

## Параметрический синтез радиоустройств с заданным количеством неодинаковых каскадов для вариантов включения реактивных четырехполюсников между нелинейной частью и нагрузкой

А.А. Головков, В.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 «нелинейная часть - реактивный четырехполюсник» 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 одного из каскадов в виде математических выражений для определения взаимосвязей между элементами их классической матрицы передачи и для отыскания зависимостей сопротивлений двухполюсников от частоты. Проведено математическое и схемотехническое моделирование двухкаскадного усилителя. Показано, что увеличение количества каскадов с оптимизированными параметрами приводит к значительному увеличению рабочей полосы частот. Сравнительный анализ теоретических результатов, 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 реактивных четырехполюсников; заданные формы частотных характеристик многокаскадных радиоустройств.

### Введение

В работах [1–3] предложены алгоритмы параметрического синтеза согласующих четырехполюсников (СЧ), оптимальных по критерию обеспечения заданных характеристик усилителей, высокочастотных частей демодуляторов сигналов с угловой модуляцией, модуляторов и генераторов. При этом предполагалось, что нелинейная часть (НЧ) состоит из нелинейного элемента (НЭ) и охватывающей его цепи обратной связи (параллельной по напряжению, последовательной по току, последовательной по напряжению, параллельной по току). Исследовались структурные схемы, состоящие из одного каскада типа СЧ – НЧ и НЧ – СЧ.

Цель данной работы состоит в увеличении произведения коэффициента усиления на рабочую полосу частот усилителей и демодуляторов путем включения произвольного количества неодинаковых каскадов типа «НЧ – реактивный четырехполюсник (РЧ)», включенных по той же схеме, что и НЭ и цепь обратной связи (ЦОС), между сопротивлениями источника сигнала  $z_0 = r_0 + jx_0$  и нагрузки  $z_n = r_n + jx_n$  (рис. 1).

Для достижения этой цели делается попытка определить минимальное количество и значения параметров согласующих РЧ, при которых обеспечиваются заданные частотные характеристики

(зависимости модуля  $m$  и фазы  $\varphi$  передаточной функции  $H$  от частоты) усилителей и демодуляторов с произвольным количеством указанных каскадов в одном из режимов работы нелинейных элементов:

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

Согласующие РЧ  $n$ -го ( $n = 1, 2, \dots, N$ ) каскада характеризуются искомыми зависимостями элементов  $a_n$ ,  $b_n$ ,  $c_n$ ,  $d_n$  классической матрицы передачи от частоты.

Для составления исходных уравнений, удовлетворяющих (1), будем использовать известные правила применения матриц различных параметров для описания четырехполюсников и их соединений, а также условия нормировки общей матрицы передачи узла «НЧ – ЦОС – СЧ» [1; 4]. Рассмотрим вариант структурной схемы с параллельной по напряжению обратной связью (рис. 1, а). Для этой схемы комплексные элементы классической матрицы передачи НЧ  $n$ -го каскада можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned} a_{yn} &= \frac{-y_{22n}}{y_{21n}}; & b_{yn} &= \frac{1}{y_{21n}}; \\ c_{yn} &= \frac{-(y_{11n}y_{22n} - y_{12n}y_{21n})}{y_{21n}}; & d_{yn} &= \frac{y_{11n}}{y_{21n}}, \end{aligned} \quad (2)$$

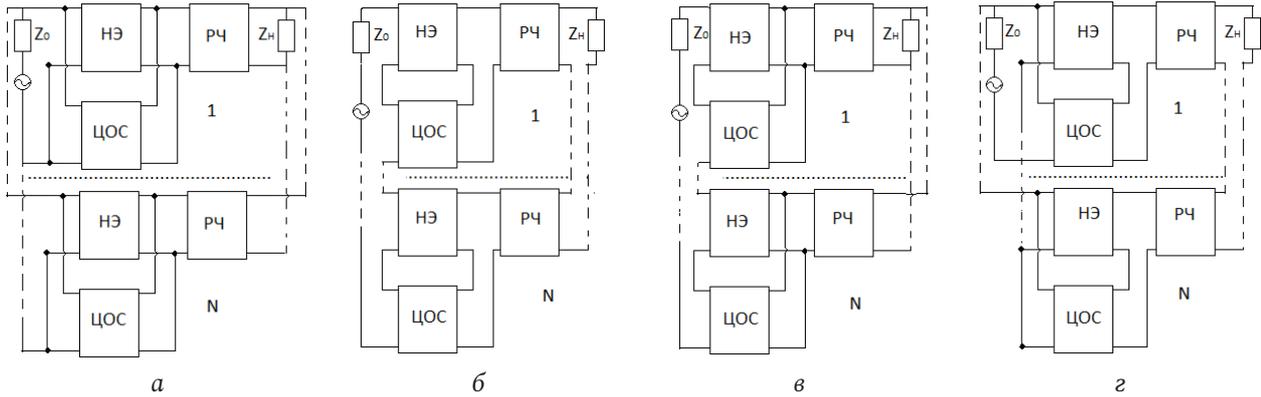


Рис. 1. Структурные схемы многокаскадных радиоустройств с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) цепями обратной связи, включенными между источником сигнала и РЧ

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 signal source and RF

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

Перемножим матрицы передачи НЧ и РЧ каждого каскада. Получим общие матрицы передачи и общие матрицы проводимостей отдельных каскадов:

$$A_{kn} = \begin{vmatrix} A_n & B_n \\ C_n & D_n \end{vmatrix}; \quad Y_{kn} = \begin{vmatrix} Y_{11n} & Y_{12n} \\ Y_{21n} & Y_{22n} \end{vmatrix}, \quad (3)$$

где

$$A_n = a_n a_{yn} + b_{yn} j c_n; \quad B_n = j b_n a_{yn} + b_{yn} d_n;$$

$$C_n = a_n c_{yn} + d_{yn} j c_n; \quad D_n = j b_n c_{yn} + d_{yn} d_n;$$

$$Y_{11n} = \frac{D_n}{B_n}; \quad Y_{12n} = \frac{-(A_n D_n - B_n C_n)}{B_n};$$

$$Y_{21n} = \frac{1}{B_n}; \quad Y_{22n} = \frac{-A_n}{B_n}.$$

Общая матрица проводимостей всех  $N$  каскадов находится путем суммирования матриц проводимостей отдельных каскадов. Из сумм элементов матриц проводимостей выделим отдельно элементы матрицы проводимостей  $n$ -го каскадов и выразим их через элементы матрицы передачи. Остальные каскады можно рассматривать как цепи обратной связи. Следовательно, элементы общей матрицы передачи многокаскадной схемы можно записать в следующем виде:

$$A_{ym} = \frac{-\left(Y_{22}^{OC} - \frac{A_n}{B_n}\right)}{\frac{1}{B_n} + Y_{21}^{OC}}; \quad B_{ym} = \frac{1}{\frac{1}{B_n} + Y_{21}^{OC}}; \quad (4)$$

$$C_{ym} = \frac{-Y_m}{\frac{1}{B_n} + Y_{21}^{OC}}; \quad D_{ym} = \frac{\frac{D_n}{B_n} + Y_{11}^{OC}}{\frac{1}{B_n} + Y_{21}^{OC}},$$

где

$$Y_m = \left(\frac{D_n}{B_n} + Y_{11}^{OC}\right) \left(\frac{-A_n}{B_n} + Y_{22}^{OC}\right) - \left(\frac{-(A_n D_n - B_n C_n)}{B_n} + Y_{12}^{OC}\right) \left(\frac{1}{B_n} + Y_{21}^{OC}\right);$$

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

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

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

Тогда передаточную функцию для структуры с параллельной по напряжению ЦОС, показанной на рис. 1, а, можно записать в следующем виде:

$$H = \{z_n [Y_{21}^{OC} (d_n b_{yn} + j a_{yn} b_n) + 1]\} / \{a_n A_0 + j b_n B_0 + j c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n + b_n c_n) E_0 + H_0\}, \quad (5)$$

где

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

$$B_0 = [Y_{12}^{OC} Y_{21}^{OC} z_0 z_n + (1 + Y_{11}^{OC} z_0) \times (1 - Y_{22}^{OC} z_n)] a_{yn} + c_{yn} z_0 (1 - Y_{22}^{OC} z_n);$$

$$C_0 = z_n [d_{yn} z_0 + b_{yn} (1 + Y_{11}^{OC} z_0)];$$

$$D_0 = [Y_{12}^{OC} Y_{21}^{OC} z_0 z_n + (1 + Y_{11}^{OC} z_0) \times$$

$$\times (1 - Y_{22}^{oc} z_n) b_{yn} + d_{yn} z_0 (1 - Y_{22}^{oc} z_n);$$

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

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

Подставим (5) в (1). Получим комплексное уравнение, решение которого приводит к взаимосвязи элементов классической матрицы передачи РЧ  $n$ -го каскада, оптимальной по критерию (1):

$$a_n = \frac{(-C_1 c_n + B) b_n + D_1 d_n + C_2 c_n + C}{C_1 d_n + D}, \quad (6)$$

где

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

$$C = z_n - H_0 M = c_r + j c_x;$$

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

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

$$D = A_0 M = d_r + j d_x;$$

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

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

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

$$H = \{z_n [Z_{21}^{oc} (a_n c_{yn} + j c_n d_{yn}) + 1]\} / \{a_n A_0 + j b_n B_0 + j c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n + b_n c_n) E_0 + H_0\}, \quad (7)$$

где

$$A_0 = [(z_0 + Z_{11}^{oc})(z_n - Z_{22}^{oc}) +$$

$$+ Z_{12}^{oc} Z_{21}^{oc}] c_{yn} + a_{yn} (z_n - Z_{22}^{oc});$$

$$B_0 = a_{yn} + c_{yn} (z_0 + Z_{11}^{oc}); \quad H_0 = Z_{12}^{oc};$$

$$C_0 = [(z_0 + Z_{11}^{oc})(z_n - Z_{22}^{oc}) +$$

$$+ Z_{12}^{oc} Z_{21}^{oc}] d_{yn} + b_{yn} (z_n - Z_{22}^{oc});$$

$$D_0 = b_{yn} + d_{yn} (z_0 + Z_{11}^{oc});$$

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

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

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

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

Взаимосвязь между элементами классической матрицы передачи ССЧ, оптимальную по крите-

рию (1), можно также представить в форме (6), но при других коэффициентах:

$$B = -j B_0 M = b_r + j b_x;$$

$$C = z_n - H_0 M = c_r + j c_x;$$

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

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

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

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

При использовании последовательной по напряжению ЦОС (рис. 1, в):

$$H = \{z_n [H_{21}^{oc} (j b_n c_{yn} + d_n d_{yn}) + 1]\} / \{a_n A_0 + j b_n B_0 + j c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n + b_n c_n) E_0 + H_0\}, \quad (9)$$

где

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

$$B_0 = (1 - H_{22}^{oc} z_n) a_{yn} +$$

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

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

$$D_0 = (1 - H_{22}^{oc} z_n) b_{yn} +$$

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

$$E_0 = H_{21}^{oc} z_n (a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn});$$

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

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

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

Коэффициенты для взаимосвязи (6) между элементами классической матрицы передачи ССЧ, оптимальной по критерию (1):

$$B = j(c_{yn} H_{21}^{oc} z_n - B_0 M) = b_r + j b_x;$$

$$C = z_n - H_0 M = c_r + j c_x;$$

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

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

$$D = A_0 M = d_r + j d_x;$$

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

При использовании параллельной по току обратной связи (рис. 1, г):

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

где

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

$$B_0 = a_{yn} (1 + F_{11}^{oc} z_0) + z_0 c_{yn};$$

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

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

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

$$E_0 = F_{21}^{oc} z_0 (a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn});$$

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

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

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

Коэффициенты для взаимосвязи (6) для этого варианта:

$$B = -j B_0 M = b_r + j b_x;$$

$$C = z_n - H_0 M = c_r + j c_x;$$

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

$$C_2 = j (b_{yn} z_n F_{21}^{oc} - C_0 M) = c_{2r} + j c_{2x}; \quad (12)$$

$$D = A_0 M - a_{yn} z_n F_{21}^{oc} = d_r + j d_x;$$

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

Для отыскания выражений для определения параметров типовых схем РЧ  $n$ -го каскада необходимо взять известные формулы для элементов  $a_n$ ,  $b_n$ ,  $c_n$ ,  $d_n$  [1; 4], выраженные через сопротивления или проводимости двухполюсников, а также коэффициенты  $B$ ,  $C$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $D$ ,  $D_1$  с выбранным типом обратной связи и подставить их в (6). Затем полученное комплексное 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 РЧ из  $M$  двухполюсников. В результате получают огра-

ничения в виде зависимостей сопротивлений двух реактивных двухполюсников от частоты, оптимальные по критерию (1). Задача реализации этих частотных характеристик в ограниченной полосе частот решена в работе [1]. 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 [1]. Для этого могут быть использованы известные численные методы оптимизации [5]. 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 обеспечивается совпадение реальных значений передаточной функции с заданными (1).

## 2. Результаты параметрического синтеза

Здесь в качестве примера приводятся некоторые из решений, полученных для типовых схем РЧ, при использовании параллельной по напряжению обратной связи (рис. 1, а). Если в качестве РЧ используется  $\Gamma$ -образное соединение двух двухполюсников (рис. 2, а), то зависимости их сопротивлений  $X_{1,2}$  от частоты (ограничения) определяются следующим образом:

$$X_1 = \frac{c_{2r} - X_2 d_{1r}}{c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + X_2 b_r}; \quad (13)$$

$$X_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4 A_2 C_2}}{2 A_2},$$

где

$$A_2 = b_x d_{1r} - b_r d_{1x};$$

$$B_2 = (c_x - c_{1x} - d_x) d_{1r} + d_{1x} (c_{1r} - c_r + d_r) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r};$$

$$C_2 = (c_{1x} - c_x + d_x - d_{1x}) c_{2r} + c_{2x} (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}).$$

Обратное  $\Gamma$ -образное соединение двухполюсников  $X_{1,2}$  (рис. 2, б):

$$X_1 = \frac{(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) X_2 - c_{2r}}{d_r - X_2 b_r}; \quad (14)$$



Рис. 2. Примеры синтезированных РЧ для устройств с заданным количеством каскадов типа НЧ-РЧ  
 Fig. 2. Examples of synthesized RF for devices with a given number of stages of the LF-RF type

$$X_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2C_2}}{2A_2},$$

где

$$\begin{aligned} A_2 &= (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})b_x - \\ &- b_r(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}); \\ B_2 &= (c_{1r} - c_r - d_{1r})d_x + \\ &+ d_r(c_x - c_{1x} + d_{1x}) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r}; \\ C_2 &= c_{2r}d_x - c_{2x}d_r. \end{aligned}$$

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

$$X_1 = \frac{(c_{1r} - c_r + d_r - d_{1r} - X_3 b_r)X_2 + c_{2r} - X_3 d_{1r}}{(X_2 + X_3)b_r - d_r};$$

$$X_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2C_2}}{2A_2},$$

где

$$\begin{aligned} A_2 &= (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})b_x - \\ &- b_r(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}); \\ B_2 &= (X_3 b_x - d_x)(c_r - c_{1r}) + \\ &+ b_r(c_{2x} - 2X_3 d_{1x}) - b_x(c_{2r} - 2X_3 d_{1r}) + \\ &+ (c_x - c_{1x})(d_r - X_3 b_r) + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}; \\ C_2 &= (b_x d_{1r} - b_r d_{1x})X_3^2 + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + \\ &+ d_r d_{1x} - d_x d_{1r})X_3 + c_{2r}d_x - c_{2x}d_r; \\ X_1 &= \frac{(c_{1r} - c_r + d_r - d_{1r} - X_3 b_r)X_2 + c_{2r} - X_3 d_{1r}}{(X_2 + X_3)b_r - d_r}; \end{aligned}$$

$$X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3C_3}}{2A_3},$$

где

$$\begin{aligned} A_3 &= b_x d_{1r} - b_r d_{1x}; \\ B_3 &= [X_2(c_r - c_{1r} + 2d_{1r}) - c_{2r}]b_x - \\ &- b_r[c_{2x} - X_2(c_x - c_{1x} + 2d_{1x})] + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}; \\ C_3 &= (b_r d_x - b_x d_r)X_2^2 + X_2[b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - \\ &- (d_x - X_2 b_x)(c_r - c_{1r} + d_{1r}) + (d_r - X_2 b_r) \times \\ &\times (c_x - c_{1x} + d_{1x})] + c_{2r}d_x - c_{2x}d_r; \\ X_2 &= \frac{(d_r - X_3 b_r)X_1 + c_{2r} - X_3 d_{1r}}{c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + (X_1 + X_3)b_r}; \end{aligned}$$

$$X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3C_3}}{2A_3},$$

где

$$\begin{aligned} A_3 &= b_x d_{1r} - b_r d_{1x}; \\ B_3 &= (d_{1r} + X_1 b_r)(c_x - c_{1x}) - (c_r - c_{1r}) \times \\ &\times (d_{1x} + X_1 b_x) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}; \\ C_3 &= (b_r d_x - b_x d_r)X_1^2 + X_1(b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) + \\ &+ c_{2x}d_r - c_{2r}d_x + (c_{2x} + X_1 d_x)(c_r - c_{1r} + d_{1r}) - \\ &- (c_{2r} + X_1 d_r)(c_x - c_{1x} + d_{1x}). \end{aligned}$$

Π-образное соединение двухполюсников  $X_{1,2,3}$  (рис. 2, з):

$$\begin{aligned} X_1 &= \frac{d_{1r}X_2X_3 - c_{2r}(X_2 + X_3)}{(c_{1r} - c_r + d_r - d_{1r} - X_2 b_r)X_3 + c_{2r} + X_2 d_r}; \\ X_2 &= \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2C_2}}{2A_2}, \end{aligned} \quad (16)$$

где

$$\begin{aligned} A_2 &= (b_x d_{1r} - b_r d_{1x})X_3^2 + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + \\ &+ d_r d_{1x} - d_x d_{1r})X_3 + c_{2r}d_x - c_{2x}d_r; \\ B_2 &= [c_{2r}d_x - c_{2x}d_r - (c_{2x} - X_3 d_{1x})(c_{1r} - c_r + d_r) + \\ &+ (c_{2r} - X_3 d_{1r})(c_{1x} - c_x + d_x)]X_3 + \\ &+ X_3^2(b_r c_{2x} - b_x c_{2r}); \\ C_2 &= [c_{2x}(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) - \\ &- c_{2r}(c_{1x} - c_x - d_x + d_{1x})]X_3^2; \\ X_1 &= \frac{d_{1r}X_2X_3 - c_{2r}(X_2 + X_3)}{(d_r - c_r - d_{1r} + E_0 M - X_2 b_r)X_3 + c_{2r} + X_2 d_r}; \\ X_3 &= \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3C_3}}{2A_3}, \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} A_3 &= (b_x d_{1r} - b_r d_{1x})X_2^2 + c_{2x}(d_{1r} + X_2 b_r) - \\ &- c_{2r}(d_{1x} + X_2 b_x) - (c_{2x} - X_2 d_{1x})(c_{1r} - c_r + d_r) + \\ &+ (c_{2r} - X_2 d_{1r})(c_{1x} - c_x + d_x); \\ B_3 &= (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r})X_2^2 + \\ &+ [c_{2r}(c_{1x} - c_x + 2d_x) - c_{2x}(c_{1r} - c_r + 2d_r)]X_2; \\ C_3 &= X_2^2(c_{2r}d_x - c_{2x}d_r); \end{aligned}$$

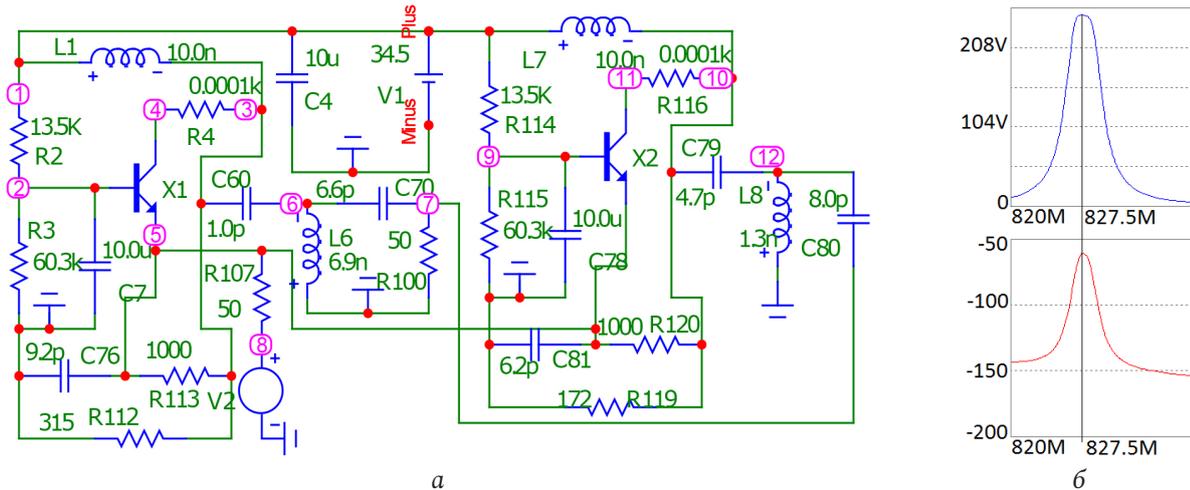


Рис. 3. Принципиальная схема двухкаскадного широкополосного усилителя (а), соответствующая первой структурной схеме (рис. 1, а), АЧХ и ФЧХ усилителя, полученные в системе MicroCap (б)

Fig. 3. Schematic diagram of a two-stage broadband amplifier (a) corresponding to the first structural diagram (Fig. 1, a), frequency response and phase response of the amplifier obtained in the MicroCap system (b)

$$X_2 = \frac{(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})X_1 X_3 - c_{2r}(X_1 + X_3)}{c_{2r} - X_3 d_{1r} + X_1(d_r - X_3 b_r)}$$

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

где

$$A_3 = [b_x(c_{2r} - X_1 d_{1r}) - b_r(c_{2x} - X_1 d_{1x}) + (d_{1x} + X_1 b_x)(c_{1r} - c_r + d_r) - (d_{1r} + X_1 b_r) \times (c_{1x} - c_x + d_x)]X_1 + c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r};$$

$$B_3 = (b_x c_{2r} - b_r c_{2x} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r})X_1^2 + X_1[(c_r - c_{1r})(c_{2x} + X_1 d_x) - (c_x - c_{1x})(c_{2r} + X_1 d_r)];$$

$$C_3 = X_1^2(c_{2x} d_r - c_{2r} d_x).$$

### 3. Математическое и схемотехническое моделирование усилителей

На рис. 3, 4 для примера показаны принципиальная и эквивалентная схемы двухкаскадного широкополосного усилителя, соответствующие структурной схеме рис. 1, а, и их теоретические и экспериментальные характеристики. В качестве НЭ использован транзистор типа BFQ17PH, включенный по схеме с общей базой по высокой частоте (рис. 3, а).

Схемы НЧ-усилителя выполнены в виде параллельно соединенных НЭ и ЦОС в виде П-образного соединения трех элементов  $C_{76}$ ,  $R_{112}$ ,  $R_{113}$  и  $C_{81}$ ,  $R_{119}$ ,  $R_{120}$ . Нагрузка выполнена на элементе  $R_{100}$ . Сопротивление источника сигнала выполнена на элементе  $R_{107}$ . Схемы РЧ собраны в виде Т-образного четырехполюсника на элементах  $L_6$ ,  $C_{60}$ ,  $C_{70}$  и  $L_8$ ,  $C_{79}$ ,  $C_{80}$ , значения

параметров двух из которых определялись по формулам (15). Остальные параметры РЧ и ЦОС определялись численно. Эквивалентные схемы нелинейного элемента выполнены в виде перекрытых Т-образного звеньев на элементах  $R_{27}$ ,  $L_{22}$ ,  $R_{13}$ ,  $C_{30}$ ,  $R_{28}$ ,  $L_{23}$ ,  $R_9$ ,  $L_{19}$  и  $R_{30}$ ,  $L_{26}$ ,  $R_{33}$ ,  $C_{35}$ ,  $R_{31}$ ,  $L_{27}$ ,  $R_{29}$ ,  $L_{25}$  (рис. 4, а). Значения параметров эквивалентной схемы нелинейного элемента выбраны из условия совпадения значений выходного сопротивления НЧ [1] с аналогичными значениями при использовании реального транзистора.

Схема НЧ реализована в виде параллельно соединенных эквивалентной схемы нелинейного элемента и цепи обратной связи из П-образного соединения трех элементов  $C_8$ ,  $R_{19}$ ,  $R_{26}$  и  $C_{36}$ ,  $R_{35}$ ,  $R_{36}$ . Схема РЧ реализована на основе Т-образного соединения трех элементов  $L_{28}$ ,  $C_{33}$ ,  $C_{34}$ . Физический смысл и назначение остальных элементов принципиальной и эквивалентной схем очевидны.

Анализ характеристик, представленных на рис. 3, 4, показывает, что экспериментальные (рис. 3, б) частотные характеристики принципиальной схемы широкополосного двухкаскадного усилителя (рис. 3, а) удовлетворительно совпадают с характеристиками эквивалентной схемы (рис. 4, а) усилителя, полученные расчетным путем (рис. 4, в) и экспериментально (рис. 3, б, 4, б). Некоторые отличия экспериментальных (рис. 3, б) и расчетных характеристик могут быть объяснены имеющимися погрешностями используемой эквивалентной схемы нелинейного элемента. Средняя частота рабочей полосы частот эквивалентной схемы  $f \approx 828,5$  МГц (рис. 4, б и в) незначительно

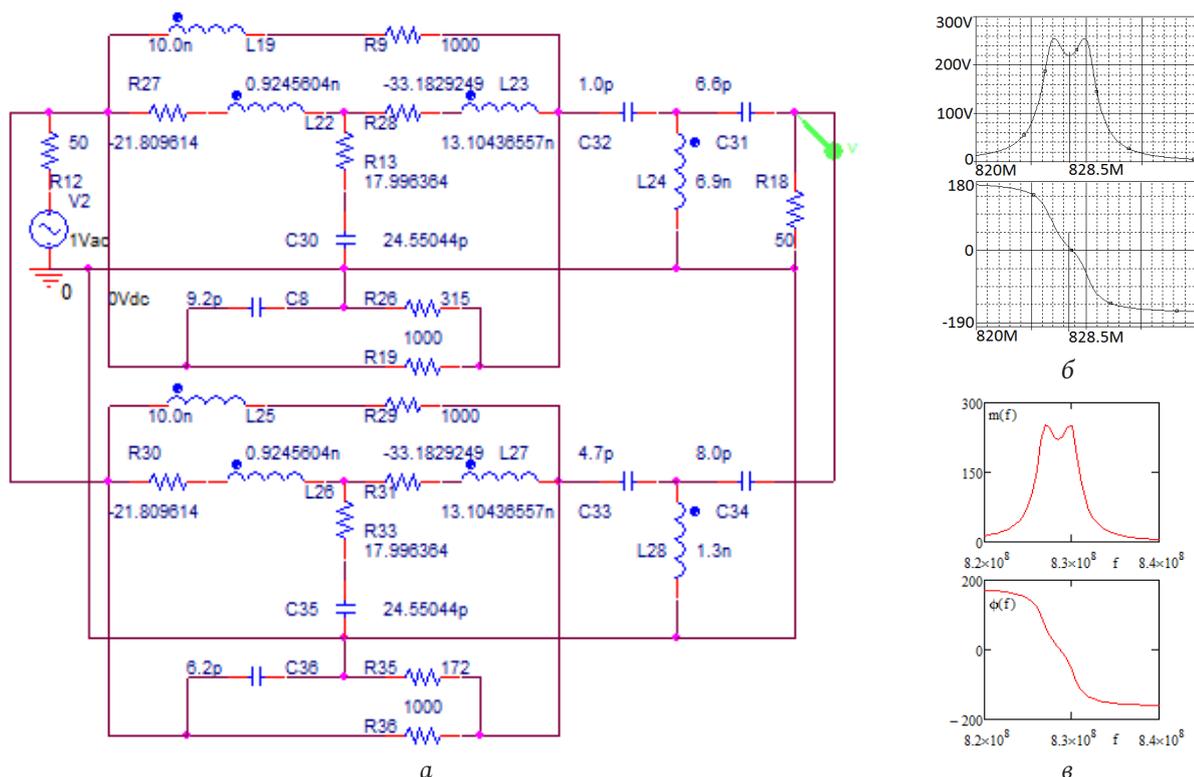


Рис. 4. Эквивалентная схема (а) широкополосного усилителя (рис. 3, а), соответствующего первой структурной схеме (рис. 1, а), и ее АЧХ и ФЧХ, полученные в системе OrCad (б) и в системе MathCad (в)  
 Fig. 4. Equivalent circuit (а) of a broadband amplifier (Fig. 3, а) corresponding to the first structural diagram (Fig. 1, а), and its frequency response and phase response obtained in the OrCad system (б) and in the MathCad system (с)

отличается от средней частоты принципиальной схемы  $f \approx 827,5$  МГц (рис. 3, б). Произведение коэффициента усиления на полосу частот АЧХ составляет примерно 700 МГц. Это примерно в 8–9 раз больше площади усиления однокаскадного усилителя.

Таким образом, полученные математические модели РЧ-типа (13)–(16) могут быть использованы для технического проектирования различных многокаскадных усилителей и демодуляторов в интересах реализации заданных частотных характеристик.

### Список литературы

1. Головкин А.А., Головкин В.А. Параметрический синтез радиотехнических устройств и систем. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2018. 588 с.
2. Головкин А.А., Головкин В.А., Дружинина Н.А. Параметрический синтез амплитудно-фазовых модуляторов для вариантов включения согласующих комплексных четырехполюсников между нелинейным элементом с различными типами внешней обратной связи и нагрузкой // Успехи современной радиоэлектроники. 2018. № 4. С. 57–65.
3. Головкин А.А., Головкин В.А. Алгоритм параметрического синтеза согласующих смешанных четырехполюсников в цепи обратной связи по критерию обеспечения стационарного режима генерации // Электромагнитные волны и электронные системы. 2019. № 5. С. 17–24.
4. Гуревич И.В. Основы расчетов радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975. 368 с.
5. Полак Э. Численные методы оптимизации. М.: Мир, 1974. 376 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 amplitude-phase modulators for options for connecting matching complex two-port networks between a nonlinear element with various types of external feedback and load. *Uspеhi sovremennoj radioelektroniki*, 2018, no. 4, pp. 57–65. (In Russ.)
3. Golovkov A.A., Golovkov V.A. Algorithm for parametric synthesis of matching mixed two-port networks in a feedback circuit based on the criterion of ensuring a stationary generation mode. *Elektromagnitnye volny i elektronnye sistemy*, 2019, no. 5, pp. 17–24. (In Russ.)
4. Gurevich I.V. *Basics of Calculating Radio Engineering Circuits (Linear Circuits with Harmonic Influences)*. Moscow: Svjaz', 1975, 368 p. (In Russ.)
5. Polak E. *Numerical Optimization Methods*. Moscow: Mir, 1974, 376 p. (In Russ.)

## Physics of Wave Processes and Radio Systems

2021, vol. 24, no. 3, pp. 63–70

DOI 10.18469/1810-3189.2021.24.3.63-70

Received 25 June 2021  
Accepted 27 August 2021

### 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

Aleksandr A. Golovkov, Vladimir 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 «a nonlinear part – the jet two-port network» 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 of one of cascades 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 spent mathematical and circuit simulation of the two-cascade amplifier. It is shown, that the increase in quantity of cascades with the optimised parametres leads to substantial growth of a working strip of frequencies. 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; 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

**Головков Владимир Александрович**, 1983 г. р., младший научный сотрудник отдела ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Россия.

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

*E-mail:* office@main.vsu.ru

**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

**Vladimir A. Golovkov**, born in 1983, junior researcher of the department, 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:* office@main.vsu.ru

**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