

References

1. On the unified state system for the prevention and elimination of emergency situations: regulation [approved. Decree of the Government of the Russian Federation of 30.12.2003, no. 794].
2. Guidelines for organizing the activities of operational headquarters for liquidation of emergency situations and operational groups of territorial bodies of the Ministry of Emergency Situations of Russia, local fire garrisons [approved. EMERCOM of Russia 01.11.2013, no. 2-4-87-34-14].
3. Papaskiri T.V. *Geoinformation Systems and Computer-Aided Design Technologies in Land Management: Teaching Aid*. 3rd ed., revised. and additional. Moscow: GUZ, 2011, 227 p. (In Russ.)
4. Official site MapInfo Professional. URL: <https://www.pitneybowes.com/us/location-intelligence/> (accessed: 05.07.2021).
5. Official site of the system of operational monitoring of natural fires. URL: <http://fires.ru> (accessed: 05.07.2021). (In Russ.)
6. Terehin S.N. et al. *Exploration of Fires During the Liquidation of Emergency Situations in the Russian Federation: Collective Monograph*. Saint Petersburg: Sankt-Peterburgskij universitet GPS MChS Rossii, 2020, 353 p. (In Russ.)
7. Maxwell J. Digital image processing. *Mathematical and Computational Methods*, 2012, p. 311.
8. Weinschenk S. 100 more things every designer needs to know about people. *New Riders*, 2016, p. 278.
9. Acharya S. et al. GIS based graphical user interface for irrigation management. *Water Science and Technology: Water Supply*, 2016, vol. 16, no. 6, pp. 1536–1551.
10. Viola P., Jones M. Rapid object detection using a boosted cascade of simple features. *IEEE Conf. on Computer Vision and Pattern Recognition*, 2015, vol. 1, pp. 511–518.

Received 05.07.2021

ТЕХНОЛОГИИ РАДИОСВЯЗИ, РАДИОВЕЩАНИЯ И ТЕЛЕВИДЕНИЯ

УДК 621.396.66

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РАДИОУСТРОЙСТВ С ЗАДАННЫМ КОЛИЧЕСТВОМ НЕОДИНАКОВЫХ КАСКАДОВ ДЛЯ ВАРИАНТОВ ВКЛЮЧЕНИЯ РЕАКТИВНЫХ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ МЕЖДУ ИСТОЧНИКОМ СИГНАЛА И НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТЬЮ

Головков А.А., Головков В.А., Фомин А.В.

Военный учебно-научный центр военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, РФ

E-mail: vaiu@mil.ru

Анализ известной литературы показывает, что известные алгоритмы параметрического синтеза радиотехнических устройств по критерию обеспечения заданных частотных характеристик могут быть использованы только при наличии одного каскада типа «реактивный четырехполюсник – нелинейная часть». Нелинейная часть представляет собой трехполюсный нелинейный элемент с обратной связью. Цель данной работы состоит в увеличении рабочей полосы частот за счет оптимизации параметров и количества неодинаковых каскадов типа «реактивный четырехполюсник – нелинейная часть». Теория четырехполюсников, методы матричной алгебры, метод параметрического синтеза управляющих устройств СВЧ, метод декомпозиции, метод схемотехнического анализа радиоустройств. Показано, что максимально-возможная рабочая полоса частот достигается при шести каскадах типа «реактивный четырехполюсник – нелинейная часть» с оптимизированными параметрами и составляет 17000 МГц. Сравнительный анализ теоретических результатов (АЧХ- и ФЧХ-радиоустройств), 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 частотные характеристики многокаскадных радиоустройств

Введение

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

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

Для достижения этой цели делается попытка решить задачу параметрического синтеза, состоящую в определении минимального количества двухполюсников согласующих РЧ и значений их параметров, при которых обеспечиваются заданные зависимости модуля m и фазы φ передаточной функции H усилителей и демодуляторов с произвольным количеством указанных каскадов от частоты в одном из режимов работы нелинейных элементов:

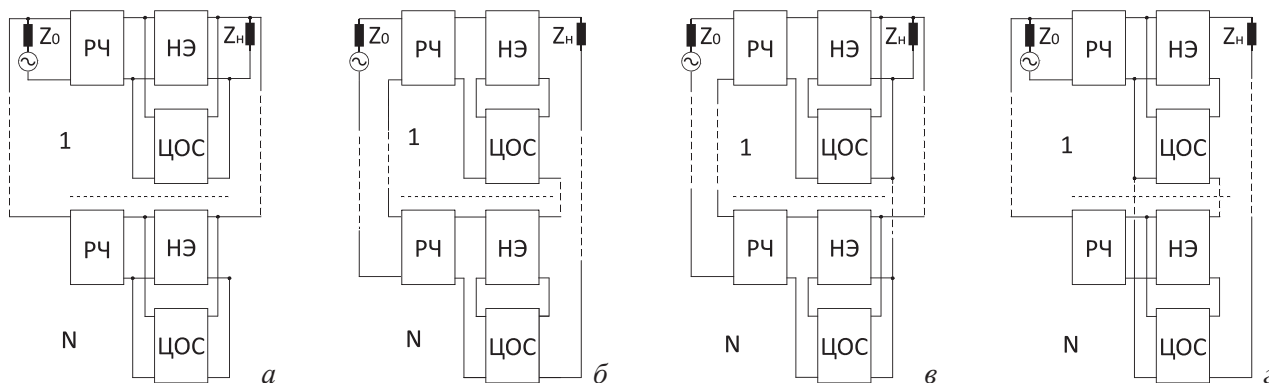


Рисунок 1. Структурные схемы многокаскадных радиоустройств с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) цепями обратной связи, включенными между РЧ и нагрузкой

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

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.

В интересах составления исходных уравнений, удовлетворяющих (1), найдем передаточные функции для каждой структурной схемы. Для этого будем 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 (рисунок 1, а).

Для этой схемы комплексные элементы классической матрицы передачи НЧ n -го каскада можно записать следующим образом:

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

где

$$\begin{aligned} y_{11n} &= y_{11n}^{нэ} + y_{11n}^{оц}; \quad y_{12n} = y_{12n}^{нэ} + y_{12n}^{оц}; \\ y_{21n} &= y_{21n}^{нэ} + y_{21n}^{оц}; \quad y_{22n} = y_{22n}^{нэ} + y_{22n}^{оц} \end{aligned}$$

– известные суммарные элементы матрицы проводимостей НЧ (НЭ и ЦОС).

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

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

где

$$\begin{aligned} A_1 &= aa_y + jbc_y; B_1 = ab_y + jbd_y; \\ C_1 &= c_y d + a_y jc; D_1 = b_y jc + d_y d; Y_{11n} = \frac{D_n}{B_n}; \\ Y_{12n} &= \frac{-(A_n D_n - B_n C_n)}{B_n}; Y_{21n} = \frac{1}{B_n}; Y_{22n} = \frac{-A_n}{B_n}. \end{aligned}$$

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:

$$\begin{aligned} A_{ym} &= \frac{-\left(Y_{22}^{oc} - \frac{A_n}{B_n}\right)}{\frac{1}{B_n} + Y_{21}^{oc}}; B_{ym} = \frac{1}{\frac{1}{B_n} + Y_{21}^{oc}}; \\ C_{ym} &= \frac{-Y_m}{\frac{1}{B_n} + Y_{21}^{oc}}; D_{ym} = \frac{\frac{D_n}{B_n} + Y_{11}^{oc}}{\frac{1}{B_n} + Y_{21}^{oc}}, \end{aligned} \quad (4)$$

где

$$\begin{aligned} Y_m &= \left(\frac{D_n}{B_n} + Y_{11}^{oc}\right) \left(\frac{-A_n}{B_n} + Y_{22}^{oc}\right) - \\ &- \left(\frac{-(A_n D_n - B_n C_n)}{B_n} + Y_{12}^{oc}\right) \left(\frac{1}{B_n} + Y_{21}^{oc}\right); \\ Y_{11}^{oc} &= \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{11m}; Y_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{12m}; \\ Y_{21}^{oc} &= \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{21m}; Y_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{22m}; \end{aligned}$$

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

Тогда передаточную функцию для структурной схемы с параллельной по напряжению ЦОС, показанной на рисунке 1, a , можно записать в следующем виде:

$$\begin{aligned} H &= \\ &= \frac{z_n [Y_{21}^{oc} (ab_y + jbd_y) + 1]}{aA_0 + jbB_0 + jcC_0 + dD_0 + (ad + bc)E_0 + H_0}, \end{aligned} \quad (5)$$

где

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

Подставим (5) в (1). Получим комплексное уравнение, решение которого приводит к взаимосвязи элементов классической матрицы передачи ПЧ, 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

$$\begin{aligned} B &= jd_y y_{21}^{oc} z_n - jB_0 M = b_r + jb_x; \\ C &= z_n - H_0 M = c_r + jc_x; \\ C_1 &= E_0 M = c_{1r} + jc_{1x}; \\ C_2 &= -jC_0 M = c_{2r} + jc_{2x}; \\ D &= A_0 M - b_y y_{21}^{oc} z_n = d_r + jd_x; \\ D_1 &= -D_0 M = d_{1r} + jd_{1x}; \\ M &= m(\cos \varphi + j \sin \varphi). \end{aligned}$$

При использовании последовательной по току ЦОС (рисунок 1, b) передаточную функцию можно представить следующим образом:

$$\begin{aligned} H &= \\ &= \frac{z_n [Z_{21}^{oc} (ja_y c + c_y d) + 1]}{aA_0 + jbB_0 + jcC_0 + dD_0 + (ad + bc)E_0 + H_0}, \end{aligned} \quad (7)$$

где

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

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

Взаимосвязь между элементами классической матрицы передачи ССЧ, оптимальной по критерию (1), можно также представить в форме (6), но при следующих уточнениях:

$$\begin{aligned}
B &= -jB_0M = b_r + jb_x; \\
C &= z_n - H_0M = c_r + jc_x; \\
C_1 &= E_0M = c_{1r} + jc_{1x}; \\
C_2 &= ja_y z_n Z_{21}^{oc} - jC_0M = c_{2r} + jc_{2x}; \\
D &= A_0M = d_r + jd_x; \\
D_1 &= c_y z_n Z_{21}^{oc} - D_0M = d_{1r} + jd_{1x}. \quad (8)
\end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned}
H &= \\
&= \frac{z_n [H_{21}^{oc} (jb_y c + d_y d) + 1]}{aA_0 + jbB_0 + jcC_0 + dD_0 + (ad + bc)E_0 + H_0}, \quad (9)
\end{aligned}$$

где

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

$H_{11}^{oc}, H_{12}^{oc}, H_{21}^{oc}, H_{22}^{oc}$ – 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):

$$\begin{aligned}
B &= -jB_0M = b_r + jb_x; \\
C &= z_n - H_0M = c_r + jc_x; \\
C_1 &= E_0M = c_{1r} + jc_{1x}; \\
C_2 &= jb_y z_n H_{21}^{oc} - jC_0M = c_{2r} + jc_{2x}; \\
D &= A_0M = d_r + jd_x; \\
D_1 &= d_y z_n H_{21}^{oc} - D_0M = d_{1r} + jd_{1x}. \quad (10)
\end{aligned}$$

При использовании параллельной по току обратной связи (рисунок 1, з):

$$\begin{aligned}
H &= \\
&= \frac{z_n [F_{21}^{oc} (a_y a + jc_y b) + 1]}{aA_0 + jbB_0 + jcC_0 + dD_0 + (ad + bc)E_0 + H_0}, \quad (11)
\end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned}
C_0 &= [b_y - a_y (F_{22}^{oc} - z_n)] z_0; \\
D_0 &= [d_y - c_y (F_{22}^{oc} - z_n)] z_0; \\
E_0 &= F_{21}^{oc} z_0 (a_y d_y - b_y c_y); \\
A_0 &= (1 + F_{11}^{oc} z_0) [b_y - \\
&- a_y (F_{22}^{oc} - z_n)] + a_y F_{12}^{oc} F_{21}^{oc} z_0; \\
B_0 &= (1 + F_{11}^{oc} z_0) [d_y - \\
&- c_y (F_{22}^{oc} - z_n)] + c_y F_{12}^{oc} F_{21}^{oc} z_0; \\
H_0 &= F_{12}^{oc} z_0; \\
F_{11}^{oc} &= \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{11m}; \quad F_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{12m}; \\
F_{21}^{oc} &= \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{21m}; \quad F_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{22m};
\end{aligned}$$

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

Коэффициенты для взаимосвязи (6) для этого варианта:

$$\begin{aligned}
B &= jc_y z_n F_{21}^{oc} - jB_0M = b_r + jb_x; \\
C &= z_n - H_0M = c_r + jc_x; \\
C_1 &= E_0M = c_{1r} + jc_{1x}; \\
C_2 &= -jC_0M = c_{2r} + jc_{2x}; \\
D &= A_0M - a_y z_n F_{21}^{oc} = d_r + jd_x; \\
D_1 &= -D_0M = d_{1r} + jd_{1x}. \quad (12)
\end{aligned}$$

Для отыскания выражений для определения параметров типовых схем РЧ надо взять известные формулы для элементов a_n, b_n, c_n, d_n [1; 4], зависящих от сопротивлений или проводимостей двухполюсников, а также коэффициенты B, C, C_1, C_2, D, D_1 для (6) с выбранным типом обратной связи. Затем надо разделить между собой действительную и мнимую части полученного комплексного уравнения и решить сформированную таким образом систему двух алгебраических действительных уравнений относительно сопротивлений или проводимостей двух двухполюсников выбранной схемы РЧ. В результате получаются ограничения в виде зависимости сопротивлений двух двухполюсников РЧ n -го каскада от частоты, оптимальные по критерию (1). Задача реализации этих частотных характеристик с помощью квазиоптимальных двухполюсников в ограниченной полосе частот решена в работе [1]. Параметры остальных 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 АЧХ и ФЧХ [1]. Для этого могут быть использованы известные численные методы оптимизации [5]. При этом скорость оптимизации увеличивается в сотни раз по сравнению со скоростью 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 модуля и фазы передаточной функции с заданными (1).

Результаты параметрического синтеза

Здесь в качестве примера приводятся некоторые из решений, полученных для типовых схем РЧ и структурной схемы с параллельной по напряжению ЦОС (рисунок 1, а). Пусть в качестве РЧ применяется перекрытое Т-образное соединение двухполюсников $X_{1,2,3,4}$ (рисунок 2). Тогда зависимости сопротивлений двухполюсников от частоты для шести возможных сочетаний по два определяются следующим образом:

$$X_1 = \{[c_{2r} - X_2(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})] \times \\ \times (X_3 + X_4) - X_3 X_4 (d_{1r} + b_r X_2)\} / \\ / (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + b_r X_4)(X_2 + X_3) - \\ - c_{2r} - X_4 d_r; \quad (13)$$

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

где

$$A_2 = [b_x(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) - \\ - b_r(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})]X_4^2;$$

$$B_2 = [(b_x d_{1r} - b_r d_{1x})2X_3 + b_r c_{2x} - b_x c_{2r}]X_4^2 + \\ + X_4(2X_3 + X_4)(d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) + \\ + X_4(c_x - c_{1x})[d_r(X_3 + X_4) + \\ + X_3(d_{1r} - b_r X_4)] - B_0;$$

$$B_0 = X_4(c_r - c_{1r})[d_x(X_3 + X_4) + \\ + X_3(d_{1x} - b_x X_4)];$$

$$C_2 = [d_{1r}(b_x X_3 - d_x) - \\ - d_{1x}(b_r X_3 - d_r)]X_3 X_4^2 + C_{01};$$

$$C_{01} = c_{2x}[X_3^2 d_{1r} - X_4(d_r - b_r X_3)(X_3 + X_4)] - \\ - [c_{2x}(X_3 + X_4) - d_{1x} X_3 X_4] \times \\ \times X_3(c_{1r} - c_r + d_r) + C_{02};$$

$$C_{02} = [c_{2r}(X_3 + X_4) - d_{1r} X_3 X_4]X_3 \times \\ \times (c_{1x} - c_x + d_x) - c_{2r}[X_3^2 d_{1x} -$$

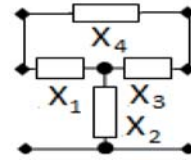


Рисунок 2. Пример синтезированного РЧ для устройств с заданным количеством неодинаковых каскадов типа РЧ–НЧ

$$- X_4(d_x - b_x X_3)(X_3 + X_4)]. \\ X_1 = \{[c_{2r} - X_2(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})] \times \\ \times (X_3 + X_4) - X_3 X_4 (d_{1r} + b_r X_2)\} / \\ / \{(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + b_r X_4) \times \\ \times (X_2 + X_3) - c_{2r} - X_4 d_r\}; \\ X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3},$$

где

$$A_3 = (b_x d_{1r} - b_r d_{1x})X_4^2 + (c_{2r} - d_{1r} X_4) \times \\ \times (c_{1x} - c_x + d_x) - (c_{2x} - d_{1x} X_4)(c_{1r} - c_r + d_r) + \\ + c_{2x}(d_{1r} + b_r X_4) - c_{2r}(d_{1x} + b_x X_4);$$

$$B_3 = [(b_x d_{1r} - b_r d_{1x})2X_2 + b_r c_{2x} - b_x c_{2r}]X_4^2 + \\ + X_4(c_r - c_{1r})[(b_x X_4 - d_{1x} - d_x)X_2 + c_{2x}] - \\ - X_4(c_x - c_{1x})[(b_r X_4 - d_{1r} - d_r)X_2 + c_{2r}] + B_0;$$

$$B_0 = X_4(2X_2 + X_4)(d_r d_{1x} - \\ - d_x d_{1r}) + 2X_4(c_{2r} d_x - c_{2x} d_r);$$

$$C_3 = \{c_{2r} d_x - c_{2x} d_r - X_2[(d_x - b_x X_2) \times \\ \times (c_r - c_{1r} + d_{1r}) - (d_r - b_r X_2)(c_x - c_{1x} + d_{1x}) - \\ - b_r c_{2x} + b_x c_{2r}]\} + X_2^2(b_r d_x - b_x d_r)X_4^2.$$

$$X_1 = \{[c_{2r} - X_2(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})](X_3 + X_4) - \\ - X_3 X_4 (d_{1r} + b_r X_2)\} / \\ / \{(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + b_r X_4) \times \\ \times (X_2 + X_3) - c_{2r} - X_4 d_r\};$$

$$X_4 = \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4A_4 C_4}}{2A_4},$$

где

$$A_4 = [b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - X_3(b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) + \\ + b_x X_2(c_r - c_{1r} + d_{1r}) - b_r X_2(c_x - c_{1x} + d_{1x})] \times \\ \times (X_2 + X_3) + X_2^2(b_r d_x - b_x d_r) + A_0;$$

$$A_0 = [d_r(c_x - c_{1x} + d_{1x}) - d_x(c_r - c_{1r} + d_{1r})]X_2 + \\ + X_3(d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) + c_{2r} d_x - c_{2x} d_r;$$

$$B_4 = \{B_0 - [c_{2x} - d_{1x}(X_2 + X_3)](c_{1r} - c_r + d_r) - \\ - c_{2x}(d_r - b_r X_3) + c_{2r}(d_x - b_x X_3) - \\ - X_2[d_x(c_r - c_{1r} + d_{1r}) - d_r(c_x - c_{1x} + d_{1x})]\} X_3;$$

$$\begin{aligned}
B_0 &= [c_{2r} - d_{1r}(X_2 + X_3)](c_{1x} - c_x + d_x); \\
C_4 &= [c_{2x}(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) - \\
&\quad - c_{2r}(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})]X_3^2. \\
X_2 &= \{(X_1 + X_3 + X_4)c_{2r} - \\
&\quad - X_4[X_3(d_{1r} + b_r X_1) - d_r X_1] - \\
&\quad - X_1 X_3(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})\} / \\
&\quad / \{(X_1 + X_3)X_4 b_r + (X_1 + X_3 + X_4) \times \\
&\quad \times (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})\}; \\
X_3 &= \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3},
\end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned}
A_3 &= (b_x d_{1r} - b_r d_{1x})X_4^2 + (c_{2r} - d_{1r} X_4) \times \\
&\quad \times (c_{1x} - c_x + d_x) - (c_{2x} - d_{1x} X_4)(c_{1r} - c_r + d_r) + \\
&\quad + c_{2x}(d_{1r} + b_r X_4) - c_{2r}(d_{1x} + b_x X_4); \\
B_3 &= c_{2x}[b_r(X_4^2 + 2X_1 X_4) + \\
&\quad + 2(X_1 + X_4)(c_r - c_{1r} + d_{1r})] - \\
&\quad - c_{2r}[b_x(X_4^2 + 2X_1 X_4) + 2(X_1 + X_4) \times \\
&\quad \times (c_x - c_{1x} + d_{1x})] - \\
&\quad - d_{1x}[d_{1r} X_4^2 - c_{2r} 2(X_1 + X_4)] + B_0; \\
B_0 &= d_r[d_{1x} X_4^2 - c_{2x} 2(X_1 + X_4)] - \\
&\quad - X_4(c_x - c_{1x})[X_1(d_r - b_r X_4) - \\
&\quad - d_{1r}(X_1 + X_4)] + X_4(c_r - c_{1r}) \times \\
&\quad \times [X_1(d_x - b_x X_4) - d_{1x}(X_1 + X_4)]; \\
C_3 &= \{[c_{2x}(X_1 + X_4) + d_x X_1 X_4](c_r - c_{1r} + d_{1r}) - \\
&\quad - [c_{2r}(X_1 + X_4) + d_r X_1 X_4](c_x - c_{1x} + d_{1x}) + \\
&\quad + X_1 X_4(b_r c_{2x} - b_x c_{2r})\}(X_1 + X_4) + C_0; \\
C_0 &= X_1^2 X_4^2 (b_r d_x - b_x d_r) + \\
&\quad + (c_{2r} d_x - c_{2x} d_r)(X_1 + X_4)^2. \\
X_2 &= \{(X_1 + X_3 + X_4)c_{2r} - \\
&\quad - X_4[X_3(d_{1r} + b_r X_1) - d_r X_1] - \\
&\quad - X_1 X_3(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})\} / \\
&\quad / \{(X_1 + X_3)X_4 b_r + (X_1 + X_3 + X_4) \times \\
&\quad \times (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})\}; \\
X_4 &= \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4A_4 C_4}}{2A_4},
\end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned}
A_4 &= A_0 - (X_1 - X_3)(d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) - \\
&\quad - (c_x - c_{1x})[(d_r - b_r X_3)X_1 + c_{2r} - d_{1r} X_3] + \\
&\quad + (c_r - c_{1r})[(d_x - b_x X_3)X_1 + c_{2x} - d_{1x} X_3]; \\
A_0 &= (b_x d_{1r} - b_r d_{1x})X_3^2 + X_1^2 (b_r d_x - b_x d_r) - \\
&\quad - c_{2r}[d_{1x} - d_x + b_x(X_1 + X_3)] +
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&\quad + c_{2x}[d_{1r} - d_r + b_r(X_1 + X_3)]; \\
B_4 &= B_0 + [(d_{1r} X_3 - d_r X_1 - 2c_{2r})(c_x - c_{1x}) + \\
&\quad + (c_r - c_{1r})(2c_{2x} + d_x X_1 - d_{1x} X_3) - \\
&\quad - 2c_{2x}(d_r - d_{1r}) + 2c_{2r}(d_x - d_{1x})] \times \\
&\quad \times (X_1 + X_3) - (X_1^2 - X_3^2)(d_r d_{1x} - d_x d_{1r});
\end{aligned}$$

$$B_0 = (b_r c_{2x} - b_x c_{2r})(X_1 + X_3)^2;$$

$$C_4 = [c_{2x}(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) - c_{2r}(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})](X_1 + X_3)^2.$$

$$\begin{aligned}
X_3 &= \{[c_{2r} - X_2(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})](X_1 + X_4) + \\
&\quad + X_1 X_4(d_r - b_r X_2)\} / \{(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + \\
&\quad + b_r X_4)(X_1 + X_2) + d_{1r} X_4 - c_{2r}\};
\end{aligned}$$

$$X_4 = \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4A_4 C_4}}{2A_4},$$

где

$$\begin{aligned}
A_4 &= \{[c_{2x} + X_2(c_{1x} - c_x + d_x) + d_x X_1]b_r - \\
&\quad - b_x(c_{2r} + d_r X_1)\}(X_1 + X_2) + \\
&\quad + d_{1r}(b_x X_2^2 + c_{2x} + d_x X_1) - \\
&\quad - d_{1x}(b_r X_2^2 + c_{2r} + d_r X_1) + A_0;
\end{aligned}$$

$$A_0 = X_2 \{d_{1r}(c_{1x} - c_x + d_x) - (c_{1r} - c_r + d_r)[d_{1x} + b_x(X_1 + X_2)]\};$$

$$\begin{aligned}
B_4 &= B_0 + 2(c_{2x} d_{1r} - c_{2r} d_{1x})X_1 - \\
&\quad - (c_x - c_{1x})X_1[(d_r(X_1 + X_2) + c_{2r} + d_{1r} X_2) - \\
&\quad - (X_1^2 + 2X_1 X_2)(d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) + \\
&\quad + X_1^2 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r})];
\end{aligned}$$

$$B_0 = X_1[(d_x(X_1 + X_2) + c_{2x} + d_{1x} X_2)(c_r - c_{1r});$$

$$C_4 = [c_{2x}(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) - c_{2r}(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})]X_1^2.$$

Математическое и схемотехническое моделирование усилителей

На рисунках 3, 4 в качестве примера показаны эквивалентная и принципиальная схемы двухкаскадного усилителя, соответствующего структурной схеме рисунка 1, а при $N = 2$, и их характеристики. Использован транзистор типа BFQ17PH (рисунок 3, а).

Схема НЧ выполнена в виде параллельно соединенных транзистора и ЦОС в виде П-образного соединения трех элементов C_{76}, R_{112}, R_{113} и C_{81}, R_{119}, R_{120} . Нагрузка и сопротивление источника сигнала выполнены на элементах R_{100} и R_{107} соответственно. Схемы РЧ собраны в виде Т-образного четырехполюсника на элементах L_6, C_{70}, L_7 и L_9, C_{80}, L_{10} , параметры двух из которых определялись по формулам (13) при $X_4 = \infty$.

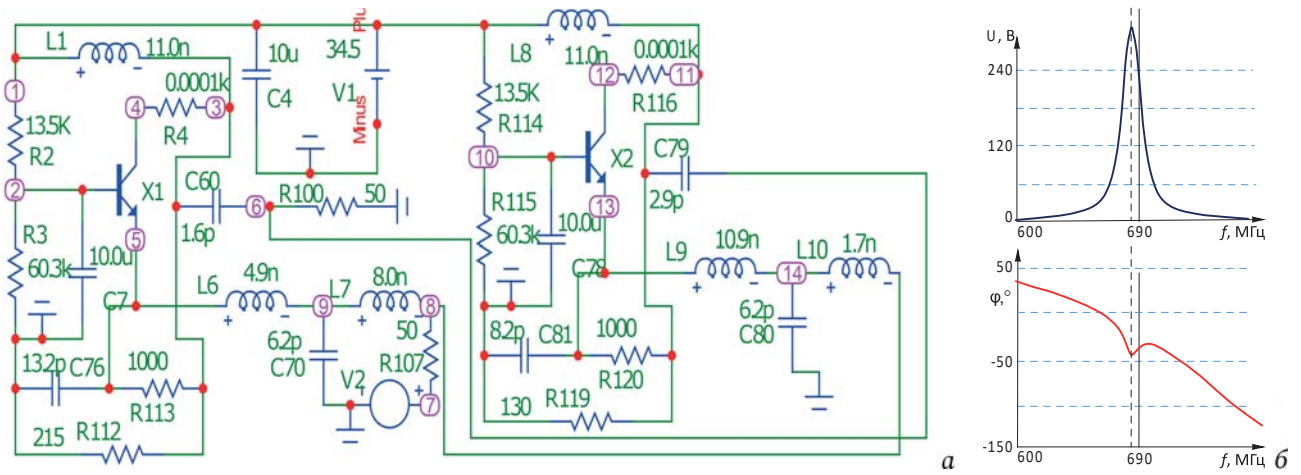


Рисунок 3. Принципиальная схема широкополосного усилителя (а), соответствующая первой структурной схеме (рисунок 1, а), АЧХ- и ФЧХ-усилителя, полученные в системе MicroCap (б)

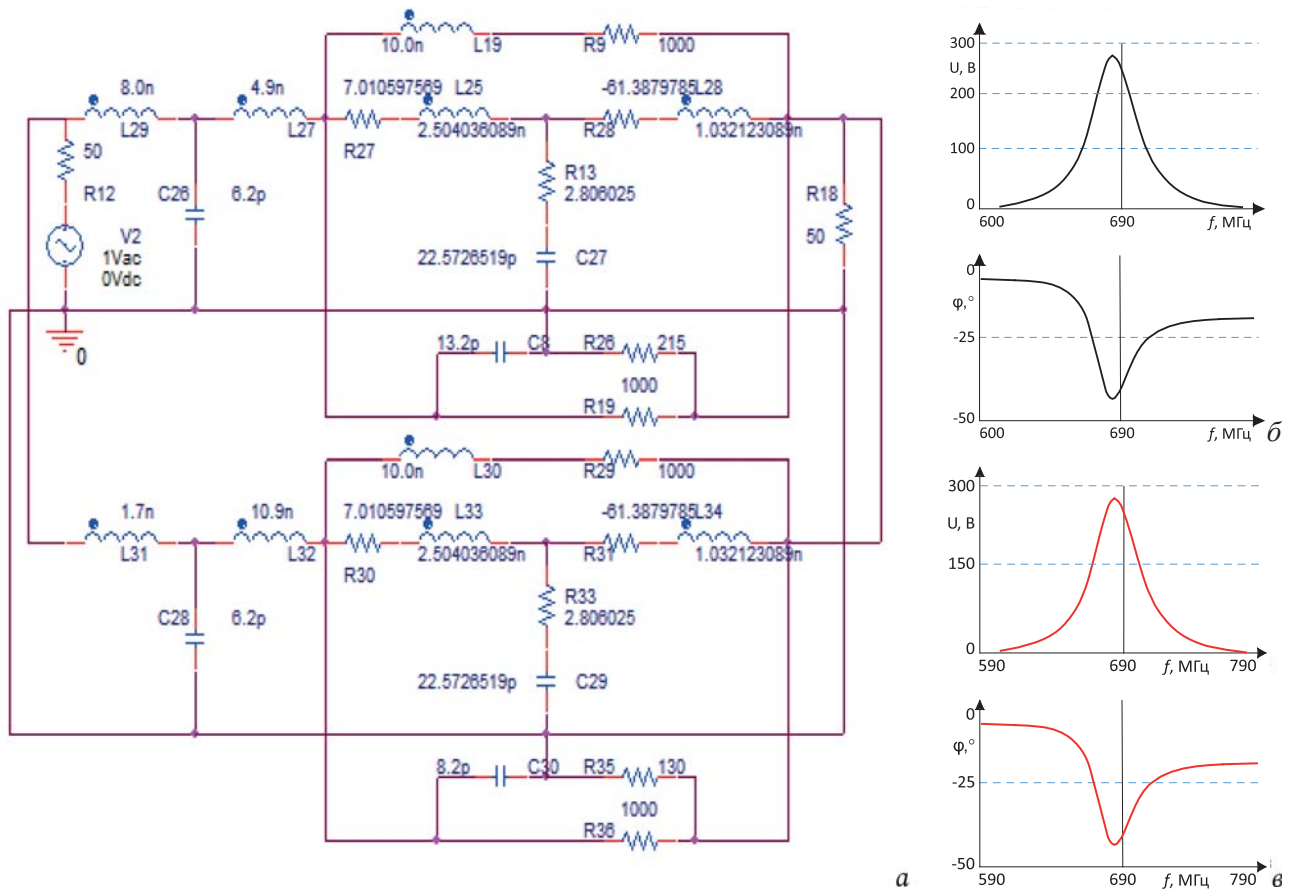


Рисунок 4. Эквивалентная схема (а) двухкаскадного усилителя (рисунок 4, а), соответствующего первой структурной схеме (рисунок 1, а), и ее АЧХ и ФЧХ, полученные в системе OrCad (б) и в системе MathCad (в)

Значения параметров третьего свободного двух- полюсника, двух ЦОС и РЧ второго каскада определялись численно.

Эквивалентные схемы НЭ выполнены в виде перекрытых Т-образных звеньев на элементах $R_{27}, L_{25}, R_{13}, C_{27}, R_{28}, L_{28}, R_9, L_{19}$ и $R_{30}, L_{33}, R_{33}, C_{29}, R_{31}, L_{34}, R_{29}, L_{30}$ (рисунок 4, а). Одинаковые значения параметров обоих эквивалентных схем НЭ выбраны из условия совпадения значений

входного сопротивления НЧ этих схем на заданной частоте со значениями входного сопротивления НЧ при использовании реального транзистора [1].

Схемы НЧ реализованы 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_{30}, R_{35}, R_{36} . Схемы РЧ построены

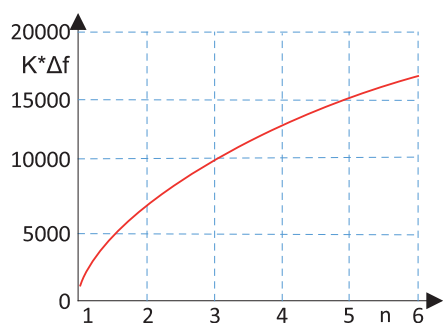


Рисунок 5. Зависимость произведения коэффициента усиления на полосу частот от изменения числа каскадов

на основе Т-образного соединения трех элементов L_{29}, C_{26}, L_{27} и L_{31}, C_{28}, L_{32} .

Заключение

Анализ полученных частотных характеристик показывает, что экспериментальные (рисунок 3, б) характеристики принципиальной схемы (рисунок 3, а) удовлетворительно совпадают с расчетными (рисунок 4, в) и экспериментальными (рисунки 3, б и 4, б) характеристиками эквивалентной схемы (рисунок 4, а). Средняя частота рабочей полосы частот принципиальной схемы (рисунок 3, б) совпадает со средней частотой эквивалентной схемы $f \approx 690$ МГц (рисунки 4, б и в). Площадь усиления составляет около 6200 МГц. Это примерно в 8–10 раз больше площади усиления однокаскадного усилителя.

На рисунке 5 показана зависимость произведения коэффициента усиления на полосу частот от изменения числа каскадов с оптимизированными параметрами.

Для построения зависимости использованы значения коэффициента усиления и полосы частот, усредненные по десяти измерениям. Произведение коэффициента усиления на полосу частот с ростом числа каскадов увеличивается и асимптотически стремится к определенному пределу, примерно равному при шести каскадах $K \cdot \Delta f \approx 17000$ МГц (рисунок 5). Дальнейшее увеличение числа каскадов нецелесообразно, поскольку приводит к усложнению схемы, а $K \cdot \Delta f$ практически не возрастает.

Таким образом, полученные математические модели РЧ могут быть использованы для техни-

ческого проектирования различных многокаскадных усилителей и демодуляторов в интересах реализации заданных частотных характеристик.

Литература

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. Алгоритмы параметрического синтеза комплексных четырехполосников в цепи обратной связи амплитудно-фазовых модуляторов на трехполосных нелинейных элементах // Проектирование и технология электронных средств. 2016. № 1. С. 34–38.
3. Иноземцев И.М., Краснов А.Е. Основы радиотехники. М.: Спутник+, 2010. 219 с.
4. Головков А.А., Головков В.А., Дружинина Н.А. Математическое и схемотехническое моделирование демодуляторов сигналов с угловой модуляцией и усилителей для вариантов включения согласующих комплексных четырехполосников между источником сигнала и нелинейной частью // Научные технологии. 2017. Т. 18, № 1. С. 9–18.
5. Авиационные системы радиопередачи / под ред. В.С. Вербы, В.И. Меркулова. М.: Радиотехника, 2014. 374 с.
6. Меркулов В.И., Дрогалин В.В. Авиационные системы радиопередачи. Т. 1. Принципы построения систем радиопередачи. Основы синтеза и анализа. М.: Радиотехника, 2003. 192 с.
7. Кузнецов В.И. Радиосвязь в условиях радиоэлектронной борьбы. Воронеж: ВНИИС, 2002. 403 с.
8. Гуревич И.В. Основы расчетов радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975. 368 с.
9. Полак Э. Численные методы оптимизации. М.: Мир, 1974. 376 с.
10. Разевиг В.Д. Схемотехническое моделирование с помощью MicroCap-7. М.: Горячая линия – Телеком, 2003. 268 с.

Получено 30.06.2021

Головков Александр Афанасьевич, д.т.н., профессор, заслуженный изобретатель РФ, профессор кафедры авиационных систем и комплексов радионавигации и радиосвязи Военного учебно-научного центра военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж) (ВУНЦ ВВС «ВВА»). 394064, Российская Федерация, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а. Тел. +7 950 752-61-04. E-mail: valgol2595@gmail.com

Головков Владимир Александрович, младший научный сотрудник отдела ВУНЦ ВВС «ВВА». 394064, Российская Федерация, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а. Тел. +7 920 439-11-53. E-mail: valgol2595@gmail.com

Фомин Алексей Васильевич, начальник учебного командного пункта кафедры автоматизированных систем управления ВУНЦ ВВС «ВВА». 394064, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а. Тел. +7 920 426-86-31. E-mail: folexx@mail.ru

PARAMETRICAL SYNTHESIS OF RADIO DEVICES WITH THE SET QUANTITY OF UNEQUAL CASCADES FOR VARIANTS OF INCLUSION OF JET TWO-PORT NETWORKS BETWEEN A SOURCE OF A SIGNAL AND A NONLINEAR PART

Golovkov A.A., Golovkov V.A., Fomin A.V.

*Military Educational and Scientific Center of the Air Force N.E. Zhukovsky
and Y.A. Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russian Federation*

E-mail: vaiu@mil.ru

The algorithm of parametrical synthesis of various radio devices with any quantity of unequal 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 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 restrictions in the form of dependences of resistance of two two-poles of one of cascades on frequency are as a result received. Parameters of other two-poles of all cascades are defined by means of numerical methods of optimization with the account of these restrictions. Thus optimization time is reduced in hundreds of times in comparison with time of optimization with the help only numerical methods. It is connected by that at use of restrictions received thus on each step of optimization, including the first, on the set quantity of frequencies coincidence of real values of transfer function to the set is provided. It is spent mathematical and modelling of multi-cascade amplifiers. It is shown, that the increase in quantity of cascades leads to substantial growth of product of factor of strengthening by a working strip of frequencies. The area of strengthening with growth of number of cascades increases and asymptotically aspires to the certain limit approximately equal 17000 MHz. Optimum quantity of cascades equally six. The further increase in number of cascades is inexpedient, as leads to scheme complication, and product of factor of strengthening on a strip of frequencies practically does not increase. The comparative analysis of the theoretical results received by mathematical modelling in system «MathCad», and the experimental results received by modelling in systems «OrCad» and «MicroCap», shows their satisfactory coincidence.

Keywords: *parametrical synthesis of the jet two-port networks, the set forms of frequency characteristics of multicascade radio devices*

DOI: 10.18469/ikt.2021.19.4.12

Golovkov Alexander Afanasyevich, Military Educational and Scientific Center of the Air Force N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy (Voronezh), 54a, Sarykh Bolshevikov Street, Voronezh, 394064, Russian Federation; Professor of Aviation Systems and Complexes of Radio Navigation and Radio Communication Department, Doctor of Technical Sciences, Professor, Honored Inventor of the Russian Federation. Tel. +7 950 752-61-04. E-mail: valgol2595@gmail.com

Golovkov Vladimir Alexandrovich, Military Educational and Scientific Center of the Air Force N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy (Voronezh), 54a, Sarykh Bolshevikov

Street, Voronezh, 394064, Russian Federation; Junior Scientist. Tel. +7 920 439-11-53. E-mail: valgol2595@gmail.com

Fomin Alexey Vasilyevich, Military Educational and Scientific Center of the Air Force N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy (Voronezh), 54a, Starykh Bolshevikov Street, Voronezh, 394064, Russian Federation; Head of the Training Command Post of Automated Control Systems Department. Tel. +7 920 426-86-31. E-mail: foless@mail.ru

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. Algorithms for parametric synthesis of complex four-terminal networks in the feedback circuit of amplitude-phase modulators on three-pole nonlinear elements. *Proektirovanie i tehnologija elektronnykh sredstv*, 2016, no. 1, pp. 34–38. (In Russ.)
3. Inozemtsev I.M., Krasnov A.E. *Fundamentals of Radio Engineering*. Moscow: Sputnik+, 2010, 219 p. (In Russ.)
4. Golovkov A.A., Golovkov V.A., Druzhinina N.A. Mathematical and circuit modeling of signal demodulators with angle modulation and amplifiers for options for including matching complex four-terminal circuits between the signal source and the nonlinear part. *Naukoemkie tehnologii*, 2017, vol. 18, no. 1, pp. 9–18. (In Russ.)
5. *Aircraft Radio Control Systems*. Ed. by V.S. Verby, V.I. Merkulov. Moscow: Radiotekhnika, 2014, 374 p. (In Russ.)
6. Merkulov V.I., Drogalin V.V. *Aircraft Radio Control Systems. Vol. 1. Principles of Building Radio Control Systems. Fundamentals of Synthesis and Analysis*. Moscow: Radiotekhnika, 2003, 192 p. (In Russ.)
7. Kuznetsov V.I. *Radio Communication in Electronic Warfare*. Voronezh: VNIIS, 2002, 403 p. (In Russ.)
8. Gurevich I.V. *Fundamentals of Calculations of Radio Circuits (Linear Circuits with Harmonic Effects)*. Moscow: Svyaz', 1975, 368 p. (In Russ.)
9. Polak E. *Numerical Optimization Methods*. Moscow: Mir, 1974, 376 p. (In Russ.)
10. Razevig V.D. *Circuit Simulation with Microcap-7*. Moscow: Gorjachaja linija – Telekom, 2003, 268 p. (In Russ.)

Received 30.06.2021

УПРАВЛЕНИЕ И ПОДГОТОВКА КАДРОВ ДЛЯ ОТРАСЛИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

УДК 378.147

ИНФОРМАЦИОННО-КОМПЬЮТЕРНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ОБУЧЕНИИ ИНОСТРАННОМУ ЯЗЫКУ С УЧЕТОМ МОДАЛЬНОСТЕЙ ВОСПРИЯТИЯ СТУДЕНТОВ (АУДИАЛЫ, ВИЗУАЛЫ, КИНЕСТЕТИКИ, ДИГИТАЛЫ)

Табуева И.Н.

Поволжский государственный университет телекоммуникации и информатики, Самара, РФ
E-mail: tabueva_psuti@mail.ru

Интенсивное внедрение информационных компьютерных технологий в процесс обучения иностранным языкам предоставляет преподавателям и студентам ряд преимуществ по сравнению с традиционными методами обучения и позволяет реализовать ряд функций обучения, направленных на эффективное развитие и формирование умений и навыков у студентов, необходимых для развития коммуникативных компетенций. Актуальность выбранной темы для исследования обусловлена поиском современных, эффективных форм и методов обучения иностранным языкам наряду с информатизацией и компьютерным прогрессом в области высшего профессио-