

Проектирование и технология радиоэлектронных средств

УДК 621.396.66

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2021-24-6-27-37>

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

А. А. Головков, А. В. Фомин✉

ВУНЦ ВВС "Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского
и Ю. А. Гагарина", Воронеж, Россия

✉ folexx@mail.ru

Аннотация

Введение. Аналитическое определение части параметров различных радиоустройств, оптимальных по критерию обеспечения заданных значений модулей и фаз передаточных функций на необходимом количестве частот, значительно уменьшает время численной оптимизации оставшихся параметров с целью формирования требуемых амплитудно-частотных характеристик и фазочастотных характеристик в заданной полосе частот. До настоящего времени такие задачи в отношении радиоустройств решались только для одного каскада типа "нелинейная часть – согласующее устройство" или "согласующее устройство – нелинейная часть". В качестве согласующего устройства использовались реактивные, резистивные, комплексные или смешанные четырехполюсники.

Цель работы. Разработка алгоритмов параметрического синтеза радиоустройств с произвольным количеством одинаковых каскадов типа "нелинейная часть – согласующий реактивный четырехполюсник" по критерию обеспечения заданных частотных характеристик (ЧХ). Нелинейные части представлены в виде нелинейного элемента и параллельной или последовательной по току или напряжению обратной связи.

Материалы и методы. Теория четырехполюсников, матричная алгебра, метод декомпозиции, метод синтеза управляющих устройств СВЧ, численные методы оптимизации.

Результаты. В интересах достижения указанной цели сформированы и решены системы алгебраических уравнений. Получены модели оптимальных четырехполюсников в виде математических выражений для определения взаимосвязей между элементами их классической матрицы передачи и для отыскания зависимостей сопротивлений двухполюсников от частоты.

Заключение. Показано, что ЧХ исследуемых радиоустройств из одинаковых каскадов идентичны или подобны ЧХ радиоустройств из одного каскада, но с измененными определенным образом сопротивлениями источника сигнала и нагрузки. Такие схемы названы эквивалентными. Сравнительный анализ теоретических результатов (ЧХ), полученных математическим моделированием в среде MathCad, и экспериментальных результатов, полученных схемотехническим моделированием в системах OrCad и MicroCap, показывает их удовлетворительное совпадение.

Ключевые слова: синтез и анализ радиоустройств, заданные формы характеристик, многокаскадные и однокаскадные радиоустройства

Для цитирования: Головков А. А., Фомин А. В. Параметрический синтез радиоустройств с заданным количеством одинаковых каскадов для различных вариантов включения реактивных четырехполюсников между нелинейной частью и нагрузкой // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 6. С. 27–37. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-6-27-37

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 21.05.2021; принята к публикации после рецензирования 26.07.2021; опубликована онлайн 29.12.2021



Parametrical Synthesis of Radio Devices with the Set Quantity of Identical Cascades for Inclusion Variants of Jet Two-port Networks between a Nonlinear Part and Loading

Alexander A. Golovkov, Alexey V. Fomin✉

ME&SC of the Air Force "Air Force Academy n. a. Professor N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin", Voronezh, Russia

✉ foalex@mail.ru

Annotation

Introduction. The ability to analytically determine some parameters of various radio devices, which are optimal according to the criterion of providing the set values of the modules and phases of transfer functions at the required number of frequencies, significantly reduces the time for numerical optimization of the rest of the parameters according to the criterion of forming the required frequency response and frequency response in the frequency band. Until now, such problems with respect to radio devices have been solved only for one stage of the "nonlinear part – matching device" or "matching device – nonlinear part" type. As a matching device, reactive, resistive, complex, or mixed quad-poles were used.

Aim. Development of algorithms for parametric synthesis of radio devices with an arbitrary number of identical cascades of the "nonlinear part – matching reactive quadrupole" type according to the criterion of ensuring the specified frequency characteristics. Non-linear parts are represented as a non-linear element and parallel or serial current or voltage feedback.

Materials and methods. Four-pole theory, matrix algebra, decomposition method, method of synthesis of microwave control devices, numerical optimization methods.

Results. Systems of algebraic equations are formed and solved. Models of optimal quadrupole conductors are obtained in the form of mathematical expressions for determining the relationships between the elements of their classical transmission matrix and for finding the frequency dependences of the resistances of two-pole conductors.

Conclusion. It is shown that the frequency characteristics of the studied radio devices from the same stages are identical or similar to the frequency characteristics of radio devices from the same stage, but with the signal source and load resistances changed in a certain way. Such schemes are called equivalent. A comparative analysis of the theoretical results (frequency response and frequency response of radio devices) obtained by mathematical modeling in the "MathCad" system, and the experimental results obtained by circuit modeling in the "OrCAD" and "MicroCap" systems, shows their satisfactory agreement.

Keywords: synthesis and analysis of radio devices, given forms of characteristics, multi-stage and single-stage radio devices

For citation: Golovkov A. A., Fomin A. V. Parametrical Synthesis of Radio Devices with the Set Quantity of Identical Cascades for Inclusion Variants of Jet Two-port Networks between a Nonlinear Part and Loading. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021, vol. 24, no. 6, pp. 27–37. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-6-27-37

Conflict of interest. The authors declare no conflicts of interest.

Submitted 21.05.2021; accepted 26.07.2021; published online 29.12.2021

Введение. В работах [1–3] предложены алгоритмы параметрического синтеза согласующих четырехполюсников (СЧ) по критерию обеспечения заданных частотных характеристик (ЧХ) усилителей, модуляторов, демодуляторов и других радиоустройств, используемых в смежных областях радиоэлектроники [4–15]. При этом учитывалось, что

нелинейная часть (НЧ) состоит из нелинейного элемента (НЭ) и охватывающей его цепи обратной связи (ЦОС) – параллельной или последовательной по току или по напряжению. В настоящей статье предполагается, что в результате дополнительного включения между источником сигнала с выходным сопротивлением $z_0 = r_0 + jx_0$ и нагрузкой с вход-

ным сопротивлением $z_H = r_H + jx_H$ произвольного количества N дополнительных одинаковых каскадов типа "НЧ – реактивный четырехполюсник (РЧ)" (рис. 1) возможно расширение функциональных возможностей таких радиоустройств. Каскады соединены между собой с использованием того же вида обратной связи, который использован при соединении НЭ и ЦОС. При соединении четырехполюсников необходимо учитывать принцип регулярности [4].

Для достижения этой цели определены минимальное количество двухполюсников, составляющих РЧ, и значения их параметров, оптимальные с точки зрения обеспечения заданных ЧХ (зависимостей модуля m и фазы φ передаточной функции (ПФ)

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

перечисленных радиоустройств от частоты) в одном из режимов работы НЭ.

Реактивный четырехполюсник характеризуется искомыми элементами классической матрицы передачи a , jb , jc , d .

Алгоритм параметрического синтеза. Для отыскания ПФ исследуемых радиоустройств использованы известные правила применения матриц различных параметров для описания четырехполюсников и их соединений, а также условия нормировки общей матрицы передачи каскада "НЧ–РЧ" [1]. Для структурной схемы с параллельной обратной связью по напряжению (рис. 1, а) комплексные элементы классической матрицы передачи НЧ одного каскада запишем следующим образом:

$$a_y = -y_{22}/y_{21}; \quad b_y = 1/y_{21}; \\ c_y = -(y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21})/y_{21}; \quad d_y = y_{11}/y_{21},$$

где $y_{11} = y_{11\text{НЭ}} + y_{11\text{ЦОС}}$; $y_{12} = y_{12\text{НЭ}} + y_{12\text{ЦОС}}$;

$$y_{21} = y_{21\text{НЭ}} + y_{21\text{ЦОС}}; \quad y_{22} = y_{22\text{НЭ}} + y_{22\text{ЦОС}}$$

– известные суммарные элементы матрицы проводимостей НЧ (НЭ и ЦОС) (здесь и далее используется малосигнальный режим).

Перемножив матрицы передачи НЧ и РЧ одного каскада, получим его общую матрицу передачи A_K и общую матрицу проводимостей Y_K :

$$A_K = \begin{vmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{vmatrix}; \quad Y_K = \begin{vmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{vmatrix},$$

где $A_1 = aa_y + b_y jc$; $B_1 = jba_y + b_y d$;

$$C_1 = ac_y + d_y jc; \quad D_1 = jbc_y + d_y d;$$

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

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

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

$$H = Nz_H/Q, \quad (2)$$

где

$$Q = (jb + Naz_H)(a_y + Nc_y z_0) + \\ + (d + Njcz_H)(b_y + Nd_y z_0). \quad (3)$$

Подставив (2) в (1), получим комплексное уравнение, решение которого приводит к определению взаимосвязи элементов классической матрицы передачи РЧ, оптимальной с точки зрения обеспечения заданных ЧХ:

$$a = Bb + Cc + Dd + E, \quad (4)$$

где

$$B = b_r + jb_x = -j/(Nz_H); \\ C = c_r + jc_x = -\frac{j(b_y + Nd_y z_0)}{a_y + Nc_y z_0}; \\ D = d_r + jd_x = \frac{-(b_y + Nd_y z_0)}{Nz_H(a_y + Nc_y z_0)}; \\ E = e_r + je_x = \\ = \frac{1}{m(\cos \varphi + j \sin \varphi)(a_y + Nc_y z_0)}.$$

Проведем аналогичные операции для остальных вариантов включения цепей НЧ–РЧ (рис. 1). При использовании последовательной по току ЦОС (рис. 1, в) передаточная функция выражается через элементы матрицы сопротивлений и имеет вид (2), но при ином определении

$$Q = (Nd + jcz_H)(Nb_y + d_y z_0) + \\ + (Njb + az_H)(Na_y + c_y z_0), \quad (5)$$

где $a_y = z_{11}/z_{21}$; $b_y = -(z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21})/z_{21}$;

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

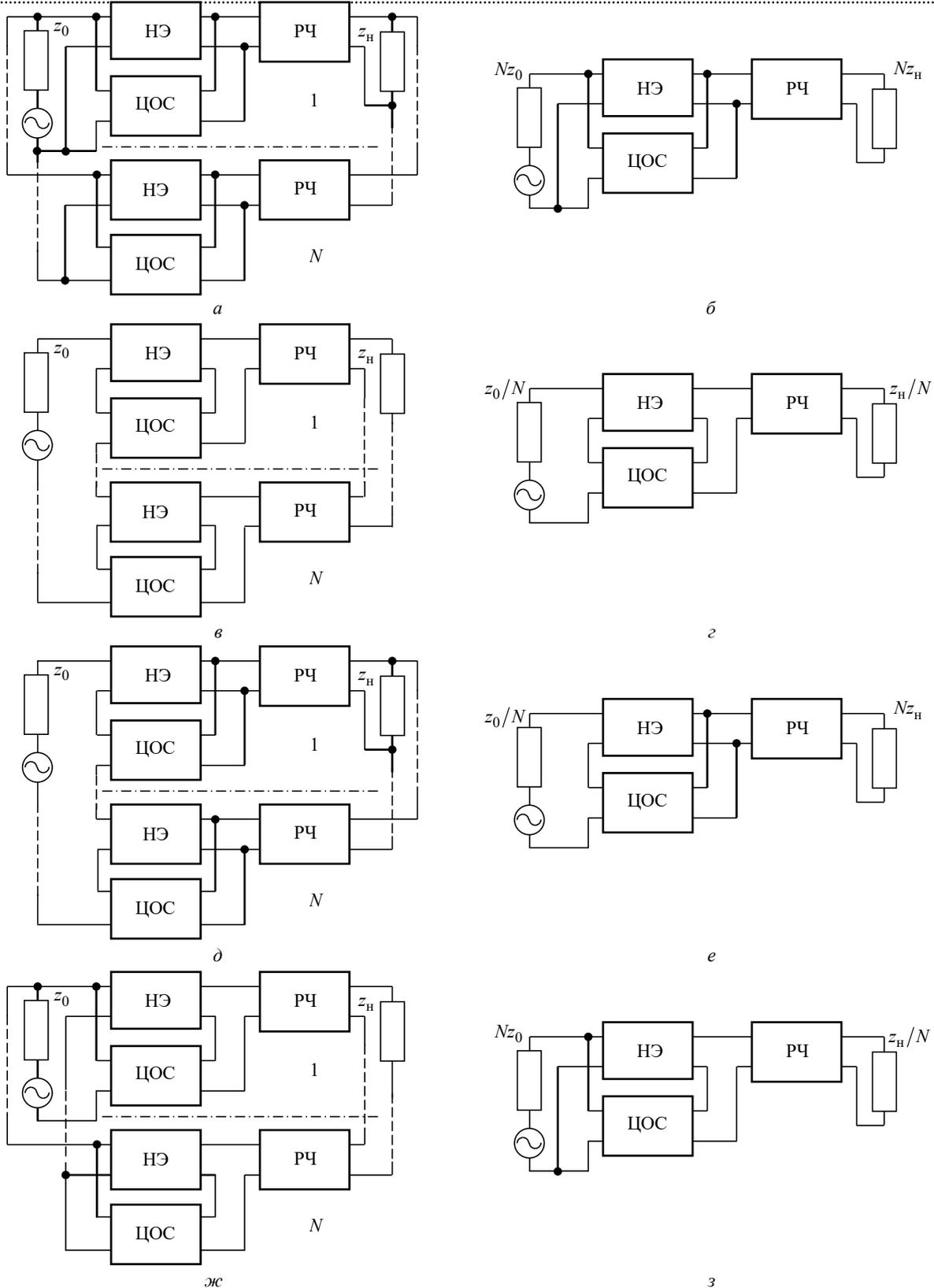


Рис. 1. Структурные схемы многокаскадных радиоустройств с обратной связью (ОС) (а, в, д, ж) и эквивалентные однокаскадные схемы (б, г, е, з): а, в, д – параллельная ОС по напряжению; б, г – последовательная ОС по току; д, е – последовательная ОС по напряжению; ж, з – параллельная ОС по току

Fig. 1. Structural diagrams of multistage radio devices with feedback (FB) (а, в, д, ж) and equivalent single-stage circuits (б, г, е, з): а, в, д – parallel voltage FB; б, г – sequential current FB; д, е – sequential voltage FB; ж, з – parallel current FB

причем

$$z_{11} = z_{11\text{НЭ}} + z_{11\text{ЦОС}}; \quad z_{12} = z_{12\text{НЭ}} + z_{12\text{ЦОС}};$$

$$z_{21} = z_{21\text{НЭ}} + z_{21\text{ЦОС}}; \quad z_{22} = z_{22\text{НЭ}} + z_{22\text{ЦОС}}$$

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

Подставив (5) в (2), а результат в (1), получим комплексное уравнение, решение которого имеет вид (4), но с другими коэффициентами:

$$B = b_r + jb_x = -jN/(z_H);$$

$$C = c_r + jc_x = -\frac{j(Nb_y + d_y z_0)}{Na_y + c_y z_0};$$

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

$$E = e_r + je_x =$$

$$= \frac{N}{m(\cos \varphi + j \sin \varphi)(Na_y + c_y z_0)}.$$

Для схемы с последовательной по напряжению ЦОС (рис. 1, д) знаменатель (3) имеет вид

$$Q = (d + Njcz_H)(Nb_y + d_y z_0) + (Na_y + c_y z_0)(jb + Naz_H),$$

где

$$a_y = -(h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21})/h_{21}; \quad b_y = h_{11}/h_{21};$$

$$c_y = -h_{22}/h_{21}; \quad d_y = 1/h_{21},$$

причем

$$h_{11} = h_{11\text{НЭ}} + h_{11\text{ЦОС}}; \quad h_{12} = h_{12\text{НЭ}} + h_{12\text{ЦОС}};$$

$$h_{21} = h_{21\text{НЭ}} + h_{21\text{ЦОС}}; \quad h_{22} = h_{22\text{НЭ}} + h_{22\text{ЦОС}}$$

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

Сделав подстановки, аналогичные ранее рассмотренным, получим решение вида (4) с коэффициентами:

$$B = b_r + jb_x = -j/(z_H N);$$

$$C = c_r + jc_x = -\frac{j(Nb_y + d_y z_0)}{Na_y + c_y z_0};$$

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

$$E = e_r + je_x =$$

$$= \frac{1}{m(\cos \varphi + j \sin \varphi)(Na_y + c_y z_0)}.$$

При использовании параллельной по току обратной связи (рис. 1, ж) передаточная функция (2) определяется с учетом того, что

$$Q = (Njb + az_H)(a_y + Nc_y z_0) + (Nd + jcz_H)(b_y + Nd_y z_0),$$

где коэффициенты определяются через элементы смешанной матрицы F :

$$a_y = 1/f_{21}; \quad b_y = -f_{22}/f_{21};$$

$$c_y = f_{11}/f_{21}; \quad d_y = -(f_{11}f_{22} - f_{12}f_{21})/f_{21},$$

причем

$$f_{11} = f_{11\text{НЭ}} + f_{11\text{ЦОС}}; \quad f_{12} = f_{12\text{НЭ}} + f_{12\text{ЦОС}};$$

$$f_{21} = f_{21\text{НЭ}} + f_{21\text{ЦОС}}; \quad f_{22} = f_{22\text{НЭ}} + f_{22\text{ЦОС}}$$

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

В результате подстановок, аналогичных ранее рассмотренным, получим решение прежнего вида (4), но с коэффициентами:

$$B = b_r + jb_x = -jN/(z_H);$$

$$C = c_r + jc_x = -\frac{j(b_y + Nd_y z_0)}{a_y + Nc_y z_0};$$

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

$$E = e_r + je_x =$$

$$= \frac{N}{m(\cos \varphi + j \sin \varphi)(a_y + Nc_y z_0)}.$$

Анализ выражения ПФ (2) показывает, что для исследуемых радиоустройств из N одинаковых каскадов типа НЧ–РЧ с параллельной по напряжению ЦОС ЧХ идентичны ЧХ радиоустройств из одного каскада (рис. 1, а), но с сопротивлениями источника сигнала и нагрузки, умноженными на N (рис. 1, б). В общем случае ЧХ этого типа исследуемых радиоустройств, состоящих из N_2 групп одинаковых каскадов по N_1 не обязательно одинаковых каскадов типа НЧ–РЧ в каждой группе, идентичны ЧХ радиоустройств из одной группы N_1 не обязательно одинаковых каскадов типа НЧ–

РЧ, но с сопротивлениями источника сигнала и нагрузки, умноженными на N_2 .

Для устройств с последовательной по току ЦОС (см. рис. 1, в) ЧХ радиоустройств из N одинаковых каскадов типа НЧ–РЧ идентичны ЧХ радиоустройств из одного каскада, но с сопротивлениями источника сигнала и нагрузки, разделенными на N (см. рис. 1, в). В общем случае ЧХ радиоустройств из N_2 групп каскадов по N_1 не обязательно одинаковых каскадов типа НЧ–РЧ в каждой группе идентичны ЧХ радиоустройств из одной группы N_1 не обязательно одинаковых каскадов типа НЧ–РЧ, но с сопротивлениями источника сигнала и нагрузки, разделенными на N_2 .

ЧХ исследуемых радиоустройств с последовательной по напряжению ЦОС (см. рис. 1, д), состоящих из N одинаковых каскадов типа НЧ–РЧ, подобны ЧХ радиоустройств из одного каскада, но с сопротивлением нагрузки, умноженным на N , и измененным выходным сопротивлением НЧ (см. рис. 1, е):

$$\frac{d_y z_0 + b_y}{c_y z_0 + a_y} \rightarrow \frac{d_y z_0 + N b_y}{c_y z_0 + N a_y}. \quad (6)$$

Для таких устройств, содержащих N_2 групп каскадов по N_1 не обязательно одинаковых каскадов типа НЧ–РЧ в каждой группе, ЧХ подобны ЧХ устройств из одной группы N_1 не обязательно одинаковых каскадов типа НЧ–РЧ, но с сопротивлением нагрузки, умноженным на N_2 и измененным выходным сопротивлением НЧ:

$$\frac{d_y z_0 + b_y}{c_y z_0 + a_y} \rightarrow \frac{d_y z_0 + N_2 b_y}{c_y z_0 + N_2 a_y}. \quad (7)$$

Правая часть выражения (6) означает, что сопротивление источника сигнала делится на N (см. рис. 1, в), а модуль ПФ умножается на N . Правая часть выражения (7) означает, что сопротивление источника сигнала делится на N_2 , а модуль ПФ умножается на N_2 . Полосы частот полностью совпадают.

Наконец, ЧХ устройств с параллельной по току ЦОС (см. рис. 1, ж), состоящих из N одинаковых каскадов типа НЧ–РЧ, подобны ЧХ радиоустройств из одного каскада, но с сопротивлением нагрузки, разделенным на N и измененным выходным сопротивлением НЧ (см. рис. 1, з):

$$\frac{d_y z_0 + b_y}{c_y z_0 + a_y} \rightarrow \frac{d_y z_0 + b_y / N}{c_y z_0 + a_y / N}. \quad (8)$$

ЧХ устройств с этим типом ЦОС, состоящих из N_2 групп каскадов по N_1 не обязательно одинаковых каскадов типа НЧ–РЧ в каждой группе, подобны ЧХ радиоустройств из одной группы N_1 не обязательно одинаковых каскадов типа НЧ–РЧ, но с уменьшенным в N_2 раз сопротивлением нагрузки и измененным выходным сопротивлением НЧ:

$$\frac{d_y z_0 + b_y}{c_y z_0 + a_y} \rightarrow \frac{d_y z_0 + b_y / N_2}{c_y z_0 + a_y / N_2}. \quad (9)$$

Правая часть выражения (8) показывает, что сопротивление источника сигнала умножается на N (см. рис. 1, з), а модуль ПФ делится на N . Правая часть выражения (9) означает, что сопротивление источника сигнала умножается на N_2 , а модуль ПФ делится на N_2 .

Полосы частот попарно сравниваемых устройств полностью совпадают. Такие схемы будем называть эквивалентными. Они имеют большое значение для практики. С их помощью упрощается решение многих задач радиоэлектроники, например обеспечение свойств однонаправленности распространения сигнала (от входа к выходу) и независимости процессов в предыдущем каскаде от присоединения последующего, которые необходимы при формировании различных систем автоматического регулирования и радиуправления [5–12].

Для отыскания выражений, определяющих значения параметров типовых схем РЧ, необходимо взять известные формулы для элементов a , b , c , d [1], выраженных через сопротивления или проводимости двухполюсников, а также коэффициенты B , C , D , E с выбранным типом ЦОС и подставить их в (4). Затем надо разделить полученное комплексное уравнение 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 N двухполюсников. Количество решений равно числу сочетаний по 2 из N . 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 [1]. Параметры

остальных $N - 2$ двухполосников, свободных от указанных ограничений, выбираются из условия обеспечения других критериев, например из условия обеспечения заданных форм ЧХ [1] с помощью известных численных методов.

Результаты параметрического синтеза. В соответствии с указанным алгоритмом авторами настоящей статьи синтезированы различные типовые схемы СЧ (Г-образное, обратное Г-образное, Т-образное, П-образное, перекрытое Т-образное звенья, схемы из двух Г-образных и двух обратных Г-образных звеньев, а также схема из Г-образного и П-образного звеньев). Общее количество решений равно числу сочетаний по 2 из числа двухполосников каждого СЧ. Далее в качестве примера приведены решения, полученные для типовых схем РЧ при использовании параллельной по напряжению ЦОС (см. рис. 1, а) и Т-образного соединения трех реактивных сопротивлений jX_1 , jX_2 и jX_3 (рис. 2). В этом случае получаем 3 возможных решения. Первое:

$$X_1 = \frac{c_r - X_3 d_r - X_2 (d_r + e_r + X_3 b_r - 1)}{(X_2 + X_3) b_r - 1}; \quad (10)$$

$$X_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \quad (11)$$

где

$$B_2 = X_3 (2b_x d_r - b_r d_x + b_x e_r) + b_r c_x - b_x c_r - (X_3 b_r - 1)(d_x + e_x);$$

$$A_2 = b_x (d_r + e_r - 1) - b_r (d_x + e_x);$$

$$C_2 = (b_x d_r - b_r d_x) X_3^2 + (d_x + b_r c_x - b_x c_r) X_3 - c_x.$$

Второе решение:

$$X_1 = \frac{c_r - X_3 d_r - X_2 (d_r + e_r + X_3 b_r - 1)}{(X_2 + X_3) b_r - 1}; \quad (12)$$

$$X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3}, \quad (13)$$

где

$$B_3 = d_x - X_2 [b_r (d_x + e_x) + b_r d_x - 2b_x d_r - b_x e_r] + b_r c_x - b_x c_r;$$

$$A_3 = b_x d_r - b_r d_x;$$

$$C_3 = [b_x (d_r + e_r - 1) - b_r (d_x + e_x)] X_2^2 + (d_x + e_x + b_r c_x - b_x c_r) X_2 - c_x.$$

И, наконец, третье решение:

$$X_2 = \frac{c_r + X_1 - X_3 (d_r + X_1 b_r)}{(X_1 + X_3) b_r + d_r + e_r - 1}; \quad (14)$$

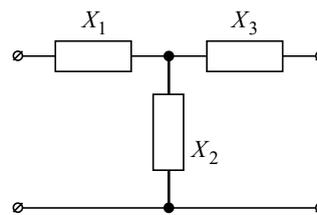


Рис. 2. Пример синтезированного реактивного СЧ для многокаскадных устройств

Fig. 2. An example of a synthesized reactive matching four-port network for multistage devices

$$X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3}, \quad (15)$$

где

$$B_3 = (d_x + X_1 b_x)(d_r + e_r - 1) - b_r c_x + b_x c_r - d_r (d_x + e_x) - X_1 (b_x d_r - b_x + b_r e_x);$$

$$A_3 = b_r d_x - b_x d_r;$$

$$C_3 = b_x X_1^2 + (d_x + e_x - b_r c_x + b_x c_r) X_1 - c_x (d_r + e_r - 1) + c_r (d_x + e_x).$$

Математическое и схемотехническое моделирование усилителей. На рис. 3 представлена принципиальная схема двухкаскадного узкополосного усилителя, отвечающая структурной схеме рис. 1, а, а на рис. 4 – принципиальная схема соответствующего ему однокаскадного узкополосного усилителя, отвечающая структурной схеме рис. 1, б. Эквивалентная схема последнего усилителя показана на рис. 5. Номиналы элементов схем даны в табл. 1–3 соответственно.

В усилителях на рис. 3 и 4 в качестве нелинейного элемента использован транзистор типа BFQ17PH, включенный по схеме с общей базой по высокой частоте. Схема НЧ выполнена в виде параллельно соединенных НЭ и ЦОС в виде П-образного соединения элементов C_2 , C_3 , R_4 , нагрузкой является элемент R_6 . Сопротивление источника сигнала представлено резистором R_5 . РЧ выполнен в виде Т-образного четырехполосника на элементах L_2 , C_5 , C_6 , L_4 , C_{10} , C_{11} (рис. 3), L_2 , C_5 , C_6 (рис. 4), параметры которых определялись по формулам (14), (15).

Эквивалентная схема НЭ выполнена в виде перекрытого Т-образного четырехполосника на элементах R_2 , C_1 , R_3 , L_2 , R_4 , L_3 , R_5 , L_1 (рис. 5). Параметры эквивалентной схемы НЭ выбраны из условия совпадения выходного сопротивления НЧ этой схемы с выходным сопротивлением НЧ с использованием реального транзистора [1]. Схема НЧ реализована в виде параллельно соединенных эквивалентной схемы НЭ и ЦОС из П-образного соединения элементов R_6 , C_3 , R_6 .

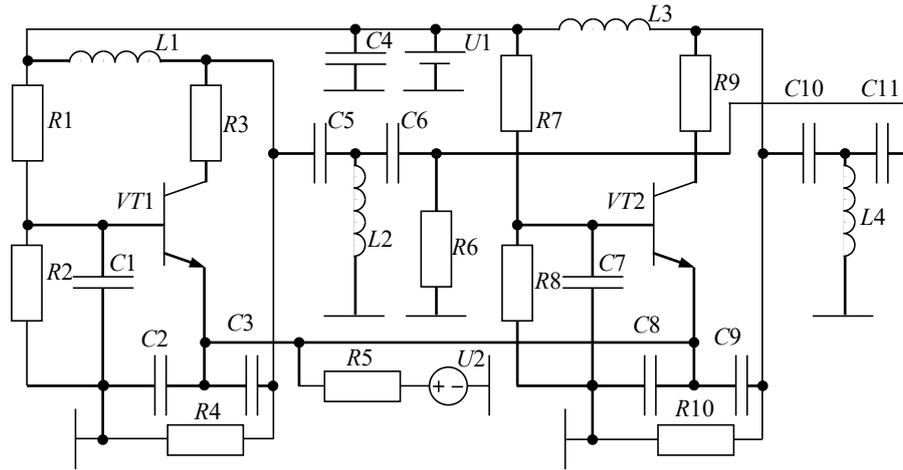


Рис. 3. Принципиальная схема двухкаскадного узкополосного усилителя, соответствующая структурной схеме на рис. 1, а
 Fig. 3. A schematic diagram of a two-stage narrow-band amplifier corresponding to the structural diagram in Fig. 1, a

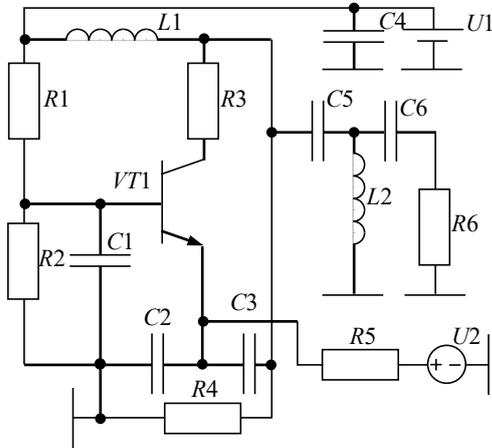


Рис. 4. Принципиальная схема однокаскадного узкополосного усилителя, соответствующая структурной схеме на рис. 1, б
 Fig. 4. Schematic diagram of a single-stage narrow-band amplifier, corresponding to the structural diagram in Fig. 1, б

Табл. 1. Номиналы элементов схемы на рис. 3
 Table 1. The ratings of the circuit elements in Fig. 3

| Обозн. | Номинал, кОм | Обозн. | Номинал | Обозн. | Номинал, мкГн |
|--------|--------------|--------|---------|--------|---------------|
| R1 | 13.5 | C1 | 10 мкФ | L1 | 0.01 |
| R2 | 60.3 | C2 | 1 пФ | L2 | 0.0073 |
| R3 | 0.1 | C3 | 1.8 пФ | L3 | 0.01 |
| R4 | 0.12 | C4 | 10 мкФ | L4 | 0.0073 |
| R5 | 0.05 | C5 | 1 мкФ | | |
| R6 | 0.05 | C6 | 3.8 пФ | | |
| R7 | 13.5 | C7 | 10 мкФ | | |
| R8 | 60.3 | C8 | 1 пФ | | |
| R9 | 0.1 | C9 | 1.8 пФ | | |
| R10 | 0.12 | C10 | 1 пФ | | |
| | | C11 | 3.8 пФ | | |

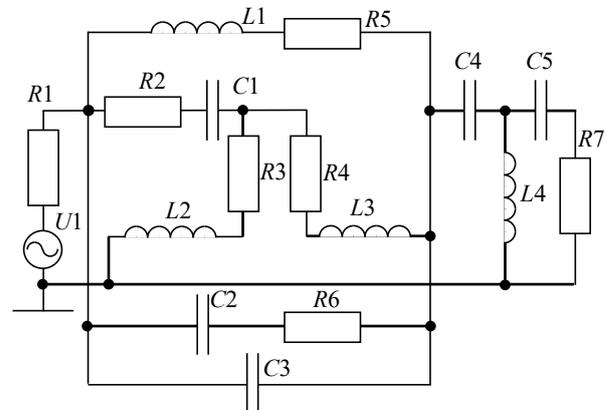


Рис. 5. Эквивалентная схема однокаскадного узкополосного усилителя

Fig. 5. Equivalent circuit of a single-stage narrowband amplifier

Табл. 2. Номиналы элементов схемы на рис. 4
 Table 2. The ratings of the circuit elements in Fig. 4

| Обозн. | Номинал, кОм | Обозн. | Номинал | Обозн. | Номинал, мкГн |
|--------|--------------|--------|---------|--------|---------------|
| R1 | 13.5 | C1 | 10 мкФ | L1 | 0.01 |
| R2 | 60.3 | C2 | 1 пФ | L2 | 0.0073 |
| R3 | 0.1 | C3 | 1.8 пФ | | |
| R4 | 0.12 | C4 | 10 мкФ | | |
| R5 | 0.1 | C5 | 1 мкФ | | |
| R6 | 0.05 | C6 | 3.8 пФ | | |

Табл. 3. Номиналы элементов эквивалентной схемы на рис. 5
 Table 3. The ratings of the equivalent circuit elements in Fig. 5

| Обозн. | Номинал, Ом | Обозн. | Номинал | Обозн. | Номинал, мкГн |
|--------|-------------|--------|---------|--------|---------------|
| R1 | 100 | C1 | 4.4 мкФ | L1 | 0.01 |
| R2 | 46.9 | C2 | 1 мкФ | L2 | 0.0144 |
| R3 | 82 | C3 | 1.8 мкФ | L3 | 0.0103 |
| R4 | 83.7 | C4 | 1 мкФ | L4 | 0.0073 |
| R5 | 1000 | C5 | 3.8 мкФ | | |
| R6 | 120 | | | | |
| R7 | 100 | | | | |

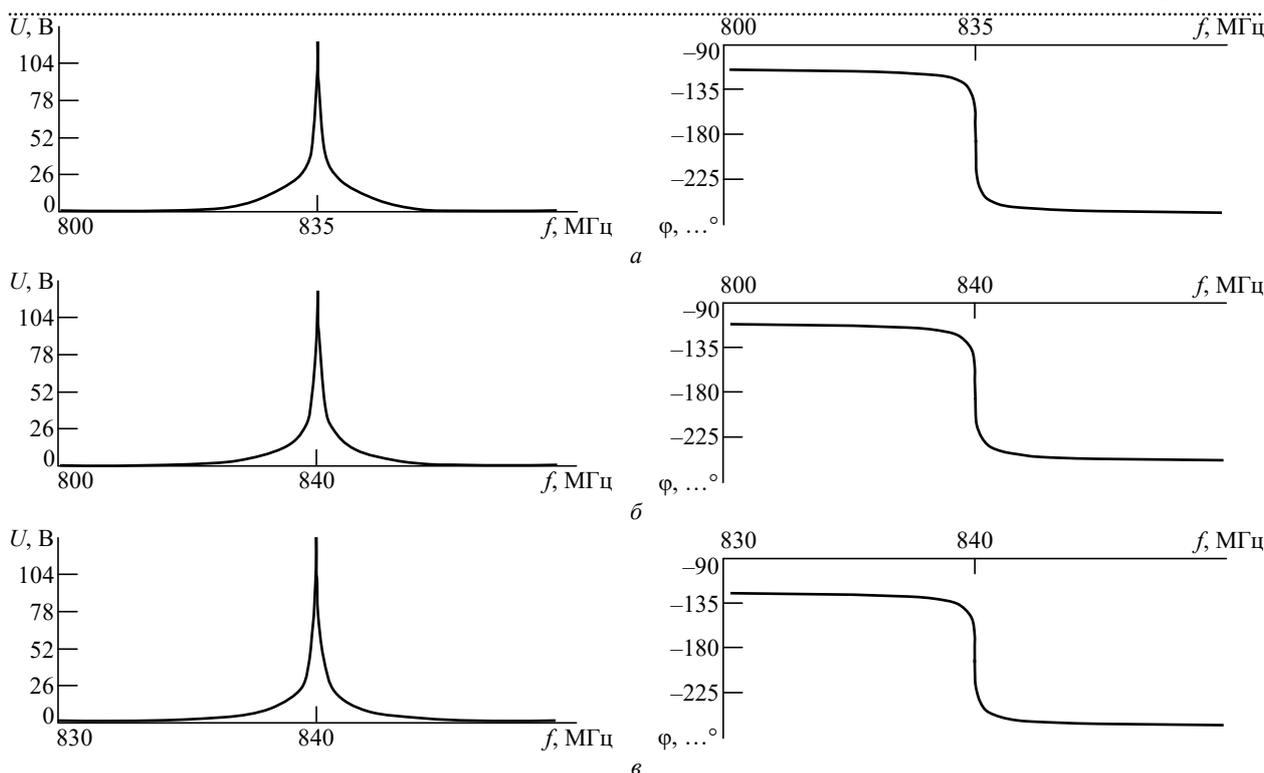


Рис. 6. ЧХ рассмотренных схем: *a* – двухкаскадного узкополосного усилителя (рис. 3); *б* – однокаскадного узкополосного усилителя (рис. 4); *в* – эквивалентной схемы (рис. 5)

Fig. 6. Frequency characteristics of the considered circuits: *a* – two-stage narrow-band amplifier (Fig. 3); *б* – single-stage narrow-band amplifier (Fig. 4); *в* – equivalent circuit (Fig. 5)

Параметры ЦОС заданы произвольно. Схема РЧ собрана на основе Т-образного соединения элементов $C4$, $C5$, $L4$.

ЧХ принципиальных схем, показанных на рис. 3 (рис. 6, *a*) и 4 (рис. 6, *б*), идентичны. В двухкаскадной схеме сопротивления источника сигнала и нагрузки равны 50 Ом, а в однокаскадной схеме – 100 Ом. Напряжение источника питания во всех схемах составляет $U_1 = 40$ В. Структура и номиналы других параметров в этих схемах одинаковы. Это соответствует выводам, сделанным на основе анализа полученных ранее выражений для передаточных функций исследуемых структурных схем (см. рис. 1, *a*) относительно эквивалентности однокаскадных и многокаскадных радиоустройств с одинаковыми каскадами.

Анализ также показывает, что ЧХ узкополосного усилителя (рис. 3), полученные схемотехническим моделированием в компьютерной системе "MicroCap" (рис. 6, *a*), удовлетворительно совпадают с ЧХ (рис. 6, *б*) однокаскадного усилителя (рис. 4) и с ЧХ (рис. 6, *в*) эквивалентной схемы усилителя (рис. 5), полученными как расчетным путем по найденным выражениям, так и схемотехническим моделированием.

Резонансная частота эквивалентной схемы $f \approx 840$ МГц (рис. 6, *в*) незначительно отличается от резонансной частоты принципиальной схемы $f \approx 835$ МГц (рис. 6, *a*). Произведение коэффициента усиления на полосу частот составляет примерно 80 МГц.

Схемотехническое моделирование эквивалентно экспериментальным исследованиям макетов радиоустройств [16].

Заключение. Как показали математические и схемотехнические исследования, полученные математические модели РЧ типа (10)–(14) могут быть использованы для технического проектирования различных многокаскадных радиоустройств с заданными входными и выходными сопротивлениями, обеспечивающими однонаправленность распространения сигнала, независимость предыдущего каскада, каскадов типа НЧ–РЧ и последующего каскада, а также требуемые ЧХ. Установлены соотношения между количеством каскадов типа НЧ–РЧ, выходным сопротивлением предыдущего каскада и входным сопротивлением последующего каскада, при которых частотные характеристики однокаскадных и многокаскадных радиоустройств идентичны или подобны.

Список литературы

1. Головкин А. А., Головкин В. А. Параметрический синтез радиотехнических устройств и систем / ВВА. Воронеж, 2018. 586 с.
2. Головкин А. А., Головкин В. А., Облогин М. А. Параметрический синтез управляемых согласующе-фильтрующих устройств с включением нелинейной части между резистивным четырехполюсником и нагрузкой // Наукоемкие технологии. 2018. Т. 19, № 7. С. 4–11.
3. Головкин А. А., Головкин В. А. Параметрический синтез динамических звеньев радиоэлектронных систем управления для вариантов их включения между источником сигнала и нелинейной частью // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2019. Т. 17, № 3. С. 35–44.
4. Иноземцев И. М., Краснов А. Е. Основы радиотехники. М.: Спутник+, 2010. 219 с.
5. Системы автоматического управления, механики и робототехники / под общ. ред. Г. А. Францовой. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2017. 210 с.
6. Авиационные системы радиоуправления / под ред. В. С. Вербы, В. И. Меркулова. М.: Радиотехника, 2014. 374 с.
7. Меркулов В. И., Дрогалин В. В. Авиационные системы радиоуправления. Т. 1: Принципы построения систем радиоуправления. Основы синтеза и анализа. М.: Радиотехника, 2003. 192 с.
8. Радиолокационные измерители дальности и скорости / под ред. В. И. Саблина. М.: Радио и связь, 1999. Т. 1. 419 с.
9. Современные и перспективные ГНСС-технологии в задачах высокоточной навигации / под ред. В. А. Бартенева, М. Н. Красильщикова. М.: Физматлит, 2014. 191 с.
10. Адамов А. П., Ирзаев Г. Х., Адамова А. А. Методологические основы обеспечения технологичности электронных средств. СПб.: Политехника, 2008. 312 с.
11. Управление и наведение беспилотных маневренных летательных аппаратов на основе современных информационных технологий / под ред. М. Н. Красильщикова и Г. Г. Себрякова. М.: Физматлит, 2003. 280 с.
12. Кузнецов В. И. Радиосвязь в условиях радиоэлектронной борьбы / ВНИИС. Воронеж, 2002. 403 с.
13. Квадратурные формирователи сигналов / под ред. П. А. Попова; Воронежский ин-т МВД России. Воронеж, 2001. 175 с.
14. Радиотехнические устройства и средства телекоммуникации / В. В. Печенин, К. А. Щербина, Е. П. Мсаллам, М. А. Вонсович // Радиотехника. 2016. Вып. 187. С. 112–124.
15. Разевиг В. Д. Схемотехническое моделирование с помощью MicroCap-7. М.: Горячая линия–Телеком, 2003. 268 с.

Информация об авторах

Головкин Александр Афанасьевич – доктор технических наук (1997), профессор (2000) кафедры авиационных систем и комплексов радионавигации и радиосвязи Военного учебно-научного центра военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (Воронеж). Заслуженный изобретатель РФ (2006). Автор 660 научных работ. Сфера научных интересов – способы и средства формирования и обработки сигналов, приема, передачи, защиты и разрушения информации.

Адрес: Военный учебно-научный центр военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина», ул. Старых Большевиков, д. 54а, Воронеж, 394064, Россия
E-mail: valgol2595@gmail.com
<https://orcid.org/0000-0001-8468-0055>

Фомин Алексей Васильевич – начальник учебного командного пункта кафедры автоматизированных систем управления Военного учебно-научного центра военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (Воронеж). Сфера научных интересов – способы и средства формирования и обработки сигналов, приема и передачи информации.

Адрес: Военный учебно-научный центр военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина», ул. Старых Большевиков, д. 54а, Воронеж, 394064, Россия
E-mail: folexx@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0001-7301-5279>

References

1. Golovkov A. A., Golovkov V. A. Parametric synthesis of radio engineering devices and systems. Voronezh, VVA, 2018, 586 p.
2. Golovkov A. A., Golovkov V. A., Oblogin M. A. Parametric synthesis of controlled matching-filtering devices with the inclusion of a nonlinear part between a resistive four-pole and a load. High-tech technologies. 2018, vol. 19, no. 7, pp. 4–11.

3. Golovkov A. A., Golovkov V. A. Parametric synthesis of dynamic links of radio-electronic control systems for their inclusion options between the signal source and the nonlinear part. Information-measuring and control systems. 2019, vol. 17, no. 3, pp. 35–44.

4. Inozemtsev I. M., Krasnov A. E. Fundamentals of radio engineering. M., Sputnik+, 2010, 219 p.

5. Automatic control systems, mechanics and robotics; under the general ed. Frenchman G. A. Novosibirsk. Publishing house of NSTU, 2017, 210 p.

6. Aviation radio control systems. Ed. by V. S. Verba, V. I. Merkulov. M., *Radiotekhnika*, 2014, 374 p.

7. Merkulov V. I., Drogalin V. V. Aviation radio control systems. Vol. 1. Principles of radio control systems structure. Fundamentals of synthesis and analysis. M., Radio Engineering, 2003, 192 p.

8. Radar meters of range and speed. Ed. by V. I. Sablin. Vol. 1. M., Radio and Communications, 1999, 419 p.

9. Modern and promising GNSS technologies in the tasks of high-precision navigation. Ed. V. A. Barteneva, M. N. Krasilshchikova. M., Fizmatlit, 2014, 191 p.

10. Adamov A. P., Irzaev G. H., Adamova A. A. Methodological foundations of ensuring the technological effectiveness of electronic means. St Petersburg, Polytechnic, 2008, 312 p.

11. Control and guidance of unmanned maneuverable aircraft based on modern information technologies. Ed. by M. N. Krasilshchikov, G. G. Sebryakova. M., Fizmatlit, 2003, 280 p.

12. Kuznetsov V. I. Radio communication in the conditions of electronic warfare. Voronezh, VNIIS, 2002, 403 p.

13. Quadrature signal formers. Ed. P. A. Popova. Voronezh, Voronezh in-t of the Ministry of Internal Affairs of Russia. 2001, 175 p.

14. Pechenin V. V., Shcherbina K. A., Msallam E. P., Vonsovich M. A. Radio engineering devices and means of telecommunications. *Radiotekhnika*. 2016, iss. 187, pp. 112–124.

15. Razevig V. D. Circuit modeling using MicroCap-7. M., Hotline-Telecom, 2003, 268 p.

Information about the authors

Alexander A. Golovkov, Dr Sci. (Eng.) (1997), Professor (2000) of the Department of Aviation Systems and Complexes of Radio Navigation and Radio Communication of the Military Educational and Scientific Center of the Air Force "Air Force Academy n. a. Professor N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin" (Voronezh), Honored Inventor of the Russian Federation (2006). The author of 660 scientific papers. Area of expertise: methods and means of generating and processing signals, receiving, transmitting, protecting and destroying information.

Address: Military Educational and Scientific Center of the Air Force "Air Force Academy named after Professor N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin", 54A Sarykh Bolshevikov St., Voronezh 394064, Russia

E-mail: valgol2595@gmail.com

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

Alexey V. Fomin, Head of the Training command Post of the Department of Automated Control Systems of the Military Educational and Scientific Center of the Air Force "Air Force Academy named after Professor N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin" (Voronezh). Area of expertise: methods and means of generating and processing signals, receiving and transmitting information.

Address: Military Educational and Scientific Center of the Air Force "Air Force Academy named after Professor N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin", 54A Sarykh Bolshevikov St., Voronezh 394064, Russia

E-mail: folexx@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-7301-5279>