

УДК 621.396.967

DOI: [10.26102/2310-6018/2021.33.2.022](https://doi.org/10.26102/2310-6018/2021.33.2.022)

Разработка выходного усилителя мощности радиолокационной системы

В.С. Коновалова^{1,2}, А.А. Сергеев²

¹ Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Российская Федерация

² Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Национальный исследовательский университет ИТМО», Санкт-Петербург, Российская Федерация

Резюме: В настоящее время во всех странах уделяется самое серьезное внимание безопасности воздушных перелетов, что вызвано повышением объемов перевозок, обновлением авиапарка и смену поколений специалистов, обслуживающих и разрабатывающих новую авиационную технику. Одним из важнейших элементов обеспечения безопасности является работа системы бортового радиоэлектронного оборудования, предназначенного для обнаружения разнообразных объектов. В данной статье рассматривается разработка одного из элементов данной системы – усилителя мощности импульсной радиолокационной системы с заданными параметрами входной и выходной мощности ($P_{\text{вых}} = 1$ кВт, при $P_{\text{вх}} = 1$ Вт). Снижение количества каскадов усиления, а соответственно и минимизация стоимости устройства, достигается за счет использования при проектировании усилителя мощности связки металл-окись-полупроводниковых и биполярных транзисторов. При разработке принципиальной электрической схемы, кроме требований по мощности, также учитывались стоимостные и массогабаритные показатели конструктивных элементов. Для рассчитанного усилителя мощности разработана принципиальная схема, произведен выбор элементной базы, обоснован и осуществлен выбор подложки печатной платы, произведен расчет согласующих цепей и разработана конструкция усилителя мощности. Предложенная конструкция полностью обеспечивает требуемые показатели сигнала на выходе.

Ключевые слова: радиолокационная система, усилитель мощности, вторичная радиолокация, радиоэлектронное оборудование, управление воздушного движения, печатная плата, микрополосковая линия.

Для цитирования: Коновалова В.С., Сергеев А.А. Разработка выходного усилителя мощности радиолокационной системы. *Моделирование, оптимизация и информационные технологии*. 2021;9(2). Доступно по: <https://moitvvt.ru/ru/journal/pdf?id=963> DOI: 10.26102/2310-6018/2021.33.2.022

Radar system power output amplifier development

V.S. Konovalova^{1,2}, A.A. Sergeev²

¹ Saint Petersburg Electrotechnical University 'LETI', St. Petersburg, Russian Federation,
² Saint-Petersburg National Research University of Information Technologies, Mechanics and Optics, St. Petersburg, Russian Federation

Abstract: The possibility of a power amplifier development for a pulsed radar system with specified input and output power parameters ($P_{\text{in}} = 1$ kW, with $P_{\text{out}} = 1$ W) is considered. Reducing the number of amplification stages and consequently minimizing the cost of the device is achieved by using a bunch of metal-oxide-semiconductor and bipolar transistors in the design of the power amplifier. When

developing the basic electrical circuit, in addition to the power requirements, the cost, weight, and structural elements size indicators were also taken into account. For the calculated power amplifier, a schematic diagram was developed, the element base was selected, the printed circuit board substrate was selected, the matching circuits were calculated, and the power amplifier design was developed. The proposed design fully provides the required output signal parameters.

Keywords: radar system, power amplifier, secondary radar location, radio-electronic equipment, air traffic control, printed board, microstrip line

For citation: Konovalova V.S., Sergeev A.A. Development of the radar system output power amplifier. *Modeling, Optimization and Information Technology*. 2021;9(2). Available from: <https://moitvvt.ru/ru/journal/pdf?id=963> DOI: 10.26102/2310-6018/2021.33.2.022 (In Russ).

Введение

Вопросам безопасности воздушных перелетов во всех странах уделяется самое серьезное внимание. Безопасность полетов представляет собой «состояние авиационной транспортной системы, при котором риск причинения вреда лицам или нанесения ущерба имуществу снижен до приемлемого уровня и поддерживается на этом, либо более низком уровне посредством непрерывного процесса выявления источников опасности и контроля факторов риска» [1]. Контроль безопасности полетов должен учитывать стремительное увеличение объемов перевозок, обновление авиапарка и смену поколений специалистов, обслуживающих и разрабатывающих новую авиационную технику. Из сказанного следует, что возможность обеспечения безопасности полетов [2] определяется успешным решением огромного комплекса организационных и технических задач, стоящих перед специалистами, занятыми в самых разнообразных сферах деятельности [3]. Следует отметить, что вопросы разработки современной аппаратуры, способствующей решению поставленной задачи, играют далеко не последнюю роль. Так, например, нельзя не отметить важности эффективной работы системы бортового радиоэлектронного оборудования, предназначенной для обнаружения разнообразных объектов (воздушных, морских, наземных) методами радиолокации, а также предоставления информации о дальности нахождения упомянутых объектов, их размерах и параметрах движения. Высокие требования предъявляются и к системам наземного базирования, в задачу которых входит своевременное оповещение самолетов, выполняющих плановые полеты, о ситуациях, представляющих для них потенциальную угрозу. В данном случае для обеспечения безопасности полета сопровождаемых авиационных объектов также используются радиолокационные методы получения информации. Таким образом, можно утверждать, что применение радиолокационных средств, позволяющих предотвращать аварийные ситуации в воздухе, позволяет существенно повышать безопасность авиаперелетов.

Создание новых радиолокационных станций (РЛС), соответствующих всем требованиям сегодняшнего дня, а также замена ими существующих, является чрезвычайно дорогостоящим мероприятием даже для наиболее развитых стран. В связи с этим высокую актуальность приобретает обеспечение возможности модернизации ныне действующих РЛС. В этом случае осуществление модернизации может предполагать замену наиболее дорогостоящих узлов новыми, разработанными в соответствии с самыми современными требованиями к ним. Одним из таких конструктивных элементов является выходной усилитель мощности в излучающем тракте РЛС. Расчету и проектированию данного блока посвящена настоящая работа. Авторами рассмотрена возможность разработки усилителя мощности импульсной РЛС

с выходной мощностью сигнала 1 кВт при входной мощности сигнала 2 Вт, с рабочей частотой – $1030 \pm 0,1$ МГц.

Разработка принципиальной схемы усилителя мощности, выбор элементной базы

Наиболее дорогостоящими элементами усилителя мощности импульсной РЛС являются активные элементы (транзисторы). В процессе их выбора при построении схемы усилителя мощности рассматривались элементы зарубежных и отечественных производителей. Требование, предъявляемое к суммарному усилению сигнала по мощности, выраженное в децибелах, равняется $G = P_{\text{ВЫХ}} - P_{\text{ВХ}} = 60 - 33 = 27$ дБ, где $P_{\text{ВЫХ}}$ – выходная мощность сигнала (дБ), $P_{\text{ВХ}}$ – входная мощность сигнала (дБ).

Естественным стремлением разработчиков, при анализе данных, было получить меньшее количество каскадов усиления, для минимизации суммарной стоимости устройства. Подобная тактика означает уменьшение массо-габаритных показателей блока усиления мощности, упрощение процесса изготовления и настройки устройства.

В результате анализа было принято решение об использовании связки транзисторов LDMOS MRF6V12250HR3 (Freescale Semiconductor) и БТ IB1011S1000 (Integra Technologies), работающих при типовом значении напряжения питания равном 50 В и обеспечивающих суммарный номинальный коэффициент усиления по мощности

$$G_{\text{НОМ}} = 20,3 + 9,8 = 30,2 \text{ дБ.}$$

Подобный выбор удовлетворяет указанным выше требованиям. Несмотря на то, что данные транзисторы проигрывают отечественным приборам по стоимости единицы изделия, в то же время они превосходят последние как по показателям надежности, статичности параметров и разбросу характеристик, так и по коэффициенту усиления и коэффициенту полезного действия (КПД). Это позволяет построить схему с меньшим количеством транзисторных каскадов усиления [4, 5]. Кроме того, в устройствах подобного класса первостепенным критерием оценки является именно надежность системы, а использование в схеме элементов ведущих западных производителей зачастую является важным требованием со стороны заказчика при производстве на экспорт систем управления воздушным движением (УВД). Выбранные транзисторы разработаны и оптимизированы для работы на частоте $f = 1030$ МГц.

Структурная схема усилителя на выбранных транзисторах представлена на Рисунке 1. На рисунке приняты следующие обозначения: VT1 – MRF6V12250HR; VT2 – IB1011S1000; СЦ1-СЦ4 – согласующие цепи; ЦС1, ЦС2 – цепи смещения; ЦП1, ЦП2 – цепи питания; АтГ – аттенюатор для обеспечения на входе второго транзистора номинальной требуемой входной мощности, согласно его техническим характеристикам. Для подавления гармоник несущего сигнала на выходе усилителя стоит фильтр. Согласующие цепи служат для преобразования комплексных входных и выходных сопротивлений транзисторов, работающих в активном режиме, в стандартное активное сопротивление передатчика $R = 50$ Ом. Цепи смещения и питания обладают фильтрующими свойствами и служат для предотвращения потерь мощности высокочастотных (ВЧ) колебаний через цепи источника питания и источника смещения транзисторов. Смещение транзисторов для обеспечения меньшего уровня нелинейных искажений осуществляется сигналами с платы управления мощностью. Так как данные по смещению транзистора VT2 отсутствуют в технической документации на него, оптимальная величина смещающего тока $I_{\text{см2}}$ определена эмпирическим путем.

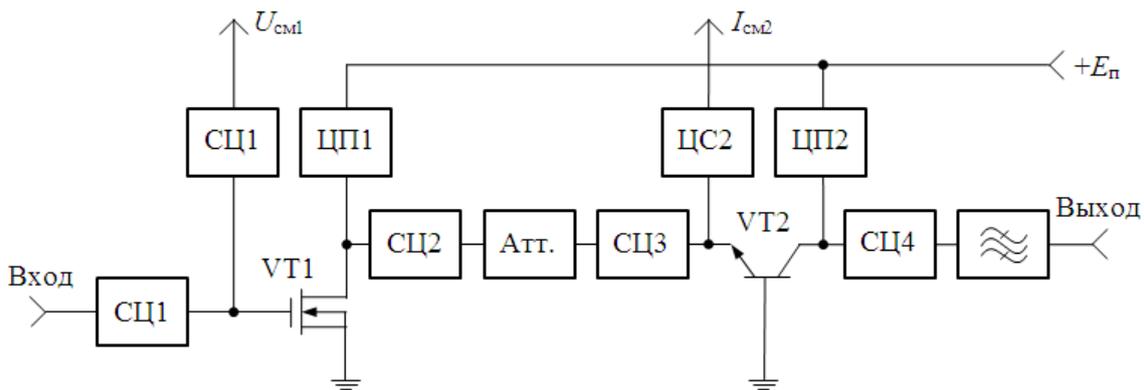


Рисунок 1 – Структурная схема усилителя мощности
 Figure 1 – Block diagram of a power amplifier

Выбор подложки микрополосковой платы

Подложка, являясь основным элементом печатной платы (ПП), а также несущей конструкцией гибридных интегральных схем (ГИС) должна:

- обладать малыми диэлектрическими потерями, достаточно большой величиной эквивалентной диэлектрической проницаемости ϵ_r и постоянством ее значения в широком диапазоне частот и температур;
- иметь хорошее сцепление с проводящим слоем;
- быть химически стойкой, механически прочной, однородной по составу;
- допускать механическую обработку – резание, сверление, полировку до 12-14 класса шероховатости (среднее арифметическое отклонение составляет 0,04-0,01 мкм);
- обладать теплопроводностью, достаточной для устранения самоперегрева компонентов и элементов ГИС.

При выборе подложки рассмотрены следующие производители: Rogers, Arlon, Poliflon, Taconic и Neltec. При проведении детального анализа продукции данных производителей, выбор был остановлен на продукции компании Rogers из материала RO3010 с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 10,2$ и значением тангенса угла диэлектрических потерь 0,0023 [6]. Большое значение диэлектрической проницаемости подложки позволило построить микрополосковые устройства более компактных размеров, чем в случае меньших значений ϵ , что в целом привело к уменьшению габаритов всего устройства. Кроме того, материал обладает высокой термостабильностью и коэффициентом теплового расширения (КТР), близкий по значению к КТР меди, при стоимости в несколько раз ниже по сравнению, например, с RT/duroid 6000. Для обеспечения механической прочности микрополосковой платы толщина пластины выбрана равной 1,28 мм. Выбор данной толщины определялся стандартом производителя и достаточной механической прочностью к изломам [6].

Расчет согласующих цепей

Построение согласующих цепей осуществлено с использованием четвертьволнового трансформатора, выполненного на отрезке микрополосковой линии (МПЛ). При этом отрезок линии длиной $\lambda_l/4$, где λ_l – длина волны в линии, и характеристическим сопротивлением Z_0 преобразует сопротивление Z_1 на одном конце четвертьволнового трансформатора в сопротивление Z_2 на другом его конце, согласно следующему правилу:

$$\frac{Z_1}{Z_0} = \frac{Z_0}{Z_2}. \quad (1)$$

Тогда $Z_0 = \sqrt{Z_1 \times Z_2}$ и $Z_2 = \frac{Z_0^2}{Z_1}$. (2)

Длина волны в линии рассчитывается по следующей формуле

$$\lambda_n = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (3)$$

где $\lambda_0 = \frac{c}{f}$ – длина волны в свободном пространстве; c – скорость света в вакууме; f – частота ВЧ сигнала.

Эквивалентная диэлектрическая проницаемость МПЛ [7]:

$$\epsilon_r = \frac{1}{2} \left(1 + \epsilon + \frac{\epsilon - 1}{\sqrt{1 + 10 \frac{h}{w}}} \right), \quad (4)$$

где ϵ – диэлектрическая проницаемость подложки МПЛ (для RO3010 $\epsilon = 10,2$); h – толщина подложки (в данном случае $h = 1,28$ мм); w – ширина МПЛ.

Максимальная средняя мощность в МПЛ равна $\bar{P} = \frac{100K_t \Delta t^\circ}{\alpha} \cdot \frac{w}{h}$, где K_t – коэффициент теплопроводности подложки; Δt° – допускаемый перегрев МПЛ относительно подложки; α – потери в подложке $\left(\alpha = 27,3 \frac{\epsilon}{\epsilon - 1} \cdot \frac{\epsilon_r - 1}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{\text{tg}(\delta)}{\lambda} \right)$, $\text{tg}(\delta)$ – тангенс диэлектрических потерь подложки (для RO3010: $\text{tg}(\delta) = 0,0023$).

При расчете ширина полоски, ее допустимый перегрев и максимальная средняя мощность выбраны равными: $w = 1$ мм, $\Delta t^\circ = 50^\circ$ и $\bar{P}_{\text{max}} = 5,7 \cdot 10^8$ Вт.

Характеристическое сопротивление МПЛ рассчитано по следующей формуле [7]:

$$Z = \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{2(1+\epsilon_r)}} \ln \left(1 + \frac{4h}{w_{\text{эфф}}} \left[\frac{14 + \frac{8}{\epsilon_r}}{11} \frac{4h}{w_{\text{эфф}}} + \sqrt{\left(\frac{14 + \frac{8}{\epsilon_r}}{11} \frac{4h}{w_{\text{эфф}}} \right)^2 + \pi^2 \frac{1 + \frac{1}{\epsilon_r}}{2}} \right] \right), \quad (5)$$

где $w_{\text{эфф}}$ – эффективная ширина полоски

$$w_{\text{эфф}} = w + t \frac{1 + \epsilon_r^{-1}}{2\pi} \ln \left(4e \left[\left(\frac{t}{h} \right)^2 + \left(\frac{1}{\pi \frac{w}{t} + 11/10} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \right), \quad (6)$$

где t – толщина МПЛ. Данная формула справедлива для случаев:

- 1) $w \gg h$ при любых ϵ ;
- 2) $w \ll h$ при $\epsilon=1$;
- 3) $w \ll h$ при $\epsilon \gg 1$;

и дает погрешность не более 2 %.

Расчет согласующих цепей СЦ1-СЦ4

Согласно техническим характеристикам транзистора MRF6V12250HR его входное сопротивление равно $Z_{вх} = 4,68 - 3,26j$ (j – мнимая единица). Ширина вывода затвора транзистора составляет $12,57 \div 12,83$ мм. Ширина отрезка МПЛ, к которой будет припаян транзистор, выбрана равной $w_1 = 15$ мм. Тогда, согласно формулам (5) и (6), $Z_{01} = 8,555$ Ом. По формулам (3), (4) определена величина $\lambda_{п1}/4 = 24$ мм. Следовательно, такой четвертьволновый трансформатор будет преобразовывать входное сопротивление транзистора VT1 $Z_{вх}$ в сопротивление $Z_2 = (8,555)^2 / (4,68 - 3,26j) = 10,53 + 7,34j$ Ом.

Для компенсации реактивной составляющей применен конденсатор с емкостью [8]:

$$C = \frac{1}{2\pi fX}, \quad (7)$$

где X – реактивная составляющая сопротивления Z_2 , f – частота гармоник несущего сигнала ($f = 1030$ МГц). Емкость рассчитанного конденсатора составила: $C_1 = 21$ пФ. Из стандартных значений емкости серийно выпускаемых конденсаторов подобран наиболее близкий номинал – 22 пФ.

Характеристическое сопротивление четвертьволнового трансформатора Z_{02} , необходимого для преобразования сопротивления $Z_2^* = 10,53$ Ом в стандартное сопротивление тракта передатчика $R = 50$ Ом, рассчитывалось по формуле (2):

$$Z_{02} = \sqrt{10,53 \cdot 50} = 22,95 \text{ Ом.}$$

Такое характеристическое сопротивление имеет четвертьволновый отрезок МПЛ шириной $w_2 = 4,35$ мм и длиной $\lambda_{п2}/4 = 26$ мм.

Аналогично были рассчитаны согласующие цепи СЦ2, СЦ3 и СЦ4. Параметры элементов этих согласующих цепей представлены в Таблице 1.

Таблица 1 – Параметры элементов согласующих цепей
Table 1 – Parameters of matching circuit elements

Цепь	Первый четвертьволновый трансформатор ($w * x$), мм	Величина емкости конденсатора, пФ	Второй четвертьволновый трансформатор ($w * x$), мм
СЦ1	15 * 24	22	4,35 * 26
СЦ2	15 * 24	22	3,15 * 26
СЦ3	3,6 * 26	1200	25 * 24
СЦ4	25 * 24	8,2	1,85 * 27

Расчет цепей смещения и цепей питания

Для предотвращения потерь мощности ВЧ колебаний через цепи источника питания и источника смещения транзисторов необходимо, чтобы цепи ЦС1,2 и ЦП1,2 не пропускали колебания с частотой f и при этом создавали в линии малые отражения сверхвысокочастотной (СВЧ) волны от образовавшейся неоднородности. Для этого используются два близкорасположенных четвертьволновых отрезка линии передачи с большим характеристическим сопротивлением [9]. Ширину отрезков выбрана равной $w = 1$ мм. Тогда, согласно (3), длина отрезков $x = \lambda_{п}/4 = 28$ мм.

При разработке усилителя мощности было предусмотрено включение в цепях питания и смещения фильтрующих конденсаторов для сглаживания пульсаций напряжения источника питания, возникающих во время открытия транзисторов под воздействием входного импульса возбудителя, и для предотвращения действия различных наведенных токов и напряжений. Согласно рекомендациям в технической документации на полупроводниковые приборы выбраны количество и номиналы конденсаторов, а именно: 33 пФ и 2,2 мкФ (АТС) для цепей смещения и 33 пФ, 2,2 мкФ (АТС) и 470 мкФ (Multicomp) для цепей питания. [9] Использовалось по одному конденсатору указанных номиналов на соответствующую цепь.

Разработка конструкции усилителя мощности

Элементы усилителя мощности размещены на ПП как показано на Рисунке 2. Размер ПП был выбран равным 73х63 мм. Проектирование и разводка платы выполнена в среде Multisim 14. [10]

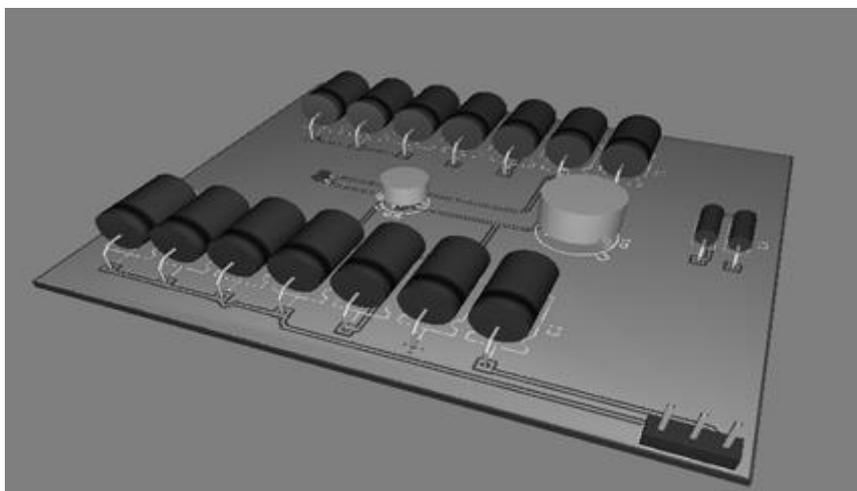


Рисунок 2 – Конструкция усилителя мощности
Figure 2 – The design of the power amplifier

Оборотная сторона платы усилителя представлена на Рисунке 3.

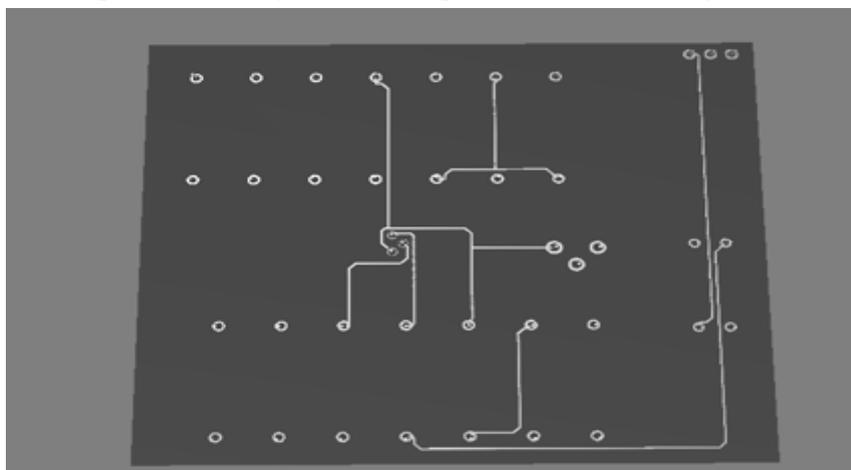


Рисунок 3 – Конструкция усилителя мощности (обратная сторона)
Figure 3 – Power amplifier design (reverse side)

Заключение

Таким образом, в работе спроектирован усилитель мощности импульсной РЛС, с подобранной для него элементной базой и подложкой. Усилитель мощности обеспечивает выходную мощность $P_{\text{вых}} = 1$ кВт, при входной $P_{\text{вх}} = 2$ Вт, работает на частоте $1030 \pm 0,1$ МГц с применением амплитудной модуляции. Разработанный усилитель мощности можно использовать в РЛС управления воздушным движением.

ЛИТЕРАТУРА

1. Государственная программа обеспечения безопасности полетов воздушных судов гражданской авиации (утв. распоряжением Правительства РФ от 6 мая 2008 т. № 641-р). Доступно по: <http://docs.cntd.ru/document/902100692> (Дата обращения: 14.04.2021)
2. Зубков Б.В., Прозоров С.Е. Безопасность полётов: учебник. 2012:451.
3. Гандер Д.В., Алексеенко М.С. Безопасность авиационных полетов с позиций системного подхода. *Транспортный вестник*. 2017;2:32-45.
4. Сколник М.И. Справочник по радиолокации (в 2 книгах). 2015:528.
5. Горелик Г.С., Левин М.Л. Радиолокация. 1948:40.
6. Сайт фирмы Rogers Corporation. Доступно по: <http://www.rogerscorp.com> (Дата обращения: 14.04.2021).
7. Дмитриенко Г.В. Проектирование полосковых устройств СВЧ: *Учебное пособие*. 2001:129.
8. Волович Г.И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств (4-е издание). 2018:638.
9. Полонников Д.Е. Операционные усилители: принципы построения, теория, схемотехника. 1983:216.
10. Проектирование электронных устройств в Multisim 14.0. Доступно по: <https://cxem.net/comp/comp205.php> (Дата обращения: 14.04.2021).

REFERENCES

1. State program for ensuring the safety of civil aviation aircraft (approved by the order of the Government of the Russian Federation of May 6, 2008, No. 641-r). Available at: <http://docs.cntd.ru/document/902100692> (accessed 14.04.2021). (In Russ)
2. Zubkov B.V., Prozorov S.E. Flight safety: textbook. 2012:451. (In Russ)
3. Gander D.V., Alekseenko M.S. Aviation safety from the standpoint of a systematic approach *Transport Bulletin*. 2017;2:32-45. (In Russ)
4. Skolnik M. Radar Handbook. 2008:1328.
5. Gorelik G.S., Levin M.L. Radiolocation. 1948:40. (In Russ)
6. Site of Rogers Corporation. Available at: <http://www.rogerscorp.com> (accessed 14.04.2021). (In Russ)
7. Dmitrienko G.V. Design of microwave stripline devices: *Textbook*. 2001:129. (In Russ)
8. Volovich G.I. Circuitry of analog and analog-digital electronic devices. (4th edition). 2018:638. (In Russ)
9. Polonnikov D.Ye. Operational amplifiers: principles of construction, theory, circuitry. 1983:216. (In Russ).
10. Design of electronic devices in Multisim 14.0. Available at: <https://cxem.net/comp/comp205.php> (accessed 14.04.2021).

ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРАХ/ INFORMATION ABOUT THE AUTHORS

Коновалова Вера Сергеевна, к.т.н., доцент, ФГАОУ ВО Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ», доцент ФГАОУ ВО «Национальный исследовательский университет ИТМО», Санкт-Петербург, Российская Федерация.

e-mail: konovalova_vs@radar-mms.com

ORCID: [0000-0002-4966-2457](https://orcid.org/0000-0002-4966-2457)

Vera S. Konovalova, Candidate Of Technical Sciences, Associate Professor, Saint Petersburg Electrotechnical University 'LETI', Associate Professor, Saint-Petersburg National Research University Of Information Technologies, Mechanics And Optics, St. Petersburg, Russian Federation.

Сергеев Алексей Александрович, магистрант, ФГАОУ ВО «Национальный исследовательский университет ИТМО», Санкт-Петербург, Российская Федерация.

e-mail: aassergeev19@yandex.ru

Aleksey A. Sergeev, Undergraduate, Saint-Petersburg National Research University Of Information Technologies, Mechanics And Optics, St. Petersburg, Russian Federation.