Научная статья
URL: https://trudymai.ru/published.php?ID=189691
EDN: https://www.elibrary.ru/LRZYOF

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ КОСМИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА РАБОТУ РАДИОТРАКТА СПУТНИКОВОГО РЕТРАНСЛЯТОРА

Ю.С. Русов✉, П.П. Куренков, Г.И. Афанасьев

Московский Государственный Технический Университет имени Н.Э. Баумана,

г. Москва, Россия

✉ rusovjus@bmstu.ru

Цитирование: Русов Ю.С., Куренков П.П., Афанасьев Г.И. Моделирование влияния космического излучения на работу радиотракта спутникового ретранслятора // Труды МАИ: электрон. журнал. № 150. URL: https://trudymai.ru/published.php?ID=189691

Аннотация. В работе рассмотрены две схемы построения передающего тракта бортового ретранслятора системы спутниковой связи. Одна из схем содержит в своей основе программно-определяемое устройство, а другая выполнена на базе дискретных СВЧ компонентов. Предложена математическая модель, позволяющая моделировать прохождение сигнала через радиотракт при различных вариантах его построения. Для учёта влияние ионизирующего космического излучения в модель введены коэффициент мгновенной шумовой модуляции, связанный с появление фликкер-шума, и коэффициент, определяющий отклонение параметров диэлектриков при накопленной ионизации. Исследовано изменение формы сигнала на выходе тракта при различных отклонениях параметров диэлектрических материалов под воздействием ионизирующего излучения.

Ключевые слова: система спутниковой связи; бортовой ретранслятор; программно-определяемое радио; суммарная накопленная ионизирующая доза; модуль вектора ошибки.

MODELING THE INFLUENCE OF COSMIC RADIATION ON THE OPERATION OF A SATELLITE REPEATER RADIO PATH

Yu.S. Rusov✉, P.P. Kurenkov, G.I. Afanasyev

Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia

✉ rusovjus@bmstu.ru

Citation: Rusov Yu.S., Kurenkov P.P., Afanasyev G.I. Modeling the influence of cosmic radiation on the operation of a satellite repeater radio path // Trudy MAI. 2026. No. 150. (In Russ.). URL: https://trudymai.ru/published.php?ID=189691

Abstract. This paper examines two transmission path designs for an onboard repeater in a satellite communications system. One is based on a software-defined device, while the other is implemented using discrete microwave components. A mathematical model is proposed for simulating signal propagation through the radio path for various path configurations. To account for the effects of ionizing cosmic radiation, the model includes an instantaneous noise modulation coefficient associated with the occurrence of flicker noise and a coefficient determining the deviation of dielectric parameters due to accumulated ionization. The change in the signal shape at the path output for various deviations in dielectric material parameters under the influence of ionizing radiation is studied.

Keywords: satellite communication system; onboard repeater; software-defined radio; total ionizing dose, error vector magnitude.

Введение

В современном мире спутниковые системы связи (ССС) играют большую роль в различных сферах жизни человека, обеспечивая высокоскоростную, стабильную и легкодоступную связь. Применение в таких системах современной элементной базы дает возможность улучшать энергетические и массогабаритные характеристики бортовых ретрансляторов, что является актуальной задачей. Для создания низкоорбитальных скоплений в радиотрактах современных космических аппаратов (КА) предлагается применять программно-определяемое радио (Software Defined Radio, SDR) [1]. Одним из его преимуществ является возможность изменять прошивку SDR и параметры компонентов тракта во время эксплуатации, а также возможность уменьшения массогабаритных

характеристик всего КА. За счёт наличия в составе SDR программируемой логической интегральной схемы имеется возможность проводить адаптивную обработку сигнала в зависимости от состояния внешней среды или требуемых стандартов связи [2]. Однако, при применении новых технологий появляется потребность в оценке и сравнении результатов работы с уже существующими решениями и целесообразности применения новых подходов.

Ретранслятор является сложным устройством, в связи с чем требуется комплексный подход для оценки его качественных показателей. Обычно анализ предлагаемых решений происходит раздельно. При этом цифровая обработка сигнала моделируется с использованием линеаризованных идеализированных моделей [3]. При моделировании прохождения сигнала через компоненты могут не учитываться искажения, которые возникают при распространении в линиях передачи [4]. Элементы, через которые проходит сигнал, могут представляться в виде узлов с заранее известными параметрами рассеяния [5-6]. Подобное представление способно привести к результатам, отличающимся от экспериментально полученных. Поэтому необходимо проводить комплексное сквозное моделирование, позволяющее учесть различные факторы, влияющие на передаваемый сигнал. Одним из таких факторов является космическое излучение, воздействующее на КА на орбите Земли.

Аппараты, находящиеся на высотах радиационных поясов Земли, подвергаются действию ионизирующего излучения за счёт удерживаемых внутри поясов частиц. Это в свою очередь выражается в проявлении одиночных радиационных эффектов и суммарной поглощённой дозы ионизации (Total Ionizing Dose, TID) [7]. TID приводит к необратимым изменениям в свойствах диэлектрических материалов, на базе которых произведены микросхемы и печатные платы. Чаще всего это выражается в изменении диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь [8, 9].

Цель работы – проанализировать влияние накапливаемого радиационного воздействия на параметры материалов и создать модель, позволяющую исследовать распространение радиосигнала в радиотракте ретранслятора с учетом воздействия космического ионизирующего излучения.

Постановка задачи и методы расчёта модели

В работе ставится задача построения математической модели радиотракта, позволяющей получать временные реализации выходного сигнала с учётом воздействия накопленного ионизирующего излучения.

Для расчёта распространения электромагнитной волны в радиотракте передатчика ССС используются численные методы. В частности, при распространении волны в микрополосковых линиях используется метод конечного интегрирования.

Для учёта энергетических соотношений связь напряжения и мощности волны может быть записана в виде (1).

$$\sqrt{W} = \frac{U}{\sqrt{R}}. \quad (1)$$

Электродинамический анализ активных компонентов дискретной СВЧ сборки сводится к численному интегрированию системы дифференциальных уравнений, описывающих поведение сосредоточенных RLC-компонентов.

Моделирование тракта на базе интегрального решения Analog Devices выполняется методом поведенческого моделирования, основанным на базе аппроксимации передаточных характеристик устройства, измеренных производителем и верифицированных для *S* параметров, нелинейных искажений и шумовых параметров.

Для линейной однородной линии спектр выходного сигнала связан со спектром входного сигнала согласно выражению (2).

$$y(f) = x(f)H(f), \quad (2)$$

где $y(f)$ – спектр выходного сигнала, $x(f)$ – спектр входного сигнала, $H(f)$ – передаточная функция.

Для линии передачи с потерями передаточная функция определяется комплексным коэффициентом распространения (3)

$$H(f) = e^{-\gamma(f)L} = e^{-\alpha(f)L}e^{-j\beta(f)L}, \quad (3)$$

где L – длина линии, $\gamma(f) = \alpha(f) + j\beta(f)$ – комплексный коэффициент распространения, $\alpha(f)$ – коэффициент затухания, $\beta(f)$ – коэффициент фазы.

В первом приближении, коэффициенты, представленные в формуле (3), могут быть описаны согласно выражению (4):

$$\beta(f)=\frac{2\pi f}{c}\sqrt{\varepsilon},\ \alpha(f)\approx\frac{\beta(f)}{2}\tan\delta, \tag{4}$$

где ε – относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика, $\tan\delta$ – тангенс угла электрических потерь диэлектрика.

В процессе накопления ионизации под воздействием космического излучения в диэлектрике образуются дырочные ловушки и обрывные связи в объёме и на границах раздела. Такое воздействие в первую очередь выражается в изменении свойств и параметров диэлектрика, например, значения диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь. Максимальное допустимое отклонение параметра, когда материал ещё считается пригодным к использованию, описано в [10]. Для имитации накопления TID в линии передачи электромагнитных волн предлагается использовать безразмерный коэффициент k_{TID}, определяющий значение отклонения параметров диэлектрика при накопленной ионизации, которые находятся в пределах, допускаемых при эксплуатации. k_{TID} учитывается в выражениях (5):

$$\varepsilon=\varepsilon_0(1+k_{TID}\Delta\varepsilon_{0\max}),\ \tan\delta=\tan\delta_0(1+k_{TID}\Delta\tan\delta_{0\max}), \tag{5}$$

где ε и $\tan\delta$ – значения параметров материала после накопленной ионизации, ε_0 и $\tan\delta_0$ – значения рассматриваемых параметров линии в нормальных условиях, $\Delta\varepsilon_{0\max}$ и $\Delta\tan\delta_{0\max}$ – максимально допустимые отклонения параметров от исходных значений в процентах.

Появление ловушек вызывает процессы захвата/высвобождения свободных зарядов, вызывая медленно изменяющиеся флуктуации параметров диэлектрика. Такое медленное изменение может проявляться как фликкер-шум [11]. Его спектральная форма может быть описана выражением (6).

$$n(f)\approx\frac{1}{f^{\rho}}, \tag{6}$$

где $\rho\approx1$.

Такой шум преобладает на низких частотах и в остальных случаях полностью поглощается шумом Джонсона-Найквиста, однако из-за появления дополнительных ловушек в объёме диэлектрика его влияние может оказаться преобладающим.

Подобные процессы подробно исследованы применительно к FinFET транзисторам, где рассматриваемое воздействие приводит к деградации электрических параметров [12]. Диэлектрики передающих линий подвержены аналогичным механизмам дефектообразования. Зависимые от времени значения параметров диэлектриков могут быть представлены выражениями (7):

$$\varepsilon(t) = \varepsilon(1 + k_{\varepsilon par} K n_{1/f}(t)),\ \tan\delta(t) = \tan\delta(1 + k_{\tan\delta par} K n_{1/f}(t)), \quad (7)$$

где $n_{1/f}$ – генерируемый фликкер-шум, k_{par} – коэффициент масштабирования относительно других отклонённых параметров, K – коэффициент мгновенной шумовой модуляции. Предложенный коэффициент K является безразмерным и характеризует долю радиационно-индуцированных дефектов, которые участвуют в медленных релаксационных процессах.

В случае, если полоса сигнала существенно меньше несущей частоты, передаточная функция может быть представлена выражением (8) и является времязависимым комплексным коэффициентом передачи линии, описывающим наложение шума на аналитический временной сигнал, прошедший через линию передачи.

$$H_{noise}(t) = e^{-\Delta\alpha(t, f_c)L} e^{-j\Delta\beta(t, f_c)L}, \quad (8)$$

где $\Delta\alpha$ и $\Delta\beta$ – разностные коэффициенты, учитывающие изменение сигнала только за счёт шумового воздействия, f_c – несущая частота сигнала. В настоящей работе рассматривается сигнал с шириной полосы частот 15 МГц и несущей частотой 2 ГГц, что допускает применение выражения (8).

В результате, наложение фликкер-шума на дискретное, аналитическое представление распространяющегося через микрополосковую линию сигнала может быть записано в виде выражения (9).

$$Y_{ДК}(t_n) = X(t_n) H_{noise}(t_n), \quad (9)$$

$t_n = \frac{n}{f_d}$ где – дискретный временной отсчёт, f_d – частота дискретизации.

Для имитации воздействия космического излучения на передаваемый сигнал внутри системы на кристалле (СнК) допускается, что сигнал распространяется по малому отрезку линии внутри кристалла. Следовательно, короткую линию можно представить в виде четырёхполюсника, описываемого через ABCD-матрицу [13], согласно выражению (10).

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_2 \\ i_2 \end{bmatrix}, \tag{10}$$

где u_1 и i_1 – напряжение и ток входного сигнала, u_2 и i_2 – напряжение и ток выходного сигнала. Согласно (10) входное напряжение можно записать в виде формулы (11).

$$u_1 = Au_2 + Bi_2. \tag{11}$$

Выходное напряжение и ток связаны с нагрузкой согласно выражению (12), в связи с чем передаточную функцию линии можно представить в виде (13).

$$Z_н = \frac{u_2}{i_2}, \tag{12}$$

$$H_{strip}(s) = \frac{u_2}{u_1} = \frac{1}{A + \frac{B}{Z_н}}, \tag{13}$$

где $Z_н$ – сопротивление нагрузки на выходе тракта, которое при моделировании берётся равным номинальному волновому сопротивлению линии.

Матрица, записанная в выражении (10), может быть представлена через экспоненциальное затухание сигнала (14).

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma L) & Z_0 \sinh(\gamma L) \\ \frac{1}{Z_0}\sinh(\gamma L) & \cosh(\gamma L) \end{bmatrix}, \tag{14}$$

где Z_0 – волновое сопротивление линии. Тогда, подставив уравнение (14) в (13) и учитывая узкополосность сигнала, можно получить выражение для комплексного коэффициента передачи линии в СнК в виде выражения (15).

$$H_{strip} = \frac{1}{\cosh(\gamma(f_c)L) + \frac{Z_0}{Z_н}\sinh(\gamma(f_c)L)}. \quad (15)$$

Волновое сопротивление микрополосковой линии рассчитывается согласно формулам (16) и (17), основываясь на материалах исследования [14].

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon+1}{2} + \frac{\varepsilon-1}{2}\left(\sqrt{1+\frac{12h}{w}} + 0.04\left(1-\frac{w}{h}\right)^2\right) - \frac{\varepsilon-1}{4.6}\cdot\frac{z}{\sqrt{wh}}, \quad (16)$$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}}\ln\left(\frac{8}{\frac{w}{h}+\frac{1.25z}{\pi h}\left(1+\ln\left(\frac{2h}{z}\right)\right)} + 0.25\left(\frac{w}{h}+\frac{1.25z}{\pi h}\left(1+\ln\left(\frac{2h}{z}\right)\right)\right)\right), \quad (17)$$

где w – ширина проводящего слоя, h – толщина диэлектрика, t – толщина проводящего слоя.

Сигнал, проходящий через микрополосковую линию в СнК, может быть записан согласно выражению (18).

$$Y_{СнК}(t_n) = X(t_n)H_{strip}H_{noise}(t_n). \quad (18)$$

Итоговая модель распространения сигнала для разных случаев реализации тракта ретранслятора представлена выражением (19).

$$Y(t_n) = \begin{cases} Y_{ДК}(t_n) = X(t_n)H_{noise}(t_n), \\ Y_{СнК}(t_n) = X(t_n)H_{strip}H_{noise}(t_n). \end{cases} \quad (19)$$

Формирование выходного сигнала модели осуществляется согласно методам квадратурной модуляции. Синфазная и квадратурная огибающие модулируют две несущие волны, сдвинутых на 90 градусов друг относительно друга. Это может быть описано согласно формуле (20).

$$X(t_n) = I(t_n)\cos(2\pi f_c t_n) - Q(t_n)\sin(2\pi f_c t_n), \quad (20)$$

где I – синфазная огибающая, Q – квадратурная огибающая.

Описание работы программы сравнения модели тракта SDR и тракта на дискретных компонентах

Модель программно-определяемого радио AD9361 предоставляется компанией Analog Devices и включает структурную схему передатчика, представленную на рисунке 1.

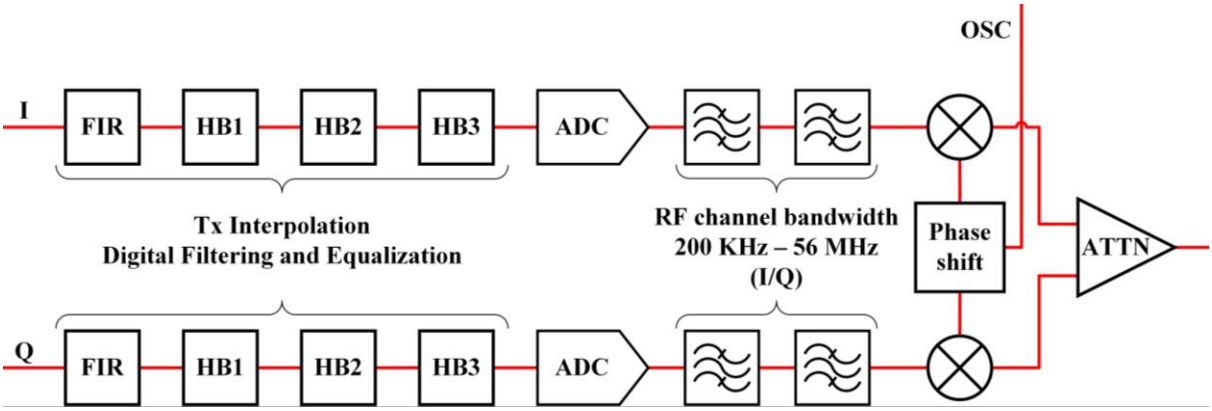


Рисунок 1 - Модель тракта внутри SDR

Его передающий тракт состоит из двух частей: цифровой и аналоговой. В данном исследовании рассматривается только аналоговая часть, начинающаяся с выхода ЦАП и заканчивающаяся сумматором перед выходным усилителем.

Для сравнения сигналов на выходах трактов, выполненных на базе дискретных компонентов на печатной плате и SDR, предлагается программа моделирования передающего тракта спутникового ретранслятора, учитывающая влияние космического ионизирующего излучения. Упрощённый алгоритм её работы представлен на рисунке 2.

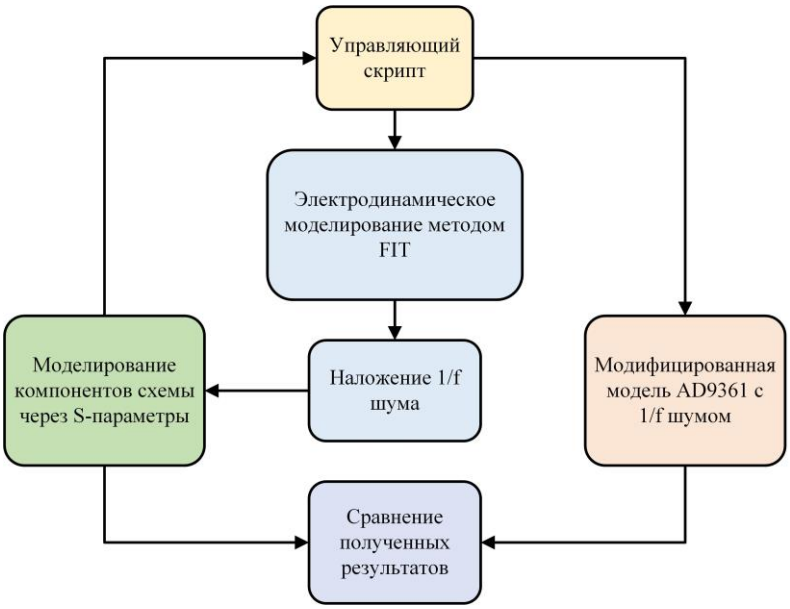


Рисунок 2 - Упрощённый алгоритм работы модели

Цифровая обработка квадратурных составляющих производится внутри модели AD9361. Аналоговое представление огибающих сигналов снимается с выхода ЦАП для последующего моделирования. Прохождение сформированных и сглаженных цифровой фильтрацией огибающих сигналов через микрополосковые линии рассчитывается с использованием метода конечного интегрирования. Полученные сигналы подвергаются наложению фликкер-шума, что в математической модели описывается выражением (19). Затем моделируется прохождение сигнала через радиоэлектронный компонент или последовательность компонентов с применением матрицы *S* параметров. Процесс повторяется до тех пор, пока не будут смоделированы все узлы схемы. Сформированный квадратурной модуляцией сигнал подвергается демодуляции для выделения огибающих и их последующего сравнения.

На рисунке 3 представлена схема тракта на дискретных компонентах, эквивалентная аналоговой части СнК AD9361. Тракт разбивается на последовательность узлов, состоящих из радиоэлектронных компонентов и отрезков микрополосковой линии. Для рассматриваемой СнК схема содержит 4 узла.

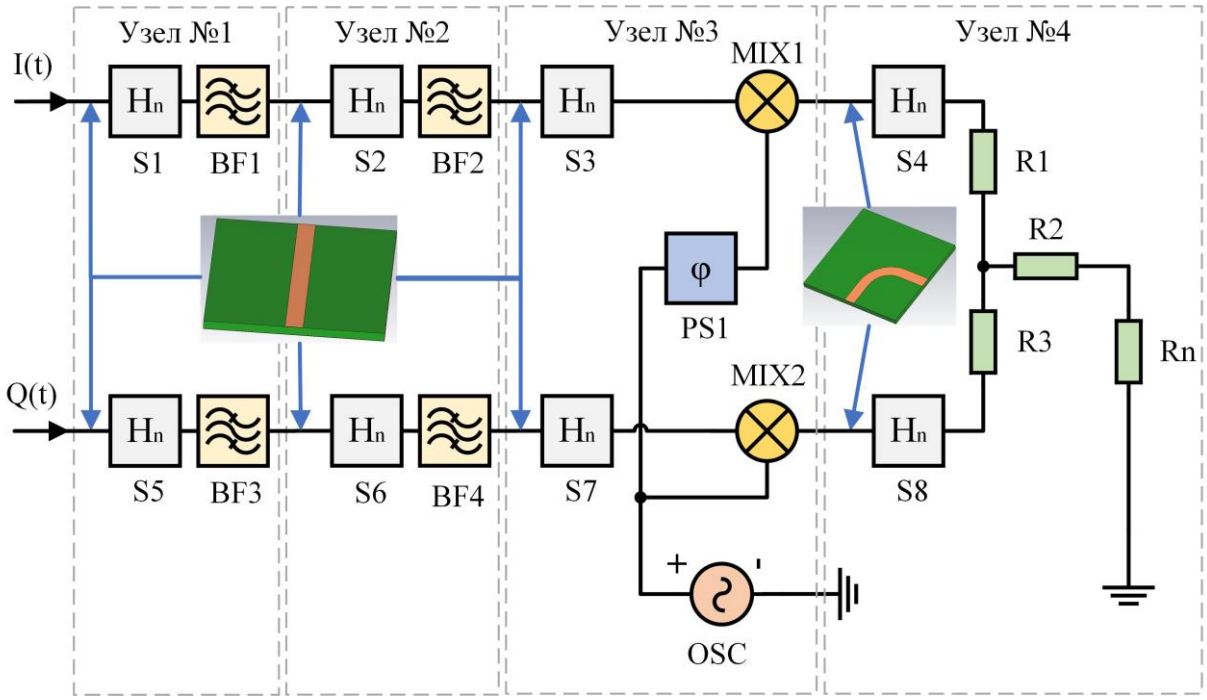


Рисунок 3 - Схема эквивалентной модели тракта на дискретных компонентах

Сигнал проходит через фильтры Баттерворта 3-его и 1-го порядка в узлах 1 и 2. Перенос огибающих сигнала с промежуточной частоты на радиочастоту

совершается в узле 3. В узле 4 сигналы суммируются на резистивном сумматоре и полученный модулированный сигнал снимается с нагрузки.

Сравнение полученных результатов

В качестве входного сигнала используется случайно сгенерированная последовательность символов с применением к ней квадратурной фазовой манипуляции. Последовательность символов проходит через согласованный фильтр, временной импульсный отклик которого определяется формулой (21). Генерируемый поток данных представлен на рисунке 4.

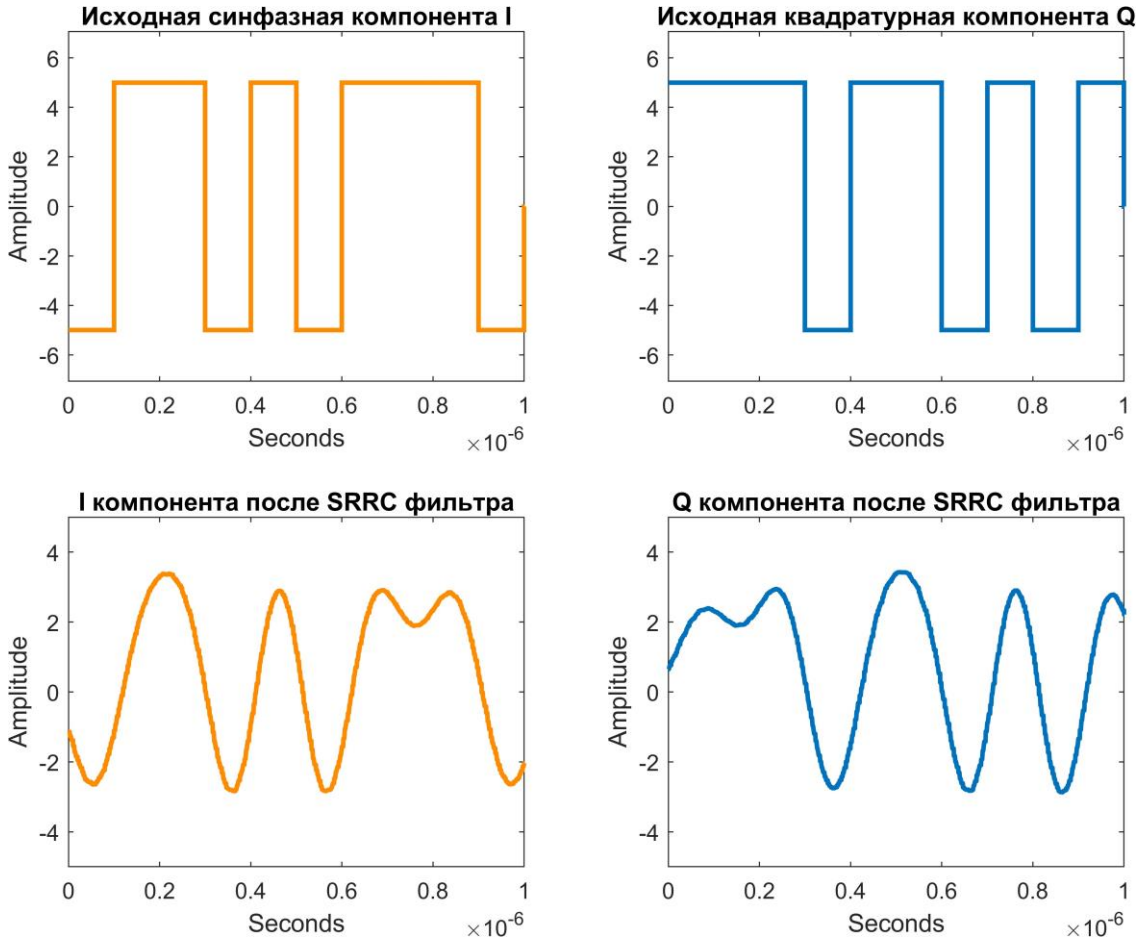


Рисунок 4 - Подаваемые I/Q составляющие на вход моделей

$$h(t) = \frac{4\xi}{\pi\sqrt{T}} \frac{\cos\left[(1+\xi)\pi\frac{t}{T}\right] + \frac{\sin\left[(1-\xi)\pi\frac{t}{T}\right]}{4\xi\frac{t}{T}}}{1-\left(4\xi\frac{t}{T}\right)^2}, \quad (21)$$

где T – длительность символа, ξ – коэффициент скругления, определяющий ширину полосы.

Сформированные огибающие сигналов подаются на вход рассматриваемой модели. После их прохождения через схемы трактов ретранслятора сформированный модулированный сигнал снимается с нагрузки Rn и демодулируется линейными идеализированными фильтрами согласно выражениям (22) и (23) для последующего анализа и сравнения.

$$I_{dem}(t_n) = (2\cos(2\pi f_c t_n) Y(t_n)) * h_{LPF}(t_n), \quad (22)$$

$$Q_{dem}(t_n) = (-2\sin(2\pi f_c t_n) Y(t_n)) * h_{LPF}(t_n), \quad (23)$$

где h_{LPF} – импульсная характеристика фильтра нижних частот, I_{dem} и Q_{dem} – демодулированные квадратурные огибающие сигналов.

Рассматриваемые тракты в исходном необлучённом состоянии имеют погрешность в передачи сигнала, которые не учитываются во временных реализациях выходных сигналов, представленных на рисунках 5-8. Здесь показаны разностные временные реализации сформированных огибающих сигналов при изменяющихся под действием ионизирующего излучения параметрах линий передачи электромагнитных волн.

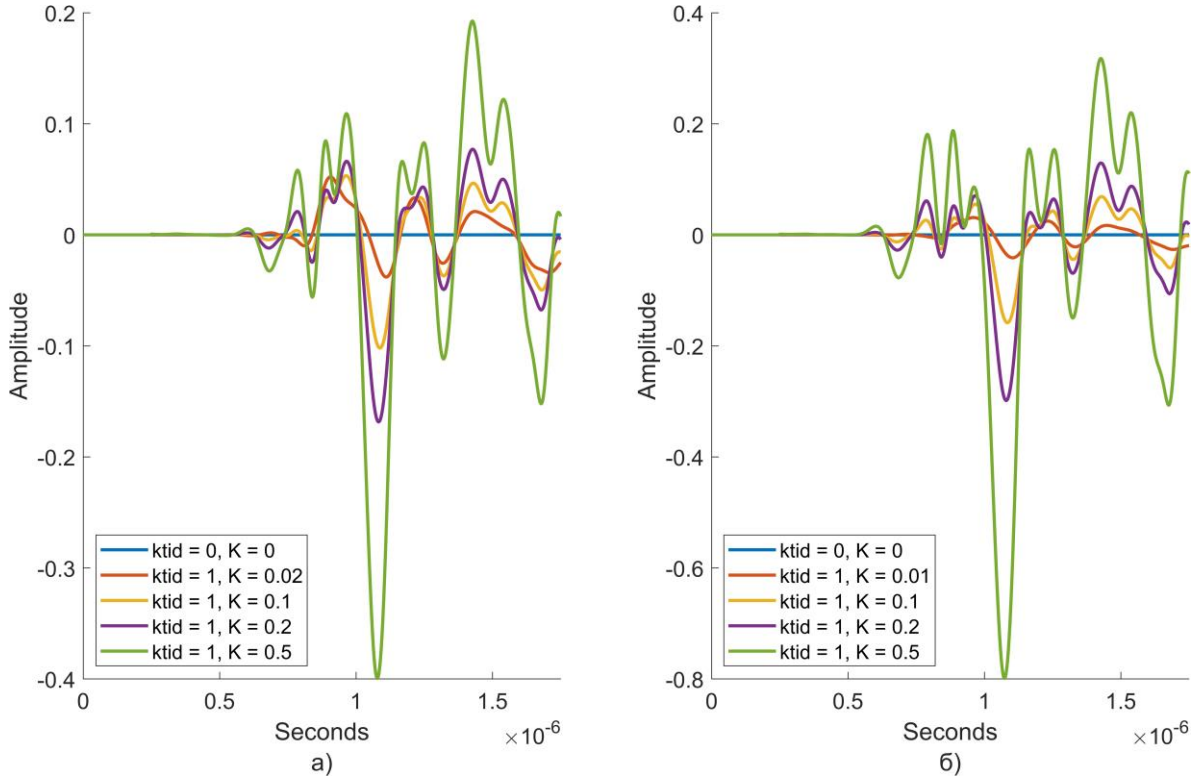


Рисунок 5 - Разностные временные реализации синфазной составляющей для тракта на дискретных компонентах при L = 0.03 м (а) и L = 0.06 м (б)

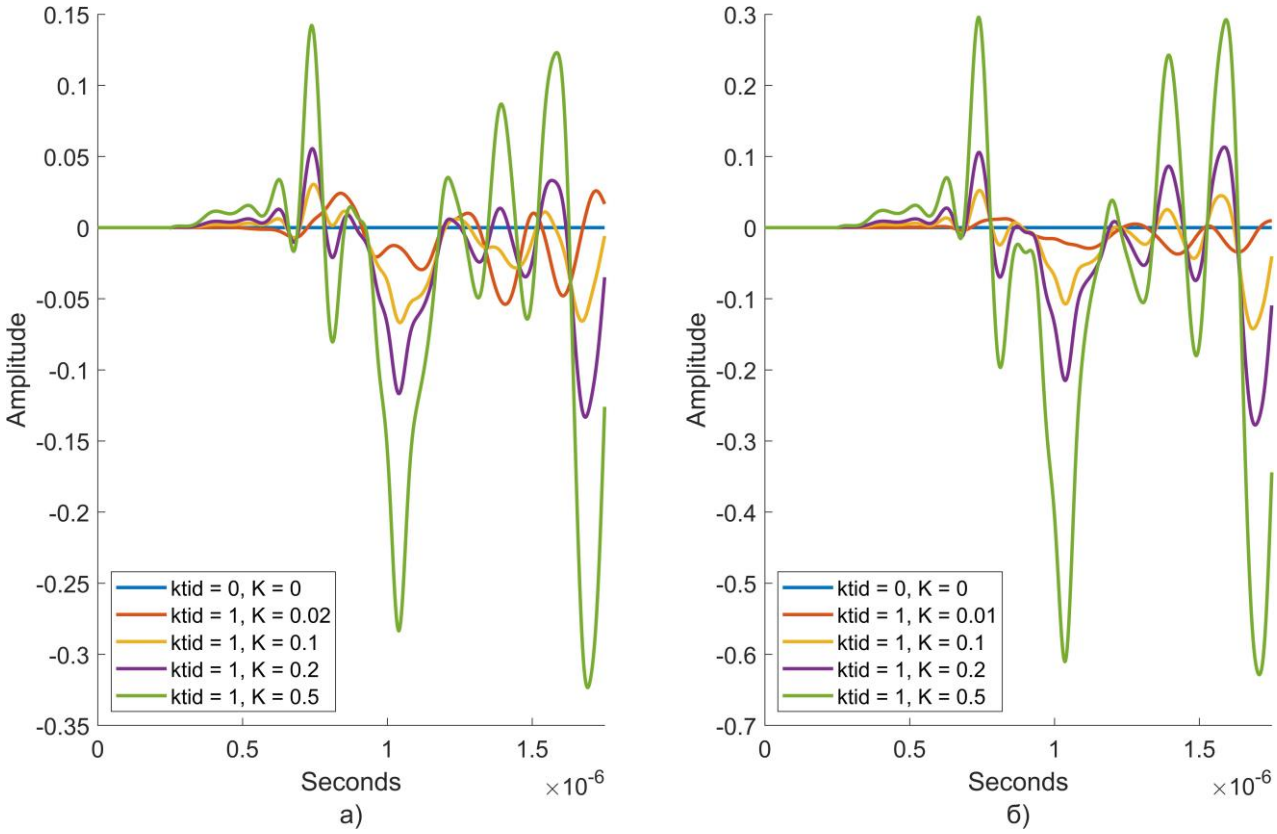


Рисунок 6 - Разностные временные реализации квадратурной составляющей для тракта на дискретных компонентах при L = 0.03 м (а) и L = 0.06 м (б)

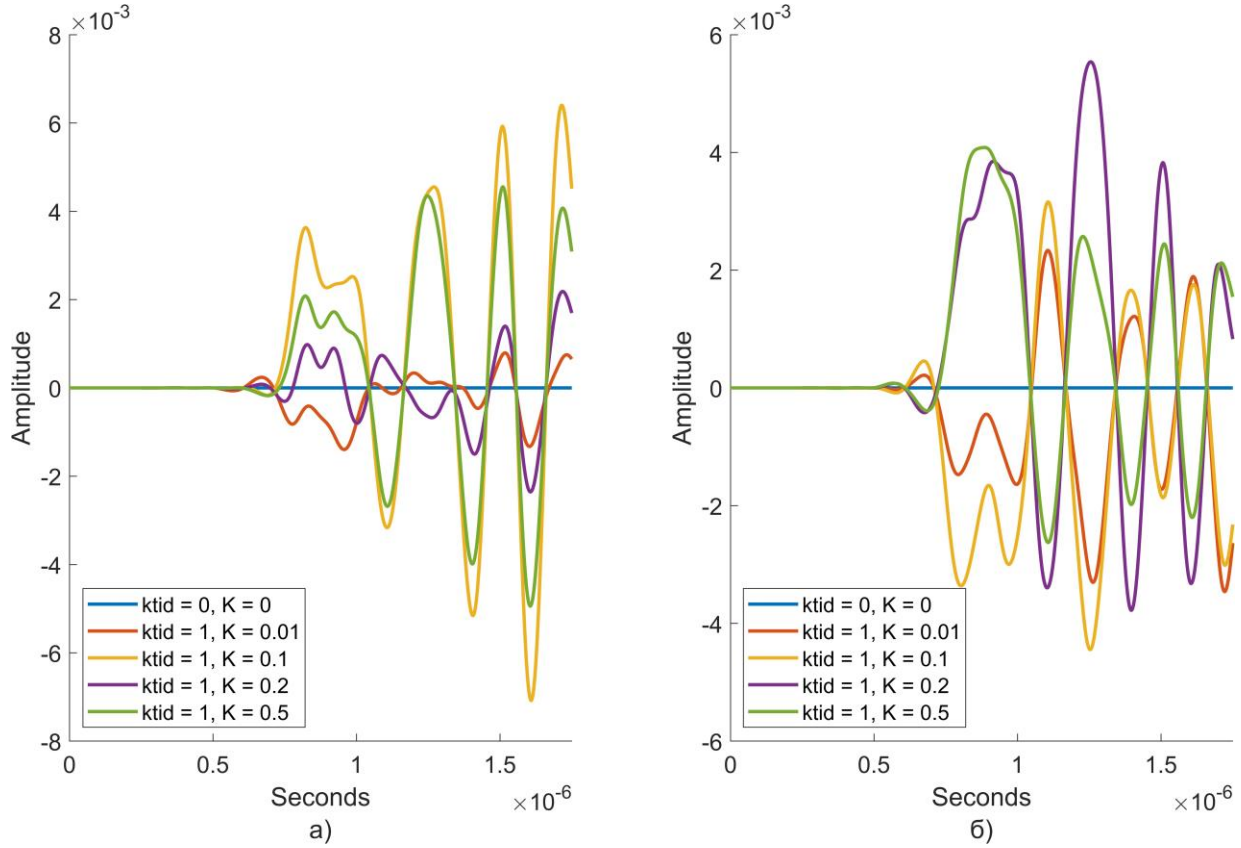


Рисунок 7 - Разностные временные реализации синфазной составляющей для тракта на СнК при L = 30 мкм (а) и L = 60 мкм (б)

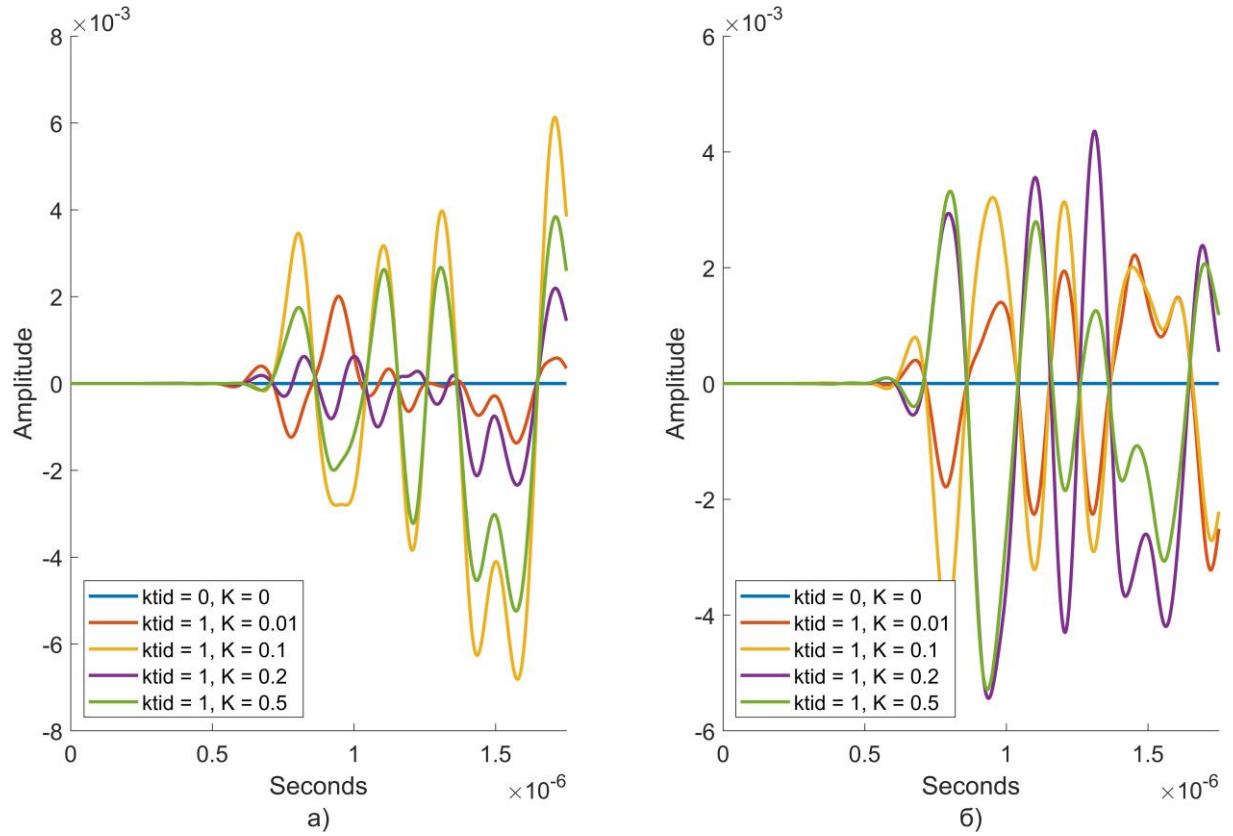


Рисунок 8 - Разностные временные реализации квадратурной составляющей для тракта на СнК при L = 30 мкм (а) и L = 60 мкм (б)

Для максимального приближения полученных значений принятых символов к идеальным значениям производится подбор амплитуды принятого сигнала, подстройка фазы несущей, а также выбор точки снятия символа. Формирование символьных значений осуществляется согласно формуле (24).

$$V_k = I_{dem}(t_k) + jQ_{dem}(t_k), \tag{24}$$

где V_k – отсчёт напряжения, соответствующий измеренному положению k-го символа, t_k – дискретный отсчёт времени, соответствующий значению символа, наиболее близкому к идеальному.

Оценка качества сформированного радиосигнала производится по совокупности метрических параметров, позволяющих количественно замерить степень соответствия амплитудной, фазовой и символьной целостности сигнала. Одним из таких параметров является среднеквадратичная амплитудная ошибка (Amplitude Error Ratio, AER), которая характеризует отклонение амплитуды измеренных символов относительно эталонных значений, рассчитываемое по формуле (25).

$$AER = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{M}\left(|V_k| - |R_k|\right)^2}{M}}, \tag{25}$$

где R_k – отсчёт напряжения, соответствующий идеальному опорному положению k-го символа.

Средний фазовый сдвиг определяет остаточную ошибку после подстройки фазы и определяется формулой (26).

$$\varphi_{mean} = \frac{1}{M}\sum_{k=1}^{M}\arg(V_k), \tag{26}$$

где M – длина символьной выборки.

Среднеквадратичный фазовый сдвиг показывает случайный разброс фазы символов вокруг среднего положения и определяется формулой (27).

$$\sigma_\varphi = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{M}\left(\arg(V_k) - \varphi_{mean}\right)^2}{M}}. \tag{27}$$

Модуль вектора ошибки (Error Vector Magnitude, EVM) определяет величину отклонения сформированных комплексных символов от их идеальных значений. EVM рассчитывается согласно формуле (28).

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{M}|V_k - R_k|^2}{\sum_{k=1}^{M}|R_k|^2}}. \tag{28}$$

Полученные значения параметров сформированных квадратурных сигналов для разных случаев построения тракта представлены в таблице 1. Длины линий передачи между компонентами для разных случаев реализации тракта ретранслятора представлены в (29).

$$L = \begin{cases} L_{ДК} = 0.03 \ м, \\ L_{СнК} = 0.03 \ мкм. \end{cases} \tag{29}$$

Таблица 1

Параметры сформированных сигналов для разных моделей.

	$\sigma_{\varphi СнК}$, º	$\sigma_{\varphi ДК}$, º	$AER_{СнК}$, %	$AER_{ДК}$, %	$EVM_{СнК}$, %	$EVM_{ДК}$, %
$k_{TID} = 0,\ K = 0,\ L$	2.22	2.76	3.57	4.15	5.27	6.35
$k_{TID} = 100,\ K = 0.01,\ L$	2.29	2.92	3.57	4.35	5.29	6.70
$k_{TID} = 100,\ K = 0.1,\ L$	2.23	3.02	3.57	4.84	5.28	7.15
$k_{TID} = 100,\ K = 0.2,\ L$	2.22	3.42	3.57	4.86	5.26	7.67
$k_{TID} = 100,\ K = 0.5,\ L$	2.22	4.05	3.57	6.73	5.27	9.66
$k_{TID} = 0,\ K = 0,\ 2L$	2.25	2.76	3.50	3.64	5.27	6.02
$k_{TID} = 100,\ K = 0.01,\ 2L$	2.24	2.91	3.50	3.89	5.25	6.41
$k_{TID} = 100,\ K = 0.1,\ 2L$	2.25	3.14	3.50	4.82	5.26	7.27
$k_{TID} = 100,$ K = 0.2, $2L$	2.24	3.54	3.50	6.08	5.25	8.59
$k_{TID} = 100,$ K = 0.5, $2L$	2.25	5.63	3.50	10.28	5.26	13.91

В случае СнК рассматриваемые метрические параметры изменяются незначительно или не изменяются вовсе при изменении K от 0 до 0.5 и при удвоении длины линии передачи. Параметр $\sigma_{\varphi СнК}$ изменяется в пределах от 2.22 % до 2.29 %, параметр $AER_{СнК}$ – от 3.50 % до 3.57 %, а параметр $EVM_{СнК}$ – от 5.25 до 5.29 %.

При аналогичных изменениях параметров K и L в тракте на дискретных компонентах Параметр $\sigma_{\varphi ДК}$ изменяется в пределах от 2.76 % до 5.63 %, параметр $AER_{ДК}$ – от 4.15 % до 10.28 %, а параметр $EVM_{ДК}$ – от 6.35 до 13.91 %.

Заключение

В статье рассмотрены схемы радиотрактов ретранслятора космического аппарата системы спутниковой связи, выполненные на базе SDR и дискретных СВЧ компонентов. Для оценки эффективности работы моделей при длительном воздействии ионизирующего излучения предложена математическая модель тракта распространения сигнала, позволяющая оценить выходной квадратурный

сигнал, основываясь на совокупности количественных параметров, показывающих степень соответствия амплитудной, фазовой и символьной целостности сигнала. Увеличение накопленной суммарной ионизирующей дозы и рост числа дырочных ловушек в объёме диэлектрических материалов линий передачи электромагнитных волн с течением времени приводит к ухудшению качества сигнала на выходе тракта. Увеличение длины линии передачи способствует приводит к росту фликкер-шума и связанных с ним искажений распространяющегося сигнала. Результаты моделирования показали, что тракт на базе дискретных компонентов имеет более выраженную зависимость от накапливаемого излучения по сравнению с реализацией тракта с применением SDR. Это показывает потенциальное преимущество использования систем на основе СнК в ретрансляторах ССС.

Конфликт интересов

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Conflict of interest

The authors declare no conflict of interest.

Список источников

1. Tripathi G.C., Gaur R.K. Design Challenges in a SDR Platform for Space Applications // IEEE Space, Aerospace and Defence Conference (SPACE). Bangalore, India, 2024. P. 518-521. DOI: 10.1109/SPACE63117.2024.10667861.
2. Raja I., Banerjee G. A 0.75–2.5-GHz All-Digital RF Transmitter With Integrated Class-E Power Amplifier for Spectrum Sharing Applications in 5G Radios // IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems. 2020. V. 28. № 10. P. 2109-2121. DOI: 10.1109/TVLSI.2020.3005438.
3. González G.J., Marino P.C. Caruso C.D. Satellite's Sdr Transceiver Design in Gnuradio // 2025 XXI Workshop on Information Processing and Control (RPIC). San Francisco, Argentina, 2025. P. 1-6. DOI: 10.1109/RPIC67987.2025.11260660.
4. Мовчан А.К., Рогожников Е.В., Дмитриев Э.М., Новичков С.А., Лаконцев Д.В. Имитационная модель передающего тракта базовой станции 5G // Доклады Томского Государственного Университета Систем Управления и

Радиоэлектроники. 2020. Т. 23. № 3. С. 38-44. DOI: 10.21293/1818-0442-2020-23-3-38-44.

5. Kuznetsov V. Microstrip Line Modeling Taking into Account Dispersion Using a General-Purpose SPICE Simulator // Journal of Low Power Electronics and Applications (JLPEA). 2025. V. 15. № 3. DOI: 10.3390/jlpea15030042.

6. Joshi S., Kulkarni S. Model-Based Design and Simulation of Monopulse Tracking System // IEEE Microwaves, Antennas, and Propagation Conference (MAPCON). Bangalore, India. 2022. P. 1368-1372. DOI: 10.1109/MAPCON56011.2022.10047153.

7. He Y. Radiation-Induced Failures for Integrated Circuits in Space and Design Philosophy / He Y., Zhao J., Juanda, Shu W., Chong K. S., Chang J. // 2022 IEEE International Symposium on the Physical and Failure Analysis of Integrated Circuits (IPFA). Singapore. 2022. P. 1-4. DOI: 10.1109/IPFA55383.2022.9915726.

8. Scheuer K. Radiation Effects on FR4 Printed Circuit Boards // Scheuer K., Holmes J., Galyaev E., Blyth D., Alarcon R. // in IEEE Transactions on Nuclear Science. 2020 V. 67. № 8. P. 1846-1851. DOI: 10.1109/TNS.2020.2996536.

9. Bayramov M.N., Nabiev A.A., Aliyev N.S., Nuriev M. A. Effect of Fe3O4 Iron Oxide Nanoparticles on the Structure and Thermal Properties of High-Density Polyethylene-Based Nanocomposites // Inorganic Materials: Applied Research. 2024. V. 15. PP. 1367–1373. DOI: 10.1134/S2075113324701016.

10. Материалы полимерные. Требования к оценке радиационной стойкости. ГОСТ 25645.331 – 91, Москва, 1991. – 19 с.

11. Иванов В. Э., Червякова М. В. Генератор фликкер-шума на основе упрощённой модели лавинного процесса // Вестник ТОГУ. 2022. Т. 64. № 1. С. 17-28.

12. Bonaldo Stefano. DC response, low-frequency noise, and TID-induced mechanisms in 16-nm FinFETs for high-energy physics experiments // Bonaldo Stefano, Ma Teng, Mattiazzo Serena, Baschirotto Andrea, Enz Christian, Fleetwood Daniel M., Paccagnella Alessandro, Gerardin Simone // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and

Associated Equipment. 2022. V. 1033. DOI: https://doi.org/10.1016/j.nima.2022.166727.

13. Kumari B., Sahoo M., Sharma R. ABCD parameter based analytical AC modeling of novel Cu–carbon hybrid interconnects for noise constrained nanoscale systems // Scientific Reports. 2025. V. 15. DOI: https://doi.org/10.1038/s41598-024-81729-9.

14. Bahl I. J., Garg R. Simple and accurate formulas for a microstrip with finite strip thickness // in Proceedings of the IEEE. 1977. V. 65. № 11. P. 1611-1612. DOI: 10.1109/PROC.1977.10783.

References

1. Tripathi G.C., Gaur R.K. Design Challenges in a SDR Platform for Space Applications. IEEE Space, Aerospace and Defence Conference (SPACE) 2024. P. 518-521. doi: 10.1109/SPACE63117.2024.10667861.

2. Raja I., Banerjee G. A 0.75–2.5-GHz All-Digital RF Transmitter With Integrated Class-E Power Amplifier for Spectrum Sharing Applications in 5G Radios. IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems. 2020. V. 28. № 10. P. 2109-2121. doi: 10.1109/TVLSI.2020.3005438.

3. González G.J., Marino P.C. Caruso C.D. Satellite's Sdr Transceiver Design in Gnuradio. 2025 XXI Workshop on Information Procesing and Control (RPIC). 2025. P. 1-6. doi: 10.1109/RPIC67987.2025.11260660.

4. Movchan A.K., Rogozhnikov E.V., Dmitriev E.M., Novichkov S.A., Lakontsev D.V. Simulation model of the transmission path for 5G NR base station. Proceedings of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. 2020. V. 23. № 3. P. 38-44. DOI: 10.21293/1818-0442-2020-23-3-38-44.

5. Kuznetsov V. Microstrip Line Modeling Taking into Account Dispersion Using a General-Purpose SPICE Simulator. Journal of Low Power Electronics and Applications (JLPEA). 2025. V. 15. № 3. DOI: 10.3390/jlpea15030042.

6. Joshi S., Kulkarni S. Model-Based Design and Simulation of Monopulse Tracking System. IEEE Microwaves, Antennas, and Propagation Conference (MAPCON). Bangalore, India. 2022. P. 1368-1372. DOI: 10.1109/MAPCON56011.2022.10047153.

7. He Y. Radiation-Induced Failures for Integrated Circuits in Space and Design Philosophy / He Y., Zhao J., Juanda, Shu W., Chong K. S., Chang J. // 2022 IEEE International Symposium on the Physical and Failure Analysis of Integrated Circuits (IPFA). Singapore. 2022. P. 1-4. DOI: 10.1109/IPFA55383.2022.9915726.

8. Scheuer K. Radiation Effects on FR4 Printed Circuit Boards // Scheuer K., Holmes J., Galyaev E., Blyth D., Alarcon R. // in IEEE Transactions on Nuclear Science. 2020 V. 67. № 8. P. 1846-1851. DOI: 10.1109/TNS.2020.2996536.

9. Bayramov M.N., Nabiev A.A., Aliyev N.S., Nuriev M. A. Effect of Fe3O4 Iron Oxide Nanoparticles on the Structure and Thermal Properties of High-Density Polyethylene-Based Nanocomposites // Inorganic Materials: Applied Research. 2024. V. 15. P. 1367–1373. DOI: 10.1134/S2075113324701016.

10. Polymer materials. Requirements for assessing radiation resistance. GOST 25645.331 – 91, Moscow, 1991. – 19 p.

11. Ivanov V. E., Chervyakova M. V. Flicker noise generator based on a simplified model of the avalanche process // Bulletin of Pacific National University. 2022. V. 64. № 1. P. 17-28.

12. Bonaldo Stefano. DC response, low-frequency noise, and TID-induced mechanisms in 16-nm FinFETs for high-energy physics experiments // Bonaldo Stefano, Ma Teng, Mattiazzo Serena, Baschirotto Andrea, Enz Christian, Fleetwood Daniel M., Paccagnella Alessandro, Gerardin Simone // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment. 2022. V. 1033. DOI: https://doi.org/10.1016/j.nima.2022.166727.

13. Kumari B., Sahoo M., Sharma R. ABCD parameter based analytical AC modeling of novel Cu–carbon hybrid interconnects for noise constrained nanoscale systems // Scientific Reports. 2025. V. 15. DOI: https://doi.org/10.1038/s41598-024-81729-9.

14. Bahl I. J., Garg R. Simple and accurate formulas for a microstrip with finite strip thickness // in Proceedings of the IEEE. 1977. V. 65. № 11. P. 1611-1612. DOI: 10.1109/PROC.1977.10783.

Информация об авторах

Юрий Сергеевич Русов, доцент, кандидат технических наук, МГТУ им. Н.Э. Баумана, г. Москва, Россия; e-mail: rusovjus@bmstu.ru

Павел Павлович Куренков, аспирант, МГТУ им. Н.Э. Баумана, г. Москва, Россия; e-mail: kurenkov@bmstu.ru

Геннадий Иванович Афанасьев, доцент, кандидат технических наук, МГТУ им. Н.Э. Баумана, г. Москва, Россия; e-mail: gaipcs@bmstu.ru

Information about the authors

Yury S. Rusov, assistant professor, PhD in Technical Science, Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia; e-mail: rusovjus@bmstu.ru

Pavel P. Kurenkov, postgraduate student, Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia; e-mail: kurenkov@bmstu.ru

Gennady I. Afanasyev, assistant professor, PhD in Technical Science, Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia; e-mail: gaipcs@bmstu.ru

Получено 02 июня 2026 ● Принято к публикации 06 августа 2026 ● Опубликовано 28 октября 2026
Received 02 June 2026 ● Accepted 06 August 2026 ● Published 28 October 2026