотные характеристики (б), полученные в системе OrCad
 Fig. 9. Equivalent circuit (a) of a single-stage narrow-band amplifier (Fig. 9, a), corresponding to the structural diagram (Fig. 2, a), and its frequency characteristics (b), obtained in the OrCad system

функций исследуемых структурных схем (рис. 1, а). Анализ также показывает, что экспериментальные (рис. 4, б, 5, б) частотные характеристики принципиальной схемы узкополосного усилителя (рис. 4, а, 5, а) удовлетворительно совпадают с характеристиками эквивалентной схемы (рис. 6, а) усилителя, полученные расчетным путем (рис. 5, в) и экспериментально (рис. 6, б). Резонансная частота эквивалентной схемы $f \approx 700$ МГц (рис. 5, в и 6, б) незначительно отличается от резонансной частоты принципиальной схемы $f \approx 697$ МГц (рис. 4, б, 5, б). Произведение коэффициента усиления на полосу частот составляет примерно 120 МГц.

На рис. 7–9 показана еще одна пара эквивалентных однокаскадной и двухкаскадной схем, но с другими значениями сопротивлений источника сигнала и нагрузки. В этих схемах с помощью описанной выше методики оптимизированы параметры двухполюсников не только РЧ, но и всех остальных двухполюсников. Произведение коэффициента усиления на полосу частот составляет примерно 500 МГц.

Таким образом, полученные математические модели РЧ-типа (22)–(25) могут быть использованы для технического проектирования различных радиоустройств с заданными частотными характеристиками.

Список литературы

1. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез радиотехнических устройств и систем. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2018. 588 с.
2. Головков А.А., Головков В.А., Дружинина Н.А. Параметрический синтез демодуляторов сигналов с угловой модуляцией и усилителей для вариантов включения согласующих комплексных четырехполюсников между нелинейной частью и нагрузкой // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2017. № 1. С. 53–64.
3. Головков А.А., Головков В.А. Алгоритмы параметрического синтеза согласующих по критерию обеспечения стационарного режима генерации реактивных и резистивных четырехполюсников в цепи обратной связи автогенераторов // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2016. № 3. С. 56–67.
4. Гуревич И.В. Основы расчетов радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975. 368 с.

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. Golovkov A.A., Golovkov V.A., Druzhinina N.A. Parametric synthesis of angle modulated signal demodulators and amplifiers for options for connecting matching complex two-port networks between the nonlinear part and the load. *Informatsionno-izmeritel'nye i upravljajuschie sistemy*, 2017, no. 1, pp. 53–64. (In Russ.)
3. Golovkov A.A., Golovkov V.A. Algorithms for parametric synthesis of matching according to the criterion of ensuring a stationary mode of generation of reactive and resistive two-port networks in the feedback circuit of autogenerators. *Informatsionno-izmeritel'nye i upravljajuschie sistemy*, 2016, no. 3, pp. 56–67. (In Russ.)
4. Gurevich I.V. *Basics of Calculating Radio Engineering Circuits (Linear Circuits with Harmonic Influences)*. Moscow: Svjaz', 1975, 368 p. (In Russ.)

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2021, vol. 24, no. 3, pp. 46–55

DOI 10.18469/1810-3189.2021.24.3.46-55

Received 25 May 2021
Accepted 28 June 2021

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

Aleksandr A. Golovkov, Aleksey V. Fomin

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 – The algorithm of parametrical synthesis of various radio devices with any quantity of cascades of type «the jet two-port network – a nonlinear part» by criterion of maintenance of the set frequency characteristics is developed. Nonlinear parts

are presented in the form of a nonlinear element and parallel either consecutive on a current or pressure of a feedback. According to this criterion 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 as a result received. It is shown, that frequency characteristics of investigated radio devices from identical cascades are identical or similar to frequency characteristics of radio devices from one cascade, but with resistance of a source of a signal and the loading, changed definitely. Such schemes are named by equivalent. The comparative analysis of the theoretical results received by mathematical modelling in system «MathCad», and the experimental results received by circuit simulation in systems «OrCad» and «MicroCap», shows their satisfactory coincidence.

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

Информация об авторах

Головков Александр Афанасьевич, 1953 г. р., доктор технических наук, 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. Заслуженный изобретатель РФ.

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

E-mail: valgol2595@gmail.com

Фомин Алексей Васильевич, 1980 г. р., начальник учебно-командного пункта кафедры автоматических систем управления 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 и передачи информации.

E-mail: folexx@mail.ru

Information about the Authors

Aleksandr A. Golovkov, born in 1953, Doctor of Technical Sciences, professor of the Department of Aviation Systems and Radio Navigation and Radio Communication Complexes, MERC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia. Honored Inventor of the Russian Federation.

Research interests: methods and means of forming, extracting and processing signals, receiving, transmitting, protecting and destroying information.

E-mail: valgol2595@gmail.com

Aleksey V. Fomin, born in 1980, head of the training and command post of the Department of Automatic Control Systems, MERC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia.

Research interests: methods and means of generating and processing signals, receiving and transmitting information.

E-mail: folexx@mail.ru