Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 6. С. 14–24
Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 6, pp. 14–24

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

УДК 621.372+621.375+621.396 Оригинальная статья

https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-6-14-24

Виртуальный измерительный комплекс для исследования транзисторных усилителей сверхвысокой частоты

А. Д. Тупицын✉

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

✉talexandert@yandex.ru

Аннотация

Введение. Измерительные комплексы для исследования телекоммуникационных устройств и их элементов являются сложными в обслуживании и дорогостоящими. Поэтому, когда это возможно, предлагается заменить их виртуальными измерительными комплексами (ВИК), позволяющими осуществить измерения по заданным физическим параметрам объекта исследования.

Цель работы. Разработка ВИК для измерения *S*-параметров усилителей сверхвысоких частот (СВЧ) методами имитационного моделирования по заданной пользователем топологии при заданных ограничениях на количество элементов.

Методы и материалы. ВИК предназначен для исследования СВЧ-усилителей малого сигнала. ВИК состоит из программной части и графического интерфейса в среде LabVIEW. Программная часть содержит текстовые модули, в которых вычисляются *S*-параметры усилителя. Схема усилителя методом декомпозиции разбивается на четырехполюсники, описываемые матрицами рассеяния и передачи. Определяются элементы матриц, матрицы приводятся к одному типу и перемножаются для получения частотных зависимостей *S*-параметров усилителя. Интерфейс ВИК представляет визуализацию на экране компьютера векторного анализатора микроволновых цепей с подключенным к нему усилителем СВЧ.

Результаты. Описан ВИК для исследования усилителей СВЧ по заданной топологии. Приведены вычисления параметров линий передачи, составляющих усилитель, их матрицы рассеяния и преобразования в матрицы передачи для получения матрицы рассеяния усилителя. Приведен алгоритм работы и представлена визуализация ВИК. Проведено сравнение с программой проектирования устройств СВЧ Microwave Office.

Заключение. Microwave Office, который ориентирован на решение задач синтеза, требует навыков работы для составления и изменения проекта, ресурсозатратен, требует приобретения лицензии. В отличие от него ВИК ориентирован на решения задач исследования, отличается уровнем визуализации измерительных приборов, прост при вводе данных, не требует больших вычислительных ресурсов, лицензии. Применим в образовательном процессе, например при дистанционном обучении, где использование таких программ, как Microwave Office, невозможно.

Ключевые слова: имитационное моделирование, усилитель малого сигнала, измерение *S*-параметров усилителя СВЧ, виртуальный измерительный комплекс, многополюсные устройства, матрицы рассеяния и передачи, виртуальные приборы LabVIEW

Для цитирования: Тупицын А. Д. Виртуальный измерительный комплекс для исследования транзисторных усилителей сверхвысокой частоты // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 6. С. 14–24. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-6-14-24

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 28.05.2019; статья принята к публикации после рецензирования 24.06.2019; опубликована онлайн 30.12.2019

© Тупицын А. Д., 2019

Контент доступен по лицензии Creative Commons Attribution 4.0 License
This work is licensed under a Creative Commons Attribution 4.0 License

Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 6. С. 14–24
Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 6, pp. 14–24

Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

Original article

Virtual Measurement System for UHF-Transistor Amplifiers

Alexander D. Tupitsyn

Saint Petersburg Electrotechnical University, Saint Petersburg, Russia

✉ talexandert@yandex.ru

Abstract

Introduction. Measurement systems for research of telecommunication devices and of their elements are difficult to maintain and expensive. Therefore when possible, its may be replaced by virtual measurement systems (VMS), which allow one to perform measurements based on physical parameters of testing device.

Aim. VMS development for measuring of amplifiers parameters by means of simulation modeling based on amplifier topology.

Methods and materials. VMS is to be used for research of a small signal amplifier (a part of transceiver). It consists of program modules and graphic interface, realized by LabVIEW. The program part contains text modules in LabVIEW syntax, which calculate *S*-parameters frequency dependencies for an amplifier. For definition of parameters amplifier circuit by a decomposition technique is being split into sequential two-port net-works, which can be described by corresponding matrixes. After determination of frequency dependent matrixes elements, the matrixes are being converted and multiplied. It allows one to obtain frequency dependencies of parameters of an amplifier. VMS interface is a 3D-rendered on a computer screen front panel of a virtual vector network analyzer with a device under test connected to its test ports.

Results. VMS for UHF-amplifiers research based on given topology was described. The calculations of amplifier transmission lines and amplifier in the whole parameters based on corresponding matrixes and their conversions were presented. The algorithm of a measuring system operation was described. 3D measuring complex and objects under test visualization were shown. The comparison with existing software for design and simulation of UHF-devices such as Microwave Office was realized.

Conclusions. Contrary to Microwave Office, aimed to solution of synthesis tasks, VMS is aimed to research tasks. It has a realistic visualization of measurement devises and simple parameters input, do not need big computer resources and is free. VMS can be used in educational process, especially for online education, when using of Microwave Office is impossible.

Keywords: simulation modeling, small signal amplifier, UHF-amplifier *S*-parameters measurement, virtual measurement system, multiport devices, scattering and transfer matrixes, LabVIEW virtual devices

For citation: Tupitsyn A. D. Virtual measurement system for UHF-transistor amplifiers. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 6, pp. 14–24. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-6-14-24

Conflict of interest. Author declare no conflict of interest.

Submitted 28.05.2019; accepted 24.06.2019; published online 30.12.2019

Введение. В современном мире человек повсеместно окружен телекоммуникационными системами, начиная с "традиционных" систем связи, сотовых сетей и систем передачи данных, телефонии, радио- и телевещания и заканчивая промышленными системами, системами специального назначения, системами передачи данных на транспорте, в медицине, науке и т. п. Телекоммуникационные системы проникли в быт человека, обеспечивая дистанционное управление бытовыми приборами и вплоть до реализации концепции "интернета вещей". Все упомянутые системы для своей работы используют те или иные каналы связи, прежде всего радиоканалы. Для этого в структуре каждой из них имеются приемопередатчики (ПП), в настоящее время работающие в диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ).

В целях получения оптимальных характеристик ПП в процессе их создания необходимо учитывать специфику диапазона СВЧ. Прежде всего размеры ПП соизмеримы с рабочими длинами волн, что приводит к возникновению в них частотно-зависимых отражений и образованию стоячих волн, существенно влияющих на такие характеристики, как

коэффициент передачи (усиления), выходная мощность, коэффициент полезного действия, амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики, коэффициент шума, устойчивость как отдельных элементов, так и всего ПП.

Так как большинство современных ПП – интегральных, гибридных и дискретных – реализуются в микрополосковых линиях (МПЛ), на их характеристики существенно влияют не только параметры составляющих их элементов, но и параметры микрополосковых плат (подложек), на которых собраны ПП. На платах располагаются элементы волноведущих структур, с помощью которых электромагнитные колебания подаются на входы и снимаются с выходов ПП и их элементов. Наряду со свойствами элементов ПП, свойства волноведущих структур (МПЛ) определяют характеристики ПП, взаимодействуя с их элементами. Свойства волноведущих структур зависят от материалов, размеров, форм проводников, расстояний между ними, наличия или отсутствия заполнения пространств между ними, свойств заполнителя. Таким образом, для получения требуемых характеристик ПП или их элементов необходимо не только глубокое изучение физических основ работы ПП и их элементов, но также и углубленное представление о физике волноведущих структур, которое может быть получено в том числе при их экспериментальном исследовании как отдельно, так и в составе ПП.

Такие исследования могут проводиться с помощью измерительных комплексов, в состав которых обычно входят генераторы сигналов СВЧ, источники питания объектов исследования, векторные анализаторы микроволновых цепей, соединительные кабели и объекты исследования. Анализаторы цепей и анализаторы спектра [1, 2], входящие в подобные комплексы, являются чрезвычайно дорогостоящим оборудованием. То же можно сказать о кабельной продукции [3, 4] и самих объектах исследования.

Учитывая изложенное, целесообразно в тех случаях, когда это возможно, заменить реальные приборы и объекты виртуальными при условии обеспечения требуемых точности и достоверности результатов исследования объектов. В ряде публикаций [5, 6] приведены описания широкой номенклатуры лабораторных комплексов для исследования различных объектов из области машиностроения, электротехники, общей схемотехники и т. п. Однако эти комплексы либо ограничиваются предоставлением исследователю некоторого набора виртуальных измерительных приборов – низкочастотных осциллографов, вольтметров, генераторов сигналов, либо представляют собой физический лабораторный макет (низкочастотный), работающий под управлением компьютера с установленной на нем программой LabVIEW. Среди известных отсутствуют виртуализованные измерительные установки, позволяющие исследовать основные элементы СВЧ ПП.

В настоящей статье представлено описание виртуального измерительного комплекса (ВИК), реализованного в среде LabWIEV, позволяющего методами имитационного моделирования исследовать один из обязательных элементов современного ПП – усилитель СВЧ на основе МПЛ в режиме малого сигнала.

Методы. На рис. 1 представлена принципиальная схема исследуемого усилителя. Он состоит из источника сигнала с внутренним сопротивлением Z_{src}, подводящих МПЛ $L0$ с волновыми сопротивлениями 50 Ом, разделительных конденсаторов $C1$–$C4$, биполярного транзистора и нагрузки Z_{ld}. Элементы $L7$–$L11$, $C5$–$C8$ в совокупности с резисторами $R1$, $R2$, задающими режим транзистора по постоянному току, образуют фильтр питания. В описываемом варианте ВИК цепь питания считается идеальной, не оказывающей влияния на параметры исследуемого усилителя.

Емкости конденсаторов $C1$–$C4$ таковы, что не оказывают влияния на амплитудно-частотные характеристики усилителя. Частотно-задающими элементами являются отрезки МПЛ передачи $L1$–$L6$. Исследуемый усилитель задается S-параметрами транзистора для выбранного режима по постоянному току, характеристиками подложки или печатной платы (диэлектрической проницаемостью, потерями материала) и ее толщиной.

В рассматриваемой схеме исходно присутствуют шесть отрезков МПЛ. Изменение топологии усилителя осуществляется заданием или изменением длин и ширин МПЛ, исключение той или иной линии – заданием нулевого значения длины. Таким образом, возможно начинать исследование с усилителя с Т-образными входной и выходной цепями и заканчивать транзистором, включенным в регулярную 50-омную линию передачи L_0.

Ввод исходных данных для исследования усилителя осуществляется с помощью органов управления, расположенных слева от лицевой

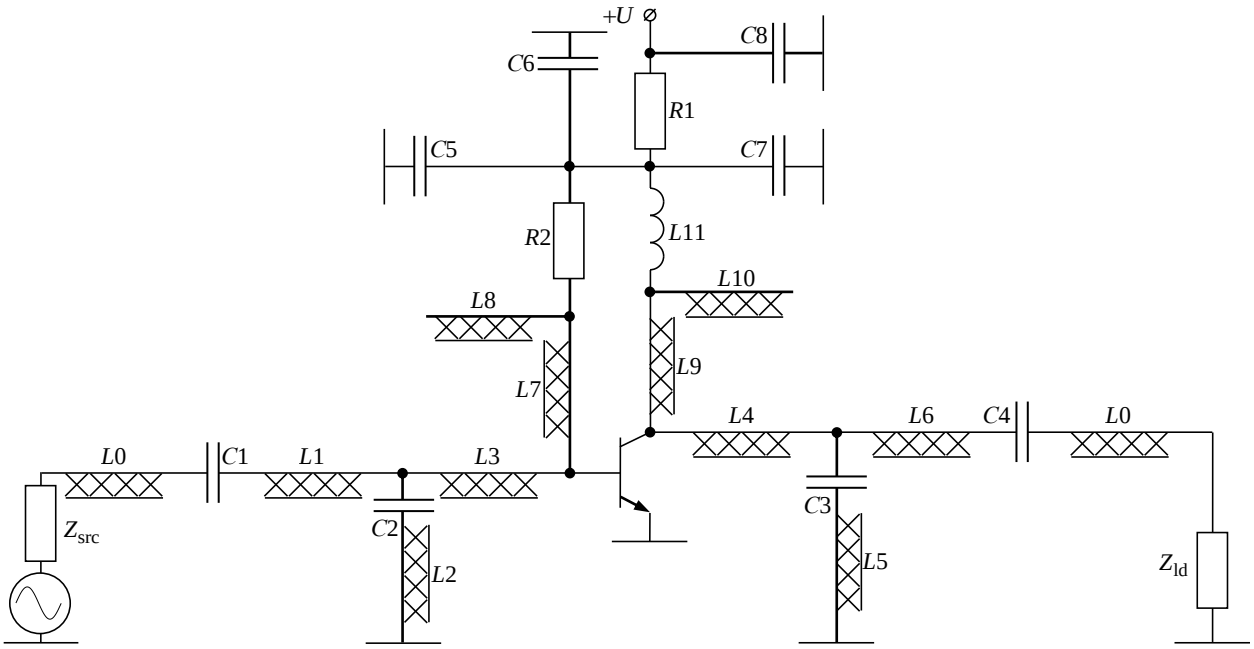

Рис. 1. Принципиальная схема усилителя

Fig. 1. Circuit diagram of the amplifier

панели виртуального векторного анализатора микроволновых цепей (рис. 2), вид которой в высоком разрешении 4K (3840 × 2160) находится в левой части монитора компьютера. Здесь задаются длины линий передачи $L1-L6$ и их ширины $W1-W6$, а также режимы нагрузки шлейфов $L2$, $L5$ (холостой ход или короткое замыкание). Загрузка файлов *S*-параметров осуществляется с помощью виртуального прибора (ВП) "Read From File – Чтение из файла" (*S*-parameters file; расположен над правым углом экрана анализатора). На экране виртуального анализатора отображаются частотные зависимости исследуемого усилителя в виде модуля (в децибелах) и фазы (в градусах) четырех *S*-параметров: S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}. Выведение на экран каждой из восьми зависимостей определяется положениями соответствующих переключателей справа от экрана.

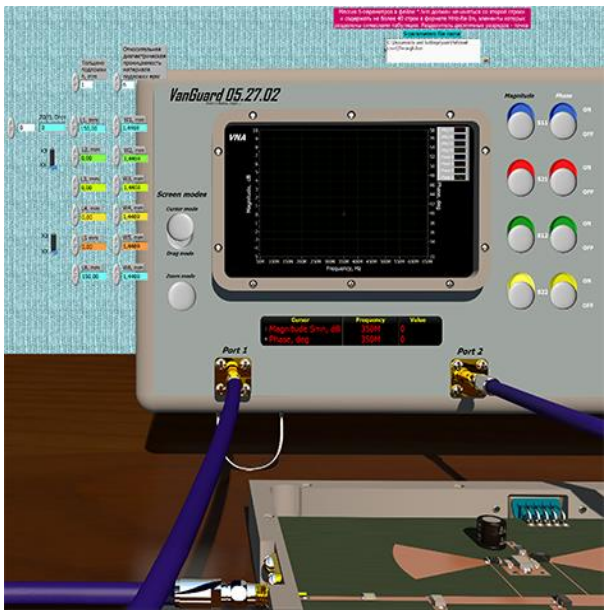

Рис. 2. Лицевая панель виртуального векторного анализатора микроволновых цепей

Fig. 2. Front panel of the virtual vector network analyzer

Слева от экрана на лицевой панели анализатора расположена кнопка "REC [ord]", с помощью которой полученные зависимости сохраняются в файл, путь к которому прописывается с помощью ВП "Write To Measurement File – Запись в файл" (Output file; расположен над левым углом экрана анализатора). Кроме кнопки "REC" здесь имеются органы управления режимом работы экрана (Screen modes) – переключатель "Cursor mode/Drag mode" и кнопка "Zoom mode". Переключатель переводит экран анализатора из режима перемещения маркера по экрану манипулятором "мышь" в режим перемещения кривой (панорамирования). При нажатии на кнопку можно выбрать наиболее подходящий режим увеличения изображения на экране анализатора.

Под экраном анализатора расположено индикаторное окно, в котором отображаются значения модулей и фаз *S*-параметров при наведении мар-

керов на экране анализатора на соответствующие точки на кривых.

Внизу на переднем плане частично представлен исследуемый усилитель, вход и выход которого подключены соединительными кабелями к тестовым портам анализатора Port1 и Port2 соответственно.

Для формирования частотных зависимостей, отображаемых на экране, необходимо получить матрицу рассеяния усилителя как четырехполюсника (ЧП). Поскольку сразу это сделать затруднительно, применяется метод декомпозиции [7]. При этом схема, представленная на рис. 1, разбивается на ряд последовательно включенных ЧП, каждый из которых может быть описан той или иной системой формальных параметров. Системы уравнений, содержащие эти параметры, записываются в матричной форме и преобразовываются к виду, позволяющему перемножать матрицы для получения сквозной матрицы усилителя. Поскольку матрицы *S*-параметров последовательно включенных ЧП не допускают перемножения, сквозная матрица не будет матрицей рассеяния, что потребует ее обратного преобразования в матрицу *S*-параметров.

На рис. 3 представлен скриншот экрана схемного редактора программы Microwave Office, иллюстрирующий структуру усилителя, разбитого на элементарные ЧП. ЧП 1, 3, 4 и 6 представляют собой последовательно включенные МПЛ *TL*1, *TL*3, *TL*4 и *TL*6 соответственно, для которых непосредственно могут быть записаны матрицы рассеяния. ЧП 2 и 5, состоящие из МПЛ *TL*1, *TL*2, *TL*3 и *TL*4, *TL*5, *TL*6 соответственно, по сути являются шестиполюсниками. ЧП 2 состоит из МПЛ *TL*1, *TL*3 нулевой длины и МПЛ *TL*2. ЧП 5 состоит из МПЛ *TL*4 и *TL*6 нулевой длины и МПЛ *TL*5. Преобразование в ЧП осуществляется путем включения между входной *TL*1 (*TL*4) и выходной *TL*3 (*TL*6) линиями проводимости, равной входной проводимости шлейфа *TL*2 (*TL*5).

ЧП 3.2 и 4.2 – бесконечно короткие линии передачи, которые вводятся между *TL*3, *TL*4 и входом и выходом транзистора соответственно. Они необходимы для учета отражений волн, возникающих при включении ЧП транзистора, *S*-параметры которого определены в 50-омной линии, в исследуемую линию с произвольным волновым сопротивлением.

Прежде чем записывать исходные матрицы для перечисленных ЧП, необходимо определить параметры МПЛ, входящих в их состав. По заданным параметрам подложки (печатной платы) и ширинам МПЛ определяются их волновые сопротивления [8]:

$$Z=\begin{cases}\dfrac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}}\left[\ln\left(\dfrac{8h}{W}\right)+\dfrac{W^2}{32h^2}\right], & \dfrac{W}{h}\le 2;\\ \dfrac{120}{\sqrt{\varepsilon_r}}\pi\left\{\dfrac{W}{h}+\dfrac{2}{\pi}\ln\left[17.08\left(\dfrac{W}{2h}+0.92\right)\right]\right\}^{-1}, & \dfrac{W}{h}>2,\end{cases}$$

где ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость подложки (вводится на лицевой панели анализатора); W – ширина МПЛ; h – толщина подложки (вводятся с помощью органов управления на лицевой панели анализатора).

Далее рассчитываются вспомогательные коэффициенты d_1 и d_2, необходимые для определения эффективной ширины МПЛ [9]:

$$d_1=\frac{Z}{60}\sqrt{\frac{\varepsilon_r+1}{2}}+\frac{\varepsilon_r-1}{\varepsilon_r+1}\left(0.226+\frac{0.12}{\varepsilon_r}\right);$$

$$d_2=\frac{60\pi^2}{Z\sqrt{\varepsilon_r}}.$$

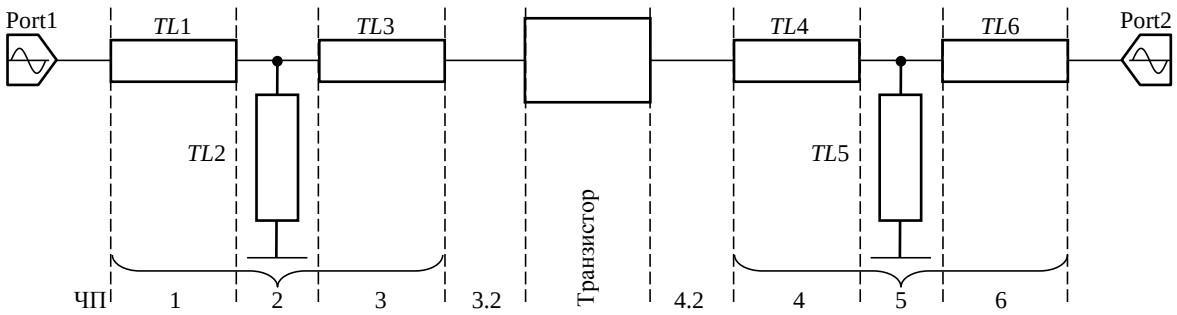

Рис. 3. Разбиение схемы усилителя на четырехполюсники

Fig. 3. Splitting the amplifier circuit into four-poles

Затем определяется эффективная ширина МПЛ:

$$W_{\mathrm{e}}=\begin{cases}\dfrac{8h}{e^{d_1}-2e^{-d_1}}, & d_1>2.1;\\ \left\{\dfrac{2(d_2-1)}{\pi}-\dfrac{2\ln(2d_2-1)}{\pi}+\right.\\ \left.+\dfrac{\varepsilon_{\mathrm{r}}-1}{\pi\varepsilon_{\mathrm{r}}}\left[\ln(d_2-1)+0.293-\dfrac{0.517}{\varepsilon_{\mathrm{r}}}\right]\right\}h, & d_1\le 2.1.\end{cases}$$

Полученные значения эффективной ширины позволяют определить эффективную диэлектрическую проницаемость МПЛ:

$$\varepsilon_{\mathrm{re}}=\left\{\left[\left(\frac{f}{f_{\mathrm{b}}}\right)^2+1\right]\Big/\left[\left(\frac{f}{f_{\mathrm{b}}}\right)^2+\sqrt{\frac{\varepsilon_{\mathrm{r}}}{\varepsilon_{\mathrm{re0}}}}\right]\right\}^2,$$

где f – значение частоты, для которой вычисляется эффективная диэлектрическая проницаемость;

$$f_{\mathrm{b}}=3.5+\frac{16.2\varepsilon_{\mathrm{r}}^{0.25}}{1+0.12\varepsilon_{\mathrm{r}}^{0.35}W_{\mathrm{e}}/h}$$

– частота, ниже которой влияние дисперсии в линии незначительно;

$$\varepsilon_{\mathrm{re0}}=0.5\left[\varepsilon_{\mathrm{r}}+1+(\varepsilon_{\mathrm{r}}-1)(1+10h/W_{\mathrm{e}})^{-0.5}\right].$$

Полученные таким образом значения эффективной диэлектрической проницаемости позволяют определить фазовые постоянные:

$$\beta=(2\pi f/c)\sqrt{\varepsilon_{\mathrm{re}}},$$

где c – скорость света.

Также с учетом значений эффективной диэлектрической проницаемости уточняются значения волновых сопротивлений отрезков МПЛ:

$$Z_{\mathrm{e}}=\begin{cases}\dfrac{60}{\sqrt{\varepsilon_{\mathrm{re}}}}\left[\ln\left(\dfrac{8h}{W_{\mathrm{e}}}\right)+\dfrac{W_{\mathrm{e}}^2}{32h^2}\right], & \dfrac{W_{\mathrm{e}}}{h}\le 2;\\ \dfrac{120}{\sqrt{\varepsilon_{\mathrm{re}}}}\pi\left\{\dfrac{W_{\mathrm{e}}}{h}+\dfrac{2}{\pi}\ln\left[17.08\left(\dfrac{W_{\mathrm{e}}}{2h}+0.92\right)\right]\right\}^{-1}, & \dfrac{W_{\mathrm{e}}}{h}>2.\end{cases}$$

Запись исходных матриц и их преобразования могут быть произведены с помощью соотношений, имеющихся в [9, 10]. Определив Z_{e} и β как функции частоты, можно определить матрицы рассеяния S для ЧП 1, 3, 4 и 6 (S_1, S_3, S_4 и S_6 соответственно) следующим образом:

$$S=\begin{bmatrix}S_{11} & S_{12}\\ S_{21} & S_{22}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0 & e^{-i(\alpha+\beta)L}\\ e^{-i(\alpha+\beta)L} & 0\end{bmatrix},$$

где α – погонное затухание в линии передачи; L – длины отрезков соответствующих линий. ЧП отличаются друг от друга значениями α, β, Z_{e} и L.

Коэффициенты матрицы рассеяния на главной диагонали (коэффициенты отражения по входу S_{11} и выходу S_{22}) этих МПЛ равны нулю, так как при использованном разбиении усилителя (рис. 3) рассматриваемые ЧП включены между МПЛ с такими же волновыми сопротивлениями, как у этих ЧП, и согласованы. Коэффициенты прямой S_{21} и обратной S_{12} передач одинаковы для регулярной линии передачи.

Для использования матриц S_1, S_3, S_4 и S_6 с целью получения сквозной матрицы рассеяния усилителя каждая из матриц рассеяния преобразуется в матрицу передачи T (T_1, T_3, T_4 и T_6) [10]:

$$T=\begin{bmatrix}T_{11} & T_{12}\\ T_{21} & T_{22}\end{bmatrix}=\frac{1}{S_{21}}\begin{bmatrix}1 & -S_{22}\\ S_{11} & -(S_{11}S_{22}-S_{12}S_{21})\end{bmatrix}=\\ =\frac{1}{e^{-i(\alpha+\beta)L}}\begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & -e^{-2i(\alpha+\beta)L}\end{bmatrix}.$$

Так как α, β и L являются функциями частоты, каждый элемент матриц S и T также является частотно-зависимым и представляет собой одномерный массив значений, размер которого определяется количеством частотных точек, в которых определяются параметры усилителя.

Далее представлены исходные матрицы для одинаковых по структуре ЧП 2 и 5, которые, как уже указывалось, являются шестиполюсниками. Для записи матриц осуществляется преобразование шестиполюсников в ЧП, для чего между входной МПЛ с волновым сопротивлением Z_{in2} для ЧП 2 (Z_{in4} для ЧП 5) и выходной МПЛ с волновым сопротивлением Z_{out3} (Z_{out5}) включается входная проводимость $\dot{Y}$ (рис. 4) линии $TL2$ для ЧП 2 и $TL5$ для ЧП 5. В качестве Z_{in} и Z_{out} используются значения Z_{e} для соответствующих линий передачи. Для ЧП 2 входным является волновое сопротивление линии $TL1$, выходным – волновое сопротивление линии $TL3$. Для ЧП 5 входным является волновое сопротивление линии $TL4$, выходным – волновое сопротивление линии $TL6$.

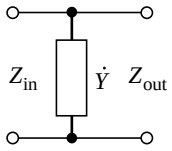

Рис. 4. Преобразование шестиполюсника в четырехполюсник

Fig. 4. Conversion of the six-pole to four-pole

Для ЧП 2 и 5 запишем классическую нормированную матрицу передачи (матрицы A_2 и A_5):

$$A=\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \sqrt{Z_{out}/Z_{in}} & 0 \\ \dot{Y}\sqrt{Z_{in}Z_{out}} & \sqrt{Z_{in}/Z_{out}} \end{bmatrix}.$$

В режиме короткого замыкания нагрузки входные проводимости МПЛ $TL2$ и $TL5$ определяются следующим образом [10]:

$$\dot{Y}_{k\,к.з}=-i\frac{(1/Z_{ek})}{\mathrm{tg}\left[(\alpha_k+\beta_k)L_k\right]};\ \ k=2;\ 5,$$

где Z_{ek} – волновые сопротивления TL_k; α_k, β_k – постоянные затухания и фазовые постоянные TL_k; L_k – длины отрезков TL_k.

В режиме холостого хода нагрузки входные проводимости определяются соотношениями

$$\dot{Y}_{k\,x.x}=i\left(1/Z_{ek}\right)\mathrm{tg}\left[(\alpha_k+\beta_k)L_k\right];\ \ k=2;\ 5.$$

После подстановки проводимостей в матрицы A можно записать матрицы T_2 и T_5 для ЧП $TL2$ и $TL5$:

$$T_{к.з}=\begin{bmatrix} T_{11к.з} & T_{12к.з} \\ T_{21к.з} & T_{22к.з} \end{bmatrix};\ T_{x.x}=\begin{bmatrix} T_{11x.x} & T_{12x.x} \\ T_{21x.x} & T_{22x.x} \end{bmatrix},$$

где

$$T_{11к.з}=A_{11к.з}+A_{12к.з}+A_{21к.з}+A_{22к.з}=$$
$$=\sqrt{Z_{out}/Z_{in}}+i(1/Z)\mathrm{tg}\left[(\alpha+\beta)L\right]\sqrt{Z_{in}Z_{out}}+$$
$$+\sqrt{Z_{in}/Z_{out}};$$

$$T_{12к.з}=A_{11к.з}-A_{12к.з}+A_{21к.з}-A_{22к.з}=$$
$$=\sqrt{Z_{out}/Z_{in}}+i(1/Z)\mathrm{tg}\left[(\alpha+\beta)L\right]\sqrt{Z_{in}Z_{out}}-$$
$$-\sqrt{Z_{in}/Z_{out}};$$

$$T_{21к.з}=A_{11к.з}+A_{12к.з}-A_{21к.з}-A_{22к.з}=$$
$$=\sqrt{Z_{out}/Z_{in}}-i(1/Z)\mathrm{tg}\left[(\alpha+\beta)L\right]\sqrt{Z_{in}Z_{out}}-$$
$$-\sqrt{Z_{in}/Z_{out}};$$

$$T_{22к.з}=A_{11к.з}-A_{12к.з}-A_{21к.з}+A_{22к.з}=$$
$$=\sqrt{Z_{out}/Z_{in}}-i(1/Z)\mathrm{tg}\left[(\alpha+\beta)L\right]\sqrt{Z_{in}Z_{out}}+$$
$$+\sqrt{Z_{in}/Z_{out}};$$

$$T_{11x.x}=A_{11x.x}+A_{12x.x}+A_{21x.x}+A_{22x.x}=$$
$$=\sqrt{Z_{out}/Z_{in}}-i\frac{(1/Z)\sqrt{Z_{in}Z_{out}}}{\mathrm{tg}\left[(\alpha+\beta)L\right]}+\sqrt{Z_{in}/Z_{out}};$$

$$T_{12x.x}=A_{11x.x}-A_{12x.x}+A_{21x.x}-A_{22x.x}=$$
$$=\sqrt{Z_{out}/Z_{in}}-i\frac{(1/Z)\sqrt{Z_{in}Z_{out}}}{\mathrm{tg}\left[(\alpha+\beta)L\right]}-\sqrt{Z_{in}/Z_{out}};$$

$$T_{21x.x}=A_{11x.x}+A_{12x.x}-A_{21x.x}-A_{22x.x}=$$
$$=\sqrt{Z_{out}/Z_{in}}+i\frac{(1/Z)\sqrt{Z_{in}Z_{out}}}{\mathrm{tg}\left[(\alpha+\beta)L\right]}-\sqrt{Z_{in}/Z_{out}};$$

$$T_{22x.x}=A_{11x.x}-A_{12x.x}-A_{21x.x}+A_{22x.x}=$$
$$=\sqrt{Z_{out}/Z_{in}}+i\frac{(1/Z)\sqrt{Z_{in}Z_{out}}}{\mathrm{tg}\left[(\alpha+\beta)L\right]}+\sqrt{Z_{in}/Z_{out}}.$$

При матричном описании транзистора как ЧП следует учесть, что его S-параметры определены в линии со стандартным значением волнового сопротивления, обычно составляющим 50 Ом. В рассматриваемом усилителе транзистор включен в линии с волновыми сопротивлениями линий $TL3$ и $TL4$, в общем случае не равными этому значению. Чтобы учесть возникающие при этом отражения, в структуру усилителя введены дополнительные идеальные (без активных потерь) ЧП 3.2 и 4.2 бесконечно малых длин. Для них могут быть записаны матрицы рассеяния. ЧП 3.2, нагруженный по входу на волновое сопротивление Z_{in} МПЛ $TL3$, а по выходу – на сопротивление 50 Ом, описывается матрицей рассеяния:

$$S_{3.2}=\begin{bmatrix} S_{3.2_{11}} & S_{3.2_{12}} \\ S_{3.2_{21}} & S_{3.2_{22}} \end{bmatrix}=$$
$$=\begin{bmatrix} \dfrac{50/Z_{in}-1}{50/Z_{in}+1} & \sqrt{1-\left(\dfrac{50/Z_{in}-1}{50/Z_{in}+1}\right)^2} \\ \sqrt{1-\left(\dfrac{Z_{in}/50-1}{Z_{in}/50+1}\right)^2} & \dfrac{Z_{in}/50-1}{Z_{in}/50+1} \end{bmatrix},\quad (1)$$

где Z_{in} – волновое сопротивление линии $TL3$.

Введя обозначения

$$\frac{50/Z_{in}-1}{50/Z_{in}+1}=\frac{50-Z_{in}}{50+Z_{in}}=Q_{in};\qquad (2)$$

$$\frac{Z_{\text{in}}/50-1}{Z_{\text{in}}/50+1}=\frac{Z_{\text{in}}-50}{Z_{\text{in}}+50}=-Q_{\text{in}}, \qquad (3)$$

перепишем (1) в компактной форме:

$$S_{3.2}=\begin{bmatrix} Q_{\text{in}} & \sqrt{1-Q_{\text{in}}^2} \\ \sqrt{1-Q_{\text{in}}^2} & -Q_{\text{in}} \end{bmatrix}.$$

Матрица $T_{3.2}$ этого ЧП имеет вид

$$T_{3.2}=\frac{1}{\sqrt{1-Q_{\text{in}}^2}}\begin{bmatrix} 1 & -Q_{\text{in}} \\ Q_{\text{in}} & -1-2Q_{\text{in}}^2 \end{bmatrix}.$$

Для ЧП 4.2, нагруженного по входу на сопротивление 50 Ом, а по выходу – на волновое сопротивление линии $TL4$, Z_{out} принимает значение волнового сопротивления этой линии. Введя аналогично (2), (3) обозначения

$$\frac{50/Z_{\text{out}}-1}{50/Z_{\text{out}}+1}=\frac{50-Z_{\text{out}}}{50+Z_{\text{out}}}=Q_{\text{out}};$$
$$\frac{Z_{\text{out}}/50-1}{Z_{\text{out}}/50+1}=\frac{Z_{\text{out}}-50}{Z_{\text{out}}+50}=-Q_{\text{out}},$$

получим матрицу рассеяния для этого ЧП в виде

$$S_{4.2}=\begin{bmatrix} -Q_{\text{out}} & \sqrt{1-Q_{\text{out}}^2} \\ \sqrt{1-Q_{\text{out}}^2} & Q_{\text{out}} \end{bmatrix},$$

а матрицу $T_{4.2}$ в виде

$$T_{4.2}=\frac{1}{\sqrt{1-Q_{\text{out}}^2}}\begin{bmatrix} 1 & Q_{\text{out}} \\ -Q_{\text{out}} & -1-2Q_{\text{out}}^2 \end{bmatrix}.$$

Матрица для транзистора может быть получена непосредственно из файла его *S*-параметров:

$$T_{\text{tr}}=\frac{1}{S_{21}}\begin{bmatrix} 1 & -S_{22} \\ s_{11} & -\left(S_{11}S_{22}-S_{12}S_{21}\right) \end{bmatrix}.$$

Для получения "сквозной" матрицы передачи все определенные последовательно включенные матрицы ЧП перемножаются:

$$T=T_1T_2T_3T_{3.2}T_{\text{tr}}T_{4.2}T_4T_5T_6. \qquad (4)$$

"Сквозная" матрица передачи не записывалась в замкнутом виде – как отдельная матрица – из-за ее громоздкости. В процессе работы программы выполняется поочередное перемножение матриц передачи: T_1 умножается на T_2, их произведение умножается на T_3 и т. д. Результат перемножения всех матриц передачи преобразуется в матрицу рассеяния усилителя следующим образом:

$$S=\frac{1}{T_{11}}\begin{bmatrix} T_{21} & T_{11}T_{22}-T_{21}T_{12} \\ 1 & T_{12} \end{bmatrix}.$$

Как уже отмечалось, ВИК реализован в среде LabVIEW. Структура программы (Block diagram) достаточно громоздка и здесь не приводится. То же относится к текстам программ, являющимся содержанием различных элементов структуры виртуального измерительного стенда. Тексты программ написаны с использованием синтаксиса, принятого в LabVIEW [11].

Ввод *S*-параметров транзистора осуществляется с помощью ВП "Чтение из файла". Исходный файл *S*-параметров при необходимости преобразуется к формату Real-Image, частота определяется в мегагерцах. В качестве разделителей разрядов в числах используются точки, числа в файле разделяются символами табуляции. Массив данных должен начинаться со второй строки подготовленного для использования файла с расширением ".lvm".

Так как *S*-параметры в исходных файлах измеряются в нескольких частотных точках (как правило, не более десяти), возникает необходимость увеличения количества частотных точек, в которых осуществляется анализ параметров объекта. Для этого загруженный файл подвергается интерполяции. Количество частотных точек (строк в массиве *S*-параметров) увеличивается в 40 раз, что даже при минимальном числе строк в этом массиве позволяет получить достаточно подробные частотные зависимости измеряемых параметров. В представленной в настоящей статье версии ВИК используется линейная интерполяция [12]. Для применения в LabVIEW программные модули интерполяции реализованы с использованием структур Formula Node [13], в которых размещены тексты программ.

Представленные в широко известных литературных источниках [14, 15] методы работы со структурами Formula Node LabVIEW не позволяют реализовывать циклические вычисления с комплексными числами, поэтому действительные и мнимые составляющие *S*-параметров обрабатывались отдельно друг от друга и на выходе преобразовывались в комплексные числа с помощью ВП "Re-Im To Complex". В результате интерполяции формировались одномерные массивы значе-

ний частоты и четырех комплексных *S*-параметров транзистора одинакового размера. Этот размер в дальнейшем определял размеры массивов всех величин, используемых при определении параметров усилителя: частоты *f*, α, Z_e, β, а также элементов матриц *A*, *S* и *T*.

По заданным *h*, *W*1–*W*6, *L*1–*L*6 и ε_r определялись ε_{re}, W_e и Z_e для отрезков МПЛ в структуре усилителя. Для определения параметров каждого из отрезков использовалась отдельная структура Formula Node, в которой для каждого значения частоты *f* также вычислялись действительные и мнимые составляющие элементов матрицы вида, исходно записанного для ЧП, представляющего отрезок линии передачи. Комплексные исходные матрицы ЧП формировались вне структур Formula Node с использованием ВП "Re-Im To Complex".

Исходные матрицы ЧП преобразуются в матрицы *T* с помощью стандартных ВП, реализующих математические операции сложения, умножения, вычитания и деления, которые обеспечивают работу с массивами комплексных чисел. Перемножение девяти матриц *T* (4) также осуществляется с помощью стандартных ВП умножения. "Сквозная" матрица *T* преобразуется в "сквозную" матрицу *S* средствами арифметических ВП. Элементы матрицы *S* представлены в формате Re-Im и могут быть преобразованы в формат "модуль–фаза" стандартными средствами LabVIEW для отображения на экране виртуального анализатора микроволновых цепей.

Результаты. Графический интерфейс программы разработан с применением бесплатного графического 3D-редактора [16]. Левая часть интерфейса (см. рис. 2) уже упоминалась. В правой части могут располагаться подробные 3D-виды объектов исследования. Пример возможной визуализации конструкции усилителя приведен на рис. 5. Следует иметь в виду, что в сравнении с реальными усилителями топология упрощена.

Работа с ВИК может выполняться по-разному. Например, можно определить топологические и иные параметры усилителя аналитическим или графоаналитическим методом [17], после чего ввести полученные данные в программу с помощью органов управления ВИК. Те же действия по определению топологических параметров можно проделать в специализированных программах, предназначенных для разработки усилителей СВЧ. Третий, наиболее интересный, путь – определить топологические параметры на основании результатов измерения размеров элементов реального усилителя.

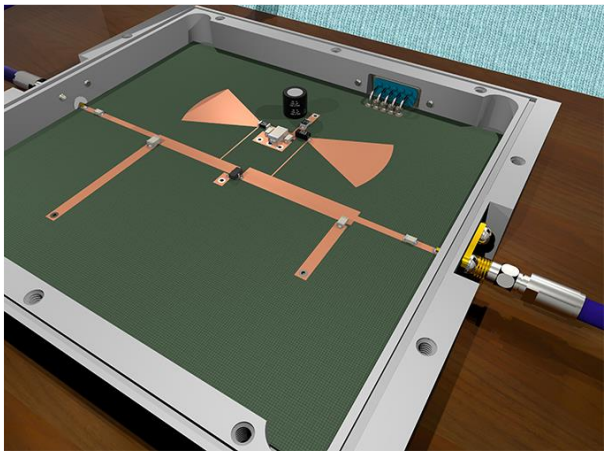

Рис. 5. Визуализация конструкции исследуемого усилителя

Fig. 5. Visualization of the design of the studied amplifier

На рис. 6 приведен результат разработки в программе Microwave Office усилителя дециметрового диапазона по схеме, представленной на рис. 1, с центральной частотой 434 МГц. Основой усилителя является транзистор КТ368, режим работы которого по постоянному току задается коллекторным напряжением 5 В и током коллектора 5 мА. Параметры $h = 1$ мм, $\varepsilon_r = 6$. Геометрические параметры МПЛ представлены в таблице.

Кривая *1* представляет частотную зависимость параметра S_{21} усилителя, спроектированного с помощью Microwave Office, кривая *2* – эту же зависимость для усилителя, проанализированного в ВИК при тех же значениях параметров. Зависимости *1* и *2* имеют очевидные отличия. Следует заметить, что для расчета основных ха-

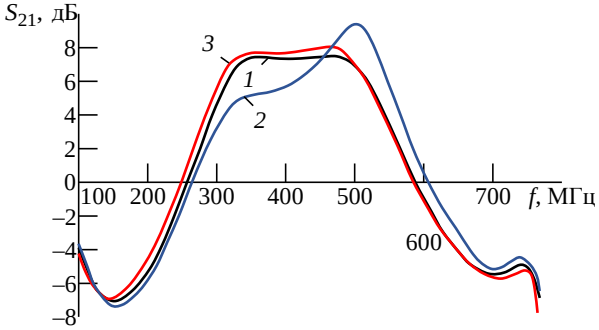

Рис. 6. Результат моделирования усилителя:
1 – в Microwave Office; *2* – в ВИК при $L_4 = 46.51$ мм;
3 – в ВИК при $L_4 = 56$ мм

Fig. 6. Amplifier simulation result: *1* – in Microwave Office;
2 – in virtual measuring complex with $L_4 = 46.51$ mm;
3 – in virtual measuring complex with $L_4 = 56$ mm

Геометрические параметры МПЛ

Geometrical parameters of microstrip lines

МПЛ/ Microstrip lines	*L*, мм	*W*, мм	МПЛ/ Microstrip lines	*L*, мм	*W*, мм
1	150	1.4469	4	46.51	4.15
2	87.112	2.78	5	16	2.88
3	178	2.9	6	150	1.4469

рактеристик отрезков линий передачи в Microwave Office и ВИК используются разные расчетные соотношения с разными точностными характеристиками, не учитываются толщины металлических проводников МПЛ и материалы, из которых они изготовлены.

Кривая *3* отображает зависимость параметра S_{21} того же усилителя, в котором длина отрезка МПЛ $L4$ установлена равной примерно 56 мм. При этом зависимости *1* и *3* весьма близки.

Обсуждение. Существующие на сегодняшний день программные средства, такие как Microwave Office, решают сходные задачи. Более того, Microwave Office обладает существенно более широким функционалом. Но следует отметить, что эта программа ориентирована в большей степени на решение задач синтеза, требует серьезных навыков работы для составления проекта и приложения заметных усилий для изменения этого проекта при необходимости изменения параметров объекта. В силу этого программа весьма громоздка, к тому же требует приобретения дорогостоящей лицензии. Ее интерфейс применительно к решаемым ВИК задачам исследования нельзя назвать дружественным.

ВИК ориентирован в большей степени на решения задач анализа – исследование. Он отличается уровнем визуализации измерительных приборов и объектов исследования в высоком разрешении, что позволяет подробно ознакомиться с измерительной установкой и объектом исследования. ВИК характеризуется простотой ввода исходных данных и изменения структуры исследуемого усилителя, обеспечивая, как и Microwave Office, возможность оптимизации параметров объекта в режиме реального времени. Он позволяет исследовать пассивные цепи при замене файла *S*-параметров транзистора файлом *S*-параметров для идеальной перемычки. Программа не требует больших вычислительных ресурсов и работоспособна на компьютере с процессором Intel Celeron 1 GHz при наличии Windows и ОЗУ объемом 256 Мбайт, как на 32-разрядных, так и на 64-разрядных компьютерах. Время анализа и построения характеристик не превышает 1 с. Несмотря на реализацию в среде LabVIEW, программа не требует лицензии, может распространяться с помощью исполняемых файлов, запускаемых на компьютере при наличии на нем соответствующего LabVIEW продукта Run-Time Engine (распространяется бесплатно). Другой вариант распространения – запуском на компьютере установочного файла, который, кроме установки программы, также устанавливает продукт LabVIEW Run-Time Engine.

Программа также применима для решения образовательных задач не только в традиционном образовательном процессе и при повышении квалификации специалистов, но и в составе современных образовательных методик, в том числе дистанционном обучении, где использование таких программ, как Microwave Office, может быть по ряду причин, некоторые из которых перечислены ранее, затруднительно.

Список литературы

1. Анализаторы цепей. URL: https://www.keysight.com/ru/pcx-x2015001/network-analyzers (дата обращения 11.05.2019).

2. Векторные анализаторы цепей. URL: https://www.rohde-schwarz.com/ru/products/test-and-measurement/network-analyzers/pg_overview_64043.html (дата обращения 11.05.2019).

3. Rosenberger Product Catalog. URL: https://catalog.rosenberger.com (дата обращения 11.05.2019).

4. Cables. URL: https://ecatalog.hubersuhner.com/category/E-Catalog/Radio-frequency/Cables (дата обращения 11.05.2019).

5. Virtual Analyzer – виртуальный измерительный комплекс. Ч. 1. URL: https://www.rlocman.ru/review/article.html?di=148576 (дата обращения 11.05.2019).

6. Виртуальные стенды и лаборатории. URL: http://labstand.ru/virtualnye_stendy (дата обращения 11.05.2019).

7. Никольский В. В., Никольская Т. А. Декомпозиционный подход к задачам электродинамики. М.: ЛЕНАНД (URSS), 2019. 304 с.

8. Microwave Devices, Circuits and Subsystems for Communications Engineering / ed. by I. A. Glover, S. R. Pennock, P. R. Shepherd. New York: John Wiley & Sons, 2005. 531 p. doi: 10.1002/0470012757

9. Edwards T. C., Steer M. B. Foundations of Interconnect and Microstrip Design**.** 3rd ed. New York: John Wiley & Sons, 2000. 512 p. doi: 10.1002/9781118894514

10. David Pozar. Microwave Engineering. 4th ed. New York: John Wiley & Sons, 2011. 752 p.

11. Travis J., Kring J. LabVIEW for Everyone: Graphical Programming Made Easy and Fun. 3rd ed. Crawfordsville: Prentice Hall, 2007. 1236 p.

12. Половко А. М., Бутусов П. Н. Интерполяция. Методы и компьютерные технологии их реализации. СПб.: БХВ-Петербург, 2004. 320 с.

13. LabVIEW 2018 Help. Formula nodes. URL: http://www.ni.com/pdf/manuals/371361r.zip (дата обращения 11.05.2019).

14. Евдокимов Ю., Линдваль В., Щербаков Г. LabVIEW для радиоинженера. От виртуальной модели до реального прибора. М.: ДМК Пресс, 2010. 400 с.

15. Блюм П. LabVIEW: стиль программирования / пер. с англ. под ред. П. Михеева. М.: ДМК Пресс, 2008. 400 с.

16. SweetHome3D. URL: http://www.sweethome3d.com (дата обращения 11.05.2019).

17. Steer M. Microwave and RF Design: A Systems Approach. 2nd ed. N. C.: SciTech Publishing, 2013. 1194 p.

Информация об авторе

Тупицын Александр Дмитриевич – кандидат технических наук (1993), доцент (1997) кафедры радиотехнической электроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 30 научных работ. Сфера научных интересов – вакуумная и плазменная электроника; микроволновая техника; полупроводниковая схемотехника.
Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия
E-mail: talexandert@yandex.ru
https://orcid.org/0000-0003-1058-8306

References

1. Network analyzers. Available at: https://www.keysight.com/ru/pcx-x2015001/network-analyzers (accessed 11.05.2019). (In Russ.)

2. Vector Network Analyzers. Available at: https://www.rohde-schwarz.com/ru/products/test-and-measurement/network-analyzers/pg_overview_64043.html (accessed 11.05.2019). (In Russ.)

3. Rosenberger Online Product Catalog. Available at: https://catalog.rosenberger.com/ (accessed 11.05.2019).

4. Cables. Available at: https://ecatalog.hubersuhner.com/category/E-Catalog/Radio-frequency/Cables (accessed 11.05.2019).

5. Virtual Analyzer – Virtual Measuring Complex. Pt. 1. Available at: https://www.rlocman.ru/review/article.html?di=148576 (accessed 11.05.2019). (In Russ.)

6. Virtual Stands and Laboratories. Available at: http://labstand.ru/virtualnye_stendy (accessed 11.05.2019). (In Russ.)

7. Nikolsky V. V., Nikolskaya T. A. *Dekopozitsionnyi podhod k zadacham elektrodinamiki* [Decomposition Approach to Problems of Electrodynamics]. Moscow, LENAND (URSS), 2019, 304 p. (In Russ.)

8. Microwave Devices, Circuits and Subsystems for Communications Engineering. Ed. by I. A. Glover, S. R. Pennock, P. R. Shepherd. New York, John Wiley & Sons, 2005, 531 p. doi: 10.1002/0470012757

9. Edwards T. C., Steer M. B. Foundations of Interconnect and Microstrip Design. 3rd ed. New York, John Wiley & Sons, 2000, 512 p. doi: 10.1002/9781118894514

10. David Pozar. Microwave Engineering. 4th ed. New York, John Wiley & Sons, 2011, 752 p.

11. Travis J., Kring J. LabVIEW for Everyone: Graphical Programming Made Easy and Fun. 3rd ed. Crawfordsville, Prentice Hall, 2007, 1236 p.

12. Polovko A. M,. Butusov P. N. *Interpoliatsiya. Metody i kompiuternye tehnologii ih realisazii* [Interpolation. Methods and Computer Technologies of Implementation]. SPb, *BHV-Peterburg*, 2004, 320 p. (In Russ.)

13. LabVIEW 2018 Help. Formula nodes. Available at: http://www.ni.com/pdf/manuals/371361r.zip (accessed 11.05.2019).

14. Evdokimov Y., Lindval V., Scherbakov G. *LabVIEW dlya radioinzhenera. Ot virtualnoi modeli do realnogo pribora* [LabVIEW for Radioengineer. From Virtual Model to Real Device]. Moscow, DMK, 2010, 400 p. (In Russ.)

15. Blume P. The LabVIEW Style Book. 1st ed. New Jersey, Prentice hall, 2007, 400 p.

16. SweetHome3D. Available at: http://www.sweethome3d.com (accessed 11.05.2019).

17. Steer M. Microwave and RF Design: A Systems Approach. 2nd ed. North Carolina, SciTech Publishing, 2013, 1194 p.

Information about the author

Alexander D. Tupitsyn, Cand. Sci. (Eng.) (1993), Associate Professor (1997) of the Microwave Electronics Department of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 30 scientific publications. Area of expertise: vacuum and plasma electronics; microwave techniques; semiconductor circuitry.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov Str., St Petersburg 197376, Russia
E-mail: talexandert@yandex.ru
https://orcid.org/0000-0003-1058-8306