СОЗВЕЗДИЕ
КОНЦЕРН

ISSN 1995-7009

ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

4
2025

12+

ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 4/2025

Воронеж 2025

Главный редактор
докт. техн. наук
Ю.В. СИДОРОВ

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ:

Председатель
докт. техн. наук, проф., академик РАН
В.И. БОРИСОВ

Заместитель председателя
докт. техн. наук
Ю.В. СИДОРОВ

Члены редакционного совета
докт. техн. наук, доцент
Р.Ю. БОРОДУЛИН (г. Санкт-Петербург)
докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН
Ю.В. ГУЛЯЕВ (г. Москва)
докт. техн. наук, проф.
В.В. ЗЕЛЕНЕВСКИЙ (г. Серпухов)
докт. техн. наук, проф.
Ю.Л. КОЗИРАЦКИЙ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф., академик РАН
Н.А. КУЗНЕЦОВ (г. Москва)
докт. техн. наук, проф.
В.Г. РАДЗИЕВСКИЙ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
А.Ю. САВИНКОВ (г. Воронеж)
докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН
А.С. СИГОВ (г. Москва)
докт. техн. наук
М.П. СЛИЧЕНКО (г. Воронеж)
докт. техн. наук, доцент
Н.М. ТИХОМИРОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
В.А. ЦИМБАЛ (г. Серпухов)

Научно-технический журнал «Теория и техника радиосвязи» издаётся с 1966 года. Выходит 4 раза в год. В журнале публикуются статьи ведущих специалистов, докторантов и аспирантов АО «Концерн «Созвездие» (Воронежского НИИ связи) и отрасли по общим вопросам радиосвязи, теоретическим и экспериментальным исследованиям в области передачи непрерывных и дискретных сообщений, проблемам помехоустойчивости и методам передачи информации в условиях высокоорганизованного радиопротиводействия; особенностям построения различных видов систем связи с использованием узкополосных и широкополосных шумоподобных сигналов; вопросам разработки методов совмещения телекоммуникационных, измерительных и управляющих систем, а также другим вопросам областей исследований, соответствующих группе специальностей 2.2. «Электроника, фотоника, приборостроение и связь»: 2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения; 2.2.14. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии; 2.2.15. Системы, сети и устройства телекоммуникаций.

Журнал входит в Перечень изданий, рекомендуемых ВАК РФ для опубликования основных результатов диссертаций на соискание учёной степени доктора и кандидата наук.

Издание зарегистрировано в Федеральной службе по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций, регистрационный номер ПИ № ФС77-36740 от 01.07.2009.

Подписной индекс 72972 в Интернет-каталоге «Пресса России».

Подписано в печать 27.11.2025. Дата выхода в свет: 22.12.2025.
Формат 60×88 ⅛. Уч.-изд. л. – 5,2. Тираж 200 экз. Заказ № 280. Свободная цена.

Учредитель и издатель: АО «Концерн «Созвездие».

Адрес издателя и редакции: 394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, д. 14;
тел.: +7 (473) 252-52-52, доб. 10113; e-mail: office@sozvezdie.su
(для редакции журнала «Теория и техника радиосвязи»).
Отпечатано в типографии АО «Концерн «Созвездие»,
394062, г. Воронеж, ул. Антокольского, д. 10Б.

Страница издания в сети «Интернет»: http://www.sozvezdie.su/science/journal

© АО «Концерн «Созвездие», 2025

СОДЕРЖАНИЕ

№ 4, 2025

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Статистический анализ распределения решающей статистики пространственно-корреляционного обнаружения сигналов
М.П. Сличенко, С.П. Трушин 5

Оценка возможностей радиорелейной линии связи E-диапазона
М.Н. Белозеров, А.Ю. Чернышов, А.С. Корнев 12

Противодействие радиоэлектронному воздействию спутников на радиолинии посредством повышения плотности плазмы в атмосфере Земли
А.В. Велигоша, Е.Е. Комиссаров..... 18

Анализ способов подбора и назначения рабочих частот коротковолновых радиолиний и предложения по их совершенствованию
А.В. Велигоша, Е.А. Третьяков..... 25

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Моделирование полярного CA-SCL-декодера
К.К. Гнеушев, В.В. Томчик 35

Реализация ресурсоэффективного полярного CA-SCL-декодера на ПЛИС
К.К. Гнеушев, В.В. Томчик 45

Ресурсоэффективный полярный CA-SCL-кодер на ПЛИС
К.К. Гнеушев, В.В. Томчик 51

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА РАДИОСВЯЗИ

Анализ гетероструктур SiO_2 / Si с латентными треками методом растровой электронной микроскопии
Ю.В. Белозерцев, Д.Б. Омороков, Н.Ю. Евсикова …… 57

Метод прогнозирования характеристик электромагнитных помех печатных модулей на основе эквивалентной дипольной модели и метода конечных разностей во временной области
В.В. Глотов ……..…… 63

Узкополосные фильтры на STW с улучшенной избирательностью
С.А. Доберштейн, И.В. Веремеев, В.К. Разгоняев, С.А. Завьялов …… 72

Общие вопросы теории радиосвязи

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 4. С. 5–11. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 4. Pp. 5–11. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.3.037.37

Статистический анализ распределения решающей статистики пространственно-корреляционного обнаружения сигналов

Михаил Павлович Сличенко[1], Сергей Петрович Трушин[2]
[1,2]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
✉М.П. Сличенко, m.p.slichenko@sozvezdie.su

Аннотация. *Новый подход к решению задачи пространственного различения и пеленгования источников радиоизлучения при взаимном перекрытии радиосигналов в частотно-временной области базируется на использовании коэффициента взаимной пространственной корреляции сигналов. Статистический анализ распределения данного коэффициента позволяет получить аналитические выражения, описывающие показатели эффективности пространственного различения и пеленгования источников радиоизлучения. При выполнении статистического анализа распределения решающей статистики пространственно-корреляционного обнаружения сигналов получены точные аналитические выражения, описывающие функции распределения элементов накопленной матрицы взаимных энергий, для произвольного числа накоплений, а также маргинальные характеристические функции числителя и знаменателя коэффициента корреляции. Представленные выражения могут быть использованы при статистическом анализе эффективности пространственного различения и пеленгования источников радиоизлучения.*

Ключевые слова: *корреляция, обнаружение, обнаружитель–пеленгатор, плотность вероятности, частотно-временное обнаружение, характеристическая функция.*

Common issues of radio communication theory

Statistical analysis of the distribution of decision statistics of spatially correlated signal detection

Michael P. Slichenko[1], Sergey P. Trushin[2]
[1,2]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
✉M.P. Slichenko, m.p.slichenko@sozvezdie.su

Abstract. *A new approach to solving the problem of spatial discrimination and direction finding of radio emission sources with mutual overlap of radio signals in the frequency-time domain is based on the use of the coefficient of mutual spatial correlation of signals. Statistical analysis of the distribution of this coefficient will allow obtaining analytical expressions de-scribing the efficiency indicators of spatial discrimination and direction finding of radio emission sources. When conducting a statistical analysis of the distribution of the decision statistics of spatial-correlation signal detection, accurate analytical expressions are obtained for the distribution functions of the elements of the accumulated matrix of mutual energies for an arbitrary number of accumulations and for the marginal characteristic functions of the numerator and denominator of the correlation coefficient. The results of the work can be used in the statistical analysis of the efficiency of spatial discrimination and direction finding of radio emission sources.*

Keywords: *correlation, detection, detector–direction finder, probability density, frequency-time detection, characteristic function.*

Предложенный в [1] новый подход к решению задачи пространственного различения и пеленгования источников радиоизлучения при взаимном перекрытии радиосигналов в частотно-временной области предполагает, в отличие от энергетического обнаружения, использование «неэнергетического» критерия обнаружения, основанного на расчете коэффициента вза-

© Сличенко М.П., Трушин С.П., 2025

имной пространственной корреляции сигналов и перехода к анализу пространственно-корреляционной спектрограммы. Специфические свойства данного коэффициента обеспечивают идентификацию границ пересекающихся областей сигналов при отсутствии априорной информации о направлениях прихода и энергии различаемых сигналов, т.е. необходимость пеленгования сигналов до определения их сигнальных областей отсутствует, что значительным образом сокращает объем вычислительных затрат при обработке сигналов.

В общем случае данный подход позволяет реализовать пространственно-корреляционную обработку многомерных случайных полей различной природы с достижением требуемой эффективности статистического байесовского оценивания в рамках информационной метрики Фишера.

Цель работы – выполнить статистический анализ решающей статистики пространственно-корреляционного обнаружения сигналов.

Пространственный коэффициент корреляции для частотно-временного обнаружения

Рассмотрим моноимпульсный обнаружитель–пеленгатор (ОП) с антенной системой (АС) произвольной структуры с числом антенных элементов (АЭ) $N > 3$. Наблюдаемые данные (НД) представляют собой комплексные амплитуды спектральных компонент напряжений вида

$$\dot{\mathbf{V}} = \dot{E} \cdot \dot{\mathbf{H}}\left(f, \theta, \beta\right) + \dot{\boldsymbol{\xi}}, \qquad (1)$$

где $\dot{E}$ – комплексная амплитуда электрического поля пеленгуемой радиоволны на частоте f с направления в пространстве, задаваемого азимутом θ и углом места β; $\dot{\boldsymbol{\xi}}$ – вектор аддитивного гауссовского шума.

В полосе мгновенного анализа пеленгатора НД могут быть описаны трехмерной комплексной матрицей $\dot{\mathrm{S}} = \dot{\mathrm{S}}_{n,i,j}$, где $n = \overline{1,N}$ – порядковый номер пространственного канала пеленгатора; $i = \overline{1,N_{\text{fft}}}$ – порядковый номер отсчета преобразования Фурье; $j = \overline{1,N_{\text{T}}}$ – порядковый номер отсчета во времени.

Перейдем к представлению спектрограммы в виде некоторого скалярного поля с заданными элементами разрешения по частоте и времени. Для этого сопоставим каждый элемент разрешения с эрмитовой матрицей взаимных энергий, накопленной по R спектральным компонентам НД в пределах заданного элемента разрешения на частоте $\left[f_i, f_i + \Delta f\right)$ и времени $\left[t_j, t_j + \Delta t\right)$:

$$\dot{\mathbf{W}}\left(f_i, t_j\right) = \sum_{\substack{ni \in \left[f_i, f_i + \Delta f\right) \\ nj \in \left[t_j, t_j + \Delta t\right)}} \begin{pmatrix} \dot{\mathrm{S}}^H_{1,ni,nj}\dot{\mathrm{S}}_{1,ni,nj} & \dot{\mathrm{S}}^H_{1,ni,nj}\dot{\mathrm{S}}_{2,ni,nj} & \cdots & \dot{\mathrm{S}}^H_{1,ni,nj}\dot{\mathrm{S}}_{N,ni,nj} \\ \dot{\mathrm{S}}^H_{2,ni,nj}\dot{\mathrm{S}}_{1,ni,nj} & \dot{\mathrm{S}}^H_{2,ni,nj}\dot{\mathrm{S}}_{2,ni,nj} & \cdots & \dot{\mathrm{S}}^H_{2,ni,nj}\dot{\mathrm{S}}_{N,ni,nj} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \dot{\mathrm{S}}^H_{N,ni,nj}\dot{\mathrm{S}}_{1,ni,nj} & \dot{\mathrm{S}}^H_{N,ni,nj}\dot{\mathrm{S}}_{2,ni,nj} & \cdots & \dot{\mathrm{S}}^H_{N,ni,nj}\dot{\mathrm{S}}_{N,ni,nj} \end{pmatrix}. \qquad (2)$$

Каждому элементу разрешения в частотно-временно́й области поставим в соответствие скалярную величину из диапазона [0, 1], так называемый обобщенный пространственный коэффициент взаимной корреляции:

$$\rho = \min\left(\rho_f, \rho_t\right), \qquad (3)$$

где введены следующие скалярные метрики: ρ_f и ρ_t – пространственные коэффициенты взаимной корреляции для двух соседних частотных и временны́х компонент на заданной частоте и в заданный момент времени соответственно:

$$\rho_f = \frac{\mathrm{tr}\left(\dot{\mathbf{W}}\left(f_i, t_j\right)\dot{\mathbf{W}}\left(f_{i+1}, t_j\right)\right)}{\mathrm{tr}\left(\dot{\mathbf{W}}\left(f_i, t_j\right)\right)\mathrm{tr}\left(\dot{\mathbf{W}}\left(f_{i+1}, t_j\right)\right)}; \qquad (4)$$

$$\rho_t = \frac{\mathrm{tr}\left(\dot{\mathbf{W}}\left(f_i, t_j\right)\dot{\mathbf{W}}\left(f_i, t_{j+1}\right)\right)}{\mathrm{tr}\left(\dot{\mathbf{W}}\left(f_i, t_j\right)\right)\mathrm{tr}\left(\dot{\mathbf{W}}\left(f_i, t_{j+1}\right)\right)}. \qquad (5)$$

Выражения (3)–(5) определяют пространственно-корреляционную спектрограмму, т.е. инвариантное к энергии сигналов скалярное поле, характеризующее пространственное различие соседних элементов разрешения.

Характеристическая функция накопленной матрицы взаимных энергий

Рассмотрим случай приема радиосигналов на фоне пространственно-некоррелированного аддитивного гауссовского шума. В этом случае элементами вектора шума являются комплексные случайные величины (СВ), действительная и мнимая части которых описываются гауссовским законом распределения с математическим ожиданием μ и дисперсией σ^2.

Запишем элементы матрицы взаимных энергий следующим образом:

$$\dot{\mathbf{W}}_{aa} = \sum_{\substack{ni\in[f_i,f_i+\Delta f)\\ nj\in[t_j,t_j+\Delta t)}} \left[\left(\mathrm{Re}\left(\dot{\mathrm{S}}^H_{a,ni,nj} \dot{\mathrm{S}}_{a,ni,nj} \right) \right)^2 + \left(\mathrm{Im}\left(\dot{\mathrm{S}}^H_{a,ni,nj} \dot{\mathrm{S}}_{a,ni,nj} \right) \right)^2 \right], \; a = \overline{1,N}; \tag{6}$$

$$\dot{\mathbf{W}}_{ab} = \mathrm{Re}\left(\dot{\mathbf{W}}_{ab} \right) + \mathrm{i}\,\mathrm{Im}\left(\dot{\mathbf{W}}_{ab} \right) = \sum_{r=1}^{R} \left(\mathrm{Re}\left(\dot{\mathrm{S}}_{a,ni,nj} \right) \mathrm{Re}\left(\dot{\mathrm{S}}_{b,ni,nj} \right) + \mathrm{Im}\left(\dot{\mathrm{S}}_{a,ni,nj} \right) \mathrm{Im}\left(\dot{\mathrm{S}}_{b,ni,nj} \right) \right) +$$

$$+ \mathrm{i} \sum_{r=1}^{R} \left(\mathrm{Re}\left(\dot{\mathrm{S}}_{a,ni,nj} \right) \mathrm{Im}\left(\dot{\mathrm{S}}_{b,ni,nj} \right) - \mathrm{Im}\left(\dot{\mathrm{S}}_{a,ni,nj} \right) \mathrm{Re}\left(\dot{\mathrm{S}}_{b,ni,nj} \right) \right), \; a \neq b = \overline{1,N}. \tag{7}$$

Распределение СВ $\dot{\mathbf{W}}_{aa}$ в общем случае определяется как нецентральное обобщенное χ^2-распределение с числом степеней свободы $v = 2R$ и характеристической функцией (ХФ) [2]:

$$\varphi_{W_{aa}}(t) = \varphi_{\chi^2}(t) =$$

$$= \left(\frac{1}{\sqrt{1+2\mathrm{i}\sigma^2 t}} \exp\left(\frac{-\mathrm{i}\mu^2 t}{1+2\mathrm{i}\sigma^2 t} \right) \right)^{2R}. \tag{8}$$

Получим выражения для ХФ действительной и мнимой частей недиагонального элемента (7). Поскольку ХФ произведения двух независимых гауссовских СВ с одинаковыми математическим ожиданием μ и дисперсией σ^2 определяется выражением [2]

$$\varphi(t) = \frac{1}{\sqrt{1+\sigma^4 t^2}} \exp\left(\frac{-\mathrm{i}t\mu^2 - t^2\mu^2\sigma^2}{1+\sigma^4 t^2} \right), \tag{9}$$

из свойств ХФ [3] следует, что действительную и мнимую части выражения (7) можно описать как

$$\varphi_{Re(W_{ab})}(t) = \left(\varphi(t)\varphi(t) \right)^{2R} =$$

$$= \left(\frac{1}{1+\sigma^4 t^2} \exp\left(\frac{-2\mathrm{i}\mu^2 t}{1+\sigma^4 t^2} \right) \exp\left(\frac{-2\mu^2\sigma^2 t}{1+\sigma^4 t^2} \right) \right)^{2R}, \tag{10}$$

$$\varphi_{\mathrm{Im}(W_{ab})}(t) = \left(\varphi(t)\varphi(-t) \right)^{2R} =$$

$$= \left(\frac{1}{1+\sigma^4 t^2} \exp\left(\frac{-2\mu^2\sigma^2 t}{1+\sigma^4 t^2} \right) \right)^{2R}. \tag{11}$$

На рис. 1 в графическом виде представлены плотности вероятности (ПВ), рассчитанные через ХФ (8), (10), (11), а также приведены гистограммы, полученные в ходе статистического моделирования для случая трехканального приема и шести накоплений матрицы взаимных энергий (вектор гауссовского шума с $\mu = 0$ и $\sigma^2 = 0{,}5$, число статистических экспериментов – 10^6).

Из рис. 1 следует, что результаты расчета по полученным аналитическим выражениям согласуются с данными статистического моделирования, что подтверждает их достоверность.

Маргинальные ХФ пространственного коэффициента корреляции

Определим маргинальные ХФ СВ, описываемых выражениями (4) и (5).

След произведения эрмитовых матриц $\dot{\mathbf{A}}$ и $\dot{\mathbf{B}}$ вида (5) определяется выражением

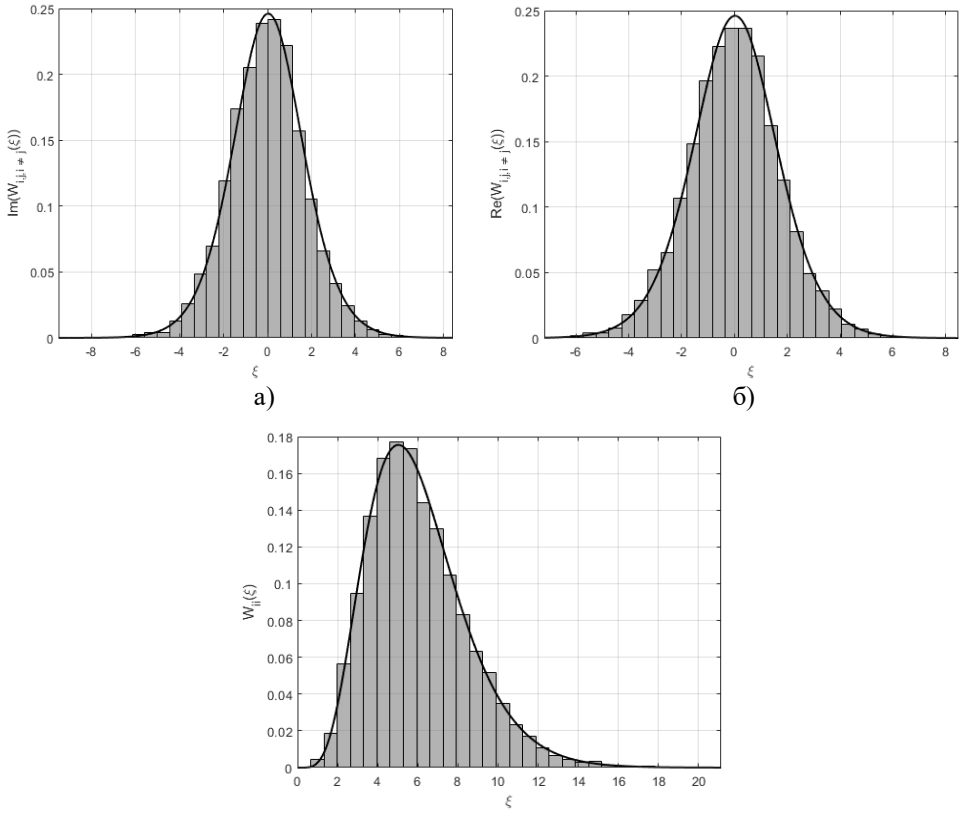
$$\mathrm{tr}\left(\dot{\mathbf{A}}\dot{\mathbf{B}}\right)=\sum_{i=1}^{N}\left(\mathrm{Re}\left(a_{ii}\right)\mathrm{Re}\left(b_{ii}\right)\right)+2\sum_{i=1}^{N}\sum_{j>i}^{N}\left(\mathrm{Re}\left(a_{ij}\right)\mathrm{Re}\left(b_{ij}\right)\right)+2\sum_{i=1}^{N}\sum_{j>i}^{N}\left(\mathrm{Im}\left(a_{ij}\right)\mathrm{Im}\left(b_{ij}\right)\right). \qquad (12)$$

Для компактности последующих выкладок введем следующие обозначения:

$$A=\sum_{i=1}^{N}\left(\mathrm{Re}\left(a_{ii}\right)\mathrm{Re}\left(b_{ii}\right)\right),$$

$$B=2\sum_{i=1}^{N}\sum_{j>i}^{N}\left(\mathrm{Re}\left(a_{ij}\right)\mathrm{Re}\left(b_{ij}\right)\right),$$

$$C=2\sum_{i=1}^{N}\sum_{j>i}^{N}\left(\mathrm{Im}\left(a_{ij}\right)\mathrm{Im}\left(b_{ij}\right)\right).$$



а) б)

в)

Рис. 1. Графическое представление ПВ элементов накопленной матрицы взаимных энергий (сплошная линия), рассчитанных по выражениям (8) (а), (10) (б) и (11) (в), и полученные в результате статистического анализа гистограммы

Найдем ХФ СВ A. Как следует из свойств ХФ [2, 5], ХФ φ_Z произведения двух независимых СВ $Z=XY$ определяется выражением

$$\varphi_Z\left(t\right)=\int_{-\infty}^{\infty}\varphi_Y\left(tx\right)W_X\left(x\right)dx=\int_{-\infty}^{\infty}\varphi_X\left(tx\right)W_Y\left(x\right)dx, \qquad (13)$$

где $\varphi_X(\cdot)$ и $\varphi_Y(\cdot)$ – ХФ СВ; $W_X(\cdot)$ и $W_Y(\cdot)$ – ПВ СВ.

Тогда

$$\varphi_A(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_{\chi^2}(tx) W_{\chi^2}(x)\, dx, \tag{14}$$

где $\varphi_{\chi^2}(\cdot)$ и $W_{\chi^2}(\cdot)$ – соответственно ХФ и ПВ обобщенного нецентрального χ^2-распределения [6];

$$W_{\chi^2}(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \exp\left(-\frac{\lambda}{2\sigma^2}\right) \frac{\left(\frac{\lambda}{2\sigma^2}\right)^k}{k!} \frac{\exp\left(\frac{-x}{2\sigma^2}\right) x^{\frac{\nu}{2}+k-1}}{\left(2\sigma^2\right)^{\frac{\nu}{2}} \Gamma\left(\frac{\nu}{2}+k\right)}, \tag{15}$$

где ν – число степеней свободы; σ – среднеквадратическое отклонение гауссовских компонент распределения; λ – параметр нецентральности.

В соответствии с выражениями (10) и (13) ХФ, описывающая СВ B, имеет вид

$$\varphi_B(2t) = \left(\int_{-\infty}^{\infty} \varphi_{Re(W_{ij}, i \neq j)}(2tx) F^{-1}\left(\varphi_{Re(W_{ij}, i \neq j)}(2x)\right) dx \right)^{\frac{N(N-1)}{2}}, \tag{16}$$

где F^{-1} – оператор обратного преобразования Фурье.

Аналогично для ХФ СВ C запишем

$$\varphi_C(2t) = \left(\int_{-\infty}^{\infty} \varphi_{\mathrm{Im}(W_{ij}, i \neq j)}(2tx) F^{-1}\left(\varphi_{\mathrm{Im}(W_{ij}, i \neq j)}(2x)\right) dx \right)^{\frac{N(N-1)}{2}}. \tag{17}$$

Тогда ХФ числителя $\varphi_{\mathrm{num}}(t)$ и знаменателя $\varphi_{\mathrm{den}}(t)$ СВ, описываемых выражениями (4) и (5), представим как

$$\varphi_{\mathrm{num}}(t) = \varphi_A(t) \varphi_B(2t) \varphi_C(2t), \tag{18}$$

$$\varphi_{\mathrm{den}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_{\chi^2}(tx)\, W_{\chi^2}(x)\, dx. \tag{19}$$

В аналитическом виде получить выражение для ХФ или ПВ коэффициентов (4) и (5) не удается из-за их статистической зависимости.

На рис. 2 в графическом виде представлена полученная по результатам статистического моделирования совместная ПВ числителя и знаменателя выражений (4) и (5) для случая трехканального приема и шести накоплений матрицы взаимных энергий (вектор гауссовского шума с $\mu = 0$ и $\sigma^2 = 0{,}5$; число статистических экспериментов – 10^6).

На рис. 3 приведены графики распределения ПВ числителя и знаменателя коэффициента пространственной корреляции сигналов, рассчитанной по формулам (18) и (19), а также гистограммы соответствующих результатов статистического моделирования.

Как видно из рис. 3, результаты расчетов по аналитическим выражениям (18) и (19) согласуются с данными статистического моделирования, что подтверждает достоверность полученных выражений.

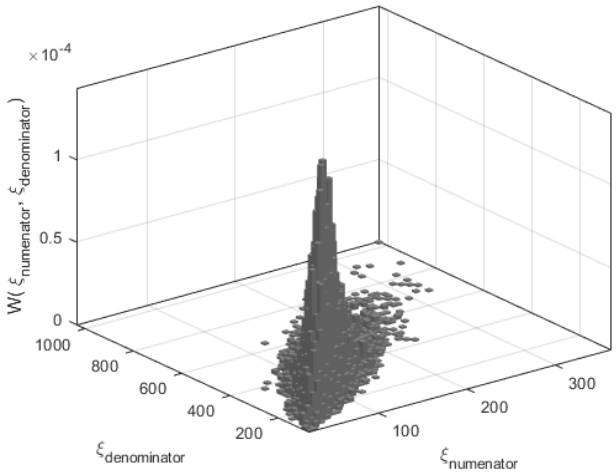
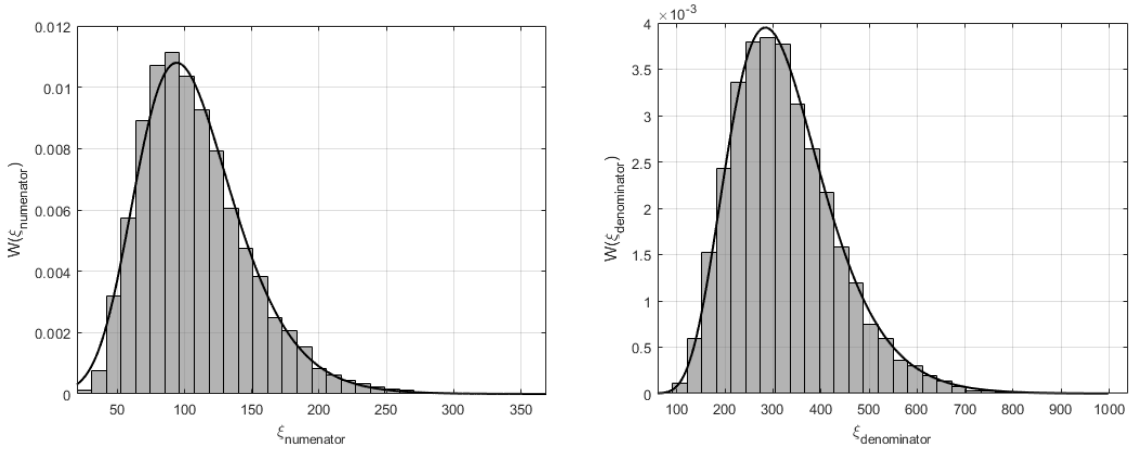


Рис. 2. Графическое представление совместной ПВ числителя и знаменателя (4) и (5), полученной в результате статистического моделирования



а) б)

Рис. 3. Графики распределения маргинальной ПВ, рассчитанной по формулам (18) (а) и (19) (б), а также гистограммы соответствующих результатов статистического моделирования

Заключение

В настоящей работе получены точные аналитические выражения для функций распределения элементов накопленной матрицы взаимных энергий для произвольного числа накоплений. На основе этих выражений с использованием аппарата ХВ проведен статистический анализ распределения коэффициента взаимной пространственной корреляции сигналов и найдены точные выражения для маргинальных ХФ числителя и знаменателя коэффициента корреляции.

Дальнейшим направлением исследований является нахождение функций распределения коэффициента взаимной пространственной корреляции сигналов на основе результатов, представленных в данной работе.

Список источников

1. *Артемов М.Л., Афанасьев О.В., Сличенко М.П., Трушин С.П.* Различение и пеленгование источников радиоизлучения при взаимном перекрытии радиосигналов в частотно-временной области // Радиотехника. 2025. Т. 89, № 9. С. 89–97.

2. *Springer M.D.* The Algebra of Random Variables. New York: Wiley, 1979. 470 p.

3. *Гнеденко Б.В., Колмогоров А.Н.* Характеристические функции. М.: Наука, 1949. 230 с.

4. *Wishart J.* The generalised product moment distribution in samples from a normal multivariate population // Biometrika. 1928. No. 20A(1–2). Pp. 32–52.

5. *Goodman N.R*. The distribution of the determinant of a complex Wishart distributed matrix // The Annals of Mathematical Statistics. 1963. No. 34(1). Pp. 178–180.

6. *Гнеденко Б.В.* Курс теории вероятностей: учебник. Изд. 6-е, перераб. и доп. М.: Наука, 1988. 448 с.

7. *Сличенко М.П.* Обобщенные распределения хи-квадрат и Фишера–Синдекора в задачах обнаружения источников радиоизлучения // Теория и техника радиосвязи. 2022. № 3. С. 45–51.

8. *Артемов М.Л., Борисов В.И., Маковий В.А., Сличенко М.П.* Автоматизированные системы управления, радиосвязи и радиоэлектронной борьбы. Основы и принципы построения. Монография / Под ред. М.Л. Артемова. М.: Радиотехника, 2021. 566 с.

9. *Артемов М.Л., Афанасьев О.В., Сличенко М.П.* Обнаружение и пеленгование источников радиоизлучений в рамках теории статистической радиотехники // Радиотехника. 2016. № 5. С. 4−18.

10. *Артемов М.Л., Афанасьев О.В., Сличенко М.П.* Алгоритм группирования спектральных компонент сигналов источников радиоизлучения моноимпульсными обнаружителями–пеленгаторами // Теория и техника радиосвязи. 2015. № 4. С. 5−10.

References

1. *Artemov M.L., Afanasyev O.V., Slichenko M.P., Trushin S.P.* Distinguishing and direction finding of radio emission sources in the case of mutual overlapping of radio signals in the frequency-time domain // Radio engineering. 2025. Vol. 89, No. 9. Pp. 105−114.

2. *Springer M.D.* The Algebra of Random Variables. New York: Wiley, 1979. 470 p.

3. *Gnedenko B.V., Kolmogorov A.N.* Characteristic functions. Moscow: Science, 1949. 230 p.

4. *Wishart J.* The generalised product moment distribution in samples from a normal multivariate population // Biometrika. 1928. No. 20A(1–2). Pp. 32–52.

5. *Goodman N.R.* The distribution of the determinant of a complex Wishart distributed matrix // The Annals of Mathematical Statistics. 1963. No. 34(1). Pp. 178–180.

6. *Gnedenko B.V.* Probability Theory Course: textbook. 6th ed., revised and additional. Moscow: Science, 1988. 448 p.

7. *Slichenko M.P.* The generalised chi-square and Fisher–Snedecor distributions in problems of radio-frequency sources detection // Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No. 3. Pp. 45–51.

8. *Artemov M.L., Borisov V.I., Makovij V.A., Slichenko M.P.* Automated control systems, radio communication and electronic warfare. Fundamentals and principles of construction. Monograph / Ed. by M.L. Artemova. Moscow: Radio engineering, 2021. 566 p.

9. *Artemov M.L., Afanasyev O.V., Slichenko M.P.* Detection and direction finding of radio emission sources within the framework of statistical radio engineering theory // Radio engineering. 2016. No. 5. Pp. 4−18.

10. *Artemov M.L., Afanasyev O.V., Slichenko M.P.* Algorithm for radio emission sources signals spectral components grouping with monopulse detection-direction finders // Theory and Technology of Radio Communication. 2015. No. 4. Pp. 5−10.

Информация об авторах

М.П. Сличенко, д.т.н., руководитель программ
С.П. Трушин, руководитель проекта

Information about the authors

M.P. Slichenko, D.Sc. in Engineering Sciences, Program Manager
S.P. Trushin, Project Manager

Статья поступила в редакцию 10.10.2025
Одобрена после рецензирования 15.10.2025
Принята к публикации 20.10.2025

The article was submitted 10.10.2025
Approved after reviewing 15.10.2025
Accepted for publication 20.10.2025

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 4. С. 12–17. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 4. Pp. 12–17. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396

Оценка возможностей радиорелейной линии связи E-диапазона

Михаил Николаевич Белозеров[1], Александр Юрьевич Чернышов[2], Антон Сергеевич Корнев[3]
[1–3]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[1]m.n.belozerov@sozvezdie.su, [2]a.yu.chernishov@sozvezdie.su, [3]a.s.kornev@sozvezdie.su

Аннотация. *Рассматриваются функциональные возможности радиорелейной связи E-диапазона для сигналов с фазовой и квадратурными модуляциями. Проведены расчеты дальности радиосвязи и пропускной способности канала с широкополосным сигналом.*

Ключевые слова: *радиорелейная связь, E-диапазон, цифровая модуляция, пропускная способность, дальность радиосвязи.*

Evaluation of the capabilities of an E-band radio-relay communication line

Michael N. Belozerov[1], Alexander Yu. Chernishov[2], Anton S. Kornev[3]
[1–3]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[1]m.n.belozerov@sozvezdie.su, [2]a.yu.chernishov@sozvezdie.su, [3]a.s.kornev@sozvezdie.su

Abstract. *The functional capabilities of E-band radio-relay communication for signals with phase and quadrature modulation are considered. Calculations of the radio communication range and the bandwidth of a channel with a broadband signal are carried out.*

Keywords: *radio-relay communication, E-band, digital modulation, bandwidth, radio communications range.*

Для современных беспроводных сетей все больше возрастают требования к пропускной способности, и одним из основных направлений для создания высокоскоростных систем связи является применение миллиметрового диапазона. Диапазон частот 60–90 ГГц известен как *E*-диапазон.

E-диапазон является нелицензируемым, но для удобства его делят на поддиапазоны: 71–76 ГГц и 81–86 ГГц. Такое разделение позволяет использовать частотный дуплекс, поскольку поддиапазоны разделены защитным интервалом. Данные поддиапазоны позволяют организовать канал для передачи данных широкополосных сигналов (ШПС) с цифровыми модуляциями высокого порядка и, как следствие, с высокой битовой скоростью R_b свыше 1 Гбит/с. Ниже приведены графики зависимостей битовой скорости от ширины полосы сигнала для модуляций *QPSK,* 16*QAM*, 64*QAM*, 128*QAM*, 256*QAM*, 512*QAM* и 1024*QAM* (рис. 1).

По графикам на рис. 1 видно, что даже при использовании простых форм модуляций, таких как *QPSK*, можно достичь битовой скорости более 1 Гбит/с, а при применении более сложных модуляций битовая скорость может превышать 10 Гбит/с.

Битовая скорость R_b в канале связи определяется по формуле

$$R_b = R_S \cdot \log_2(M), \qquad (1)$$

где M – порядок модуляции, R_S – символьная скорость.

Ширина полосы сигнала B с заданной символьной скоростью R_S может быть описана формулой

$$B = R_S \cdot (1+\alpha), \qquad (2)$$

где α – коэффициент избыточности, который обычно находится в пределах 0,3–0,5.

С ростом частоты растет и ослабление сигнала, в том числе и миллиметровых длин волн *E*-диапазона, поскольку на них в значительной мере оказывают влияние ослабления в кислороде и в водяных парах. Также сильное ослабление сигнала происходит из-за погодных условий, таких как дождь, вследствие чего дальность связи *E*-диапазона будет значительно меньше.

© Белозеров М.Н., Чернышов А.Ю., Корнев А.С., 2025

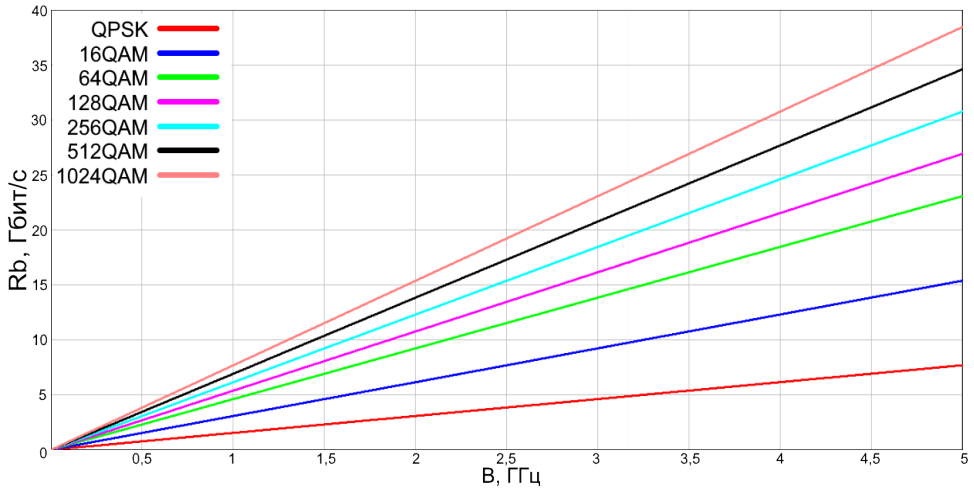


Рис. 1. Графики зависимости R_b от B для фазовой и квадратурных модуляций при $\alpha = 0,3$

Для оценки дальности связи E-диапазона, при которой обеспечивается устойчивая связь, можно использовать формулу

$$S_{\text{ПРМ}} = P_{\text{ПРД}} + G_{\text{ПРД}} + G_{\text{ПРМ}} - L_{\text{О}} - L_G \cdot d, \quad (3)$$

где $S_{\text{ПРМ}}$ – чувствительность приемника, $P_{\text{ПРД}}$ – мощность передатчика, $G_{\text{ПРД}}$, $G_{\text{ПРМ}}$ – усиление антенн передатчика и приемника, $L_{\text{О}}$ – ослабление в свободном пространстве, L_G – погонное затухание в атмосфере, d – расстояние между антеннами.

Минимальное значение чувствительности приемника $S_{\text{ПРМ}}$, при котором будет установлена связь, также можно описать следующей формулой:

$$S_{\text{ПРМ}} = P_{noise} + SNR, \quad (4)$$

где SNR – отношение сигнал/шум, P_{noise} – шумовая мощность в полосе.

Шумовая мощность P_{noise} в полосе описывается формулой

$$P_{noise} = -174 + 10 \cdot \log_{10}(B) + N_{\text{ПРМ}}, \quad (5)$$

где B – ширина полосы сигнала, $N_{\text{ПРМ}}$ – коэффициент шума.

Коэффициент шума $N_{\text{ПРМ}}$ – это характеристика приемника, которая показывает, насколько ухудшается его чувствительность $S_{\text{ПРМ}}$ на выходе под действием собственных шумов. Для современных приемников он обычно составляет от 8 до 10 дБ.

Значение отношения сигнал/шум приемника SNR из формулы (4) зависит от используемой модуляции и выражается формулой

$$SNR = 10 \cdot \log_{10}(E_b / N_0) + 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{R_b}{B}\right), \quad (6)$$

где E_b / N_0 – отношение сигнал/шум на бит, R_b – битовая скорость.

В цифровых системах связи отношение сигнал/шум на бит E_b / N_0 зависит от вероятности ошибки BER (рис. 2), в современных системах для устойчивой связи вероятность ошибки BER составляет не более 10^{-6}. Графики зависимости вероятности ошибки BER от отношения сигнал/шум на бит E_b / N_0 на рис. 2 для модуляций $QPSK$, 16QAM, 64QAM, 128QAM, 256QAM, 512QAM и 1024QAM построены с учетом аддитивного белого гауссовского шума ($AWGN$), который используется при тестировании и моделировании каналов связи.

По формуле (4) можно построить графики зависимости чувствительности приемника $S_{\text{ПРМ}}$ от ширины полосы сигнала B для модуляций $QPSK$, 16QAM, 64QAM, 128QAM, 256QAM, 512QAM и 1024QAM с вероятностью ошибки BER 10^{-6} (рис. 3) для оценки возможностей приемного оборудования радиорелейной станции. Из графика можно отметить, что сильнее всего изменение чувствительности происходит при небольшой ширине полосы – до 500 МГц.

Основные потери сигнала обусловливаются ослаблением в свободном пространстве $L_{\text{О}}$:

$$L_{\text{О}} = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot d}{\lambda}\right), \quad (7)$$

где λ – длина волны сигнала.

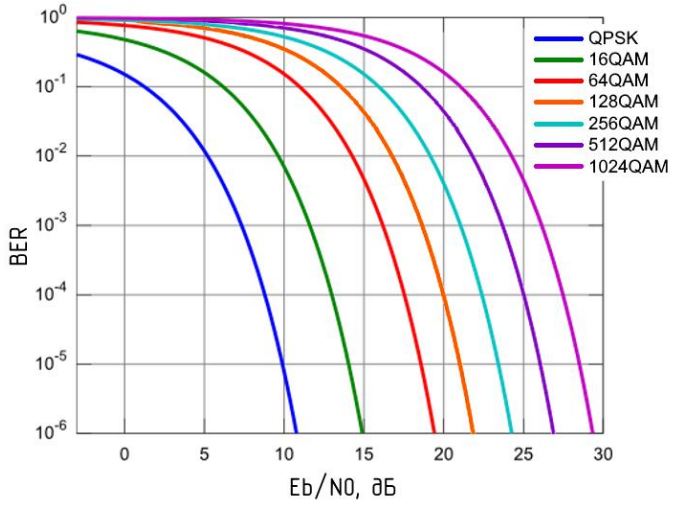


Рис. 2. Графики зависимости *BER* от E_b / N_0 для фазовой и квадратурных модуляций в условиях аддитивного белого гауссовского шума

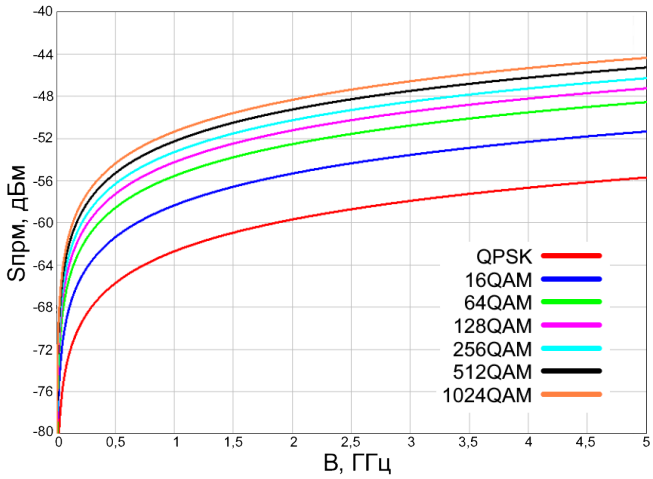


Рис. 3. Графики зависимости $S_{\text{ПРМ}}$ от B для фазовой и квадратурных модуляций при $BER = 10^{-6}$

Ослабление сигнала в свободном пространстве становится больше с увеличением расстояния между передатчиком и приемником, так как сигнал рассеивается по большей площади [1]. Поскольку на ослабление миллиметровых волн в свободном пространстве в значительной степени влияет поглощение атмосферой, то необходимо учитывать погонное затухание в атмосферных газах L_G, которое описывается формулой

$$L_G = L_{OX} + L_W, \qquad (8)$$

где L_{OX} – погонное затухание, обусловленное сухим воздухом; L_W – погонное затухание, обусловленное водяным паром.

Погонное затухание в атмосферных газах учитывается для сигналов с частотой выше 1 ГГц и складывается из поглощения сигнала кислородом (и азотом – при определенном давлении) и ослаблением в водяных парах. Его полный расчет описан в [2].

Преобразуя (3), получаем формулу для нахождения максимальной дальности радиорелейной связи:

$$d = \frac{\lambda \cdot 10^{\frac{P_{\text{ПРД}} + G_{\text{ПРД}} + G_{\text{ПРМ}} - S_{\text{ПРМ}} - L_G \cdot d}{20}}}{12{,}566}. \qquad (9)$$

Проведем по формуле (9) расчет дальности связи для сигналов с модуляциями *QPSK*, 16*QAM*, 64*QAM*, 128*QAM*, 256*QAM*, 512*QAM* и 1024*QAM* для диапазона частот 71–76 ГГц, с усилением антенн $G_{\text{ПРД}}$ и $G_{\text{ПРМ}}$ = 50 дБи, с мощностью передатчика $P_{\text{ПРД}}$ = 10 дБм и средними значениями атмосферных параметров. По полученным данным построим график зависимости дальности связи d от ширины полосы сигнала B (рис. 4).

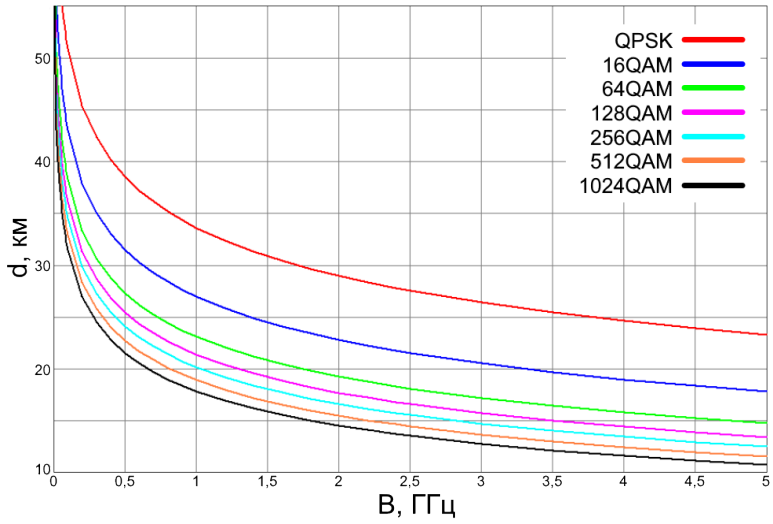


Рис. 4. Графики зависимости *d* от *B* для фазовой и квадратурных модуляций

Следует учесть, что данные на рис. 4 рассчитаны для идеальных условий. В реальности при расчете радиоканала закладывается энергетический запас для компенсации возможных ослаблений сигнала. Обычно величина энергетического запаса составляет 20 дБ, так обеспечивается стабильность радиоканала и компенсируются возникающие замирания сигнала. Формула (9) позволяет оценить максимальную дальность связи без учета возможных осадков, которые оказывают сильное ослабление на сигнал *E*-диапазона. Например, при сильном дожде ослабление достигает 10 дБ/км.

Современное радиорелейное оборудование *E*-диапазона работает с шириной полосы, не превышающей 2,5 ГГц, в связи с отсутствием в общей доступности электронных компонентов, способных обеспечить формирование и цифровую обработку ШПС с большей полосой.

С учетом всего вышеописанного можно получить величины дальностей связи, приближенные к реальным при ясной погоде с учетом энергетического запаса в 20 дБ и при дождливой погоде с умеренной интенсивностью без учета энергетического запаса, поскольку он закладывается в том числе и для компенсации потерь при прохождении сигнала через дождь (таблица).

Таблица

Характеристики радиорелейной линии *E*-диапазона

Модуляция	Максимальная дальность связи, км				Ширина полосы, ГГц	Скорость, Мбит/с
	Ясная погода		Дождливая погода (умеренный дождь)			
	71–76 ГГц	**81–86 ГГц**	**71–76 ГГц**	**81–86 ГГц**		
QPSK	19,42	18,09	5,23	5,11	0,1	154
	9,41	8,58	4,15	4,03	1	1540
	6,68	6,04	3,73	3,62	2,5	3850
16QAM	14,5	13,39	4,75	4,64	0,1	308
	6,46	5,84	3,7	3,58	1	3080
	4,45	4	3,3	3,19	2,5	7700
64QAM	11,8	10,83	4,45	4,34	0,1	462
	4,99	4,49	3,41	3,3	1	4620
	3,38	3,02	3,02	2,91	2,5	11540

Продолжение таблицы

Модуляция	Максимальная дальность связи, км				Ширина полосы, ГГц	Скорость, Мбит/с
	Ясная погода		Дождливая погода (умеренный дождь)			
	71–76 ГГц	**81–86 ГГц**	**71–76 ГГц**	**81–86 ГГц**		
128QAM	10,66	9,75	4,31	4,2	0,1	538
	4,4	3,95	3,28	3,17	1	5380
	2,96	2,64	2,89	2,78	2,5	13460
256QAM	9,87	9,01	4,21	4,06	0,1	615
	4,01	3,59	3,19	3,08	1	6150
	2,68	2,39	2,8	2,7	2,5	15380
512QAM	9,08	8,27	4,1	3,99	0,1	692
	3,62	3,24	3,08	2,98	1	6920
	2,41	2,15	2,7	2,6	2,5	17310
1024QAM	8,41	7,64	4,01	3,89	0,1	769
	3,3	2,95	3	2,89	1	7690
	2,19	1,95	2,61	2,51	2,5	19230

Как видно из таблицы, при заданных исходных данных дальность связи *E*-диапазона для скоростей от 1 Гбит/с и более не превышает 10 км. В дождливую погоду даже при умеренном количестве осадков связь значительно ослабевает, из-за чего средняя дальность связи становится равна 3–4 км. Важно отметить, что расчет дальности связи при дождливой погоде проводился с учетом осадков на всей линии связи. Если же протяженность дождливого участка не превышает 1 км, то можно ориентироваться на дальность, рассчитанную для ясной погоды, так как энергетический запас в 20 дБ сможет компенсировать вносимые дождем потери. Разница ослабления сигнала между поддиапазонами 71–76 ГГц и 81–86 ГГц незначительна, и она также может быть скомпенсирована заложенным энергетическим запасом, что позволяет при использовании частотного дуплекса ориентироваться на расчет дальности только для первого поддиапазона.

Для обеспечения надежности связи на практике используют адаптивную модуляцию – при ухудшении условий (дождь, увеличение расстояния) система переключается на более низкие модуляции или сужает полосу. Таким образом, обеспечивая динамическое изменение модуляции и скорости, радиорелейные станции *E*-диапазона, в зависимости от условий, достигают компромисса между дальностью и пропускной способностью, обеспечивая устойчивую связь [3–5].

Еще одним способом повысить скорость является использование антенн с двойной поляризацией, которые обеспечивают одновременную передачу и прием с вертикальной и горизонтальной поляризацией. За счет этого возможно удвоить пропускную способность канала в пределах одной полосы частот, либо уменьшить используемую полосу частот, что позволит увеличить дальность связи без уменьшения пропускной способности.

На основе полученных данных можно сделать вывод, что *E*-диапазон является перспективным для создания высокоскоростных радиорелейных систем малой дальности, однако при построении линии связи следует учитывать атмосферные и погодные условия местности, на которой планируется расположение радиорелейных линий.

Список источников

1. Рекомендация МСЭ-R P.525-4. Расчет ослабления в свободном пространстве. Женева: Международный союз электросвязи, 2019.

2. Рекомендация МСЭ-R P.676-13. Затухание в атмосферных газах и связанное с ним воздействие. Женева: Международный союз электросвязи, 2022.

3. *Вишневский В., Фролов С., Шахнович И.* Радиорелейные линии связи в миллиметровом диапазоне: новые горизонты скоростей // Электроника: НТБ. 2011. № 1. С. 90–97.

4. *Jonathan Wells.* Multigigabit wireless technology at 70 GHz, 80 GHz and 90 GHz // Tx/Rx Technology. 2006. Pp. 50–58.

5. *Быховский М.А., Кирик Ю.М., Носов В.И. и др.* Основы проектирования цифровых радиорелейных линий связи / Под ред. профессора М.А. Быховского. М.: Горячая линия–Телеком, 2014. 332 с.: ил.

References

1. Recommendation ITU-R P.525-4. Calculation of free space attenuation. Geneva: International Telecommunication Union, 2019.

2. Recommendation ITU-R P.676-13. Attenuation by atmospheric gases and related effects. Geneva: International Telecommunication Union, 2022.

3. *Wishnewskiy W., Frolov S., Shahnovich I.* Millimeter-wave radio-relay communication lines: new horizon for speed // Electronics: STB. 2011. No. 1. Pp. 90–97.

4. *Jonathan Wells.* Multigigabit wireless technology at 70 GHz, 80 GHz and 90 GHz // Tx/Rx Technology. 2006. Pp. 50–58.

5. *Byhovskiy M.A., Kirik Yu. M., Nosov W.I. and others.* Fundamentals of Digital Radio-Relay Line Design / Ed. professor M.A. Byhovskiy. Moscow: Hotline–Telecom, 2014. 332 p.: ill.

Информация об авторах

М.Н. Белозеров, ведущий инженер
А.Ю. Чернышов, ведущий инженер
А.С. Корнев, старший инженер

Information about the authors

M.N. Belozerov, Leading Engineer
A.Yu. Chernishov, Leading Engineer
A.S. Kornev, Senior Engineer

Статья поступила в редакцию 06.11.2025
Одобрена после рецензирования 12.11.2025
Принята к публикации 17.11.2025

The article was submitted 06.11.2025
Approved after reviewing 12.11.2025
Accepted for publication 17.11.2025

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 4. С. 18–24. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 4. Pp. 18–24. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 537.874.2

Противодействие радиоэлектронному воздействию спутников на радиолинии посредством повышения плотности плазмы в атмосфере Земли

Александр Васильевич Велигоша[1], Евгений Евгеньевич Комиссаров[2]
[1,2]Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого, Серпухов, Россия
[1]aveligosha@mail.ru, [2]dieu1337@mail.ru

Аннотация. *Предлагается способ противодействия радиоэлектронному воздействию спутниковой группировки вероятного противника на линии радиосвязи метрового диапазона волн, основанный на использовании источников ультрафиолетового (УФ) излучения, ионизирующих молекулы кислорода, а также способ создания высокоплотной плазмы над ней.*

Ключевые слова**:** *ультрафиолетовое излучение, привязной аэростат, спутниковая связь, ионизация, ионы, подразделение.*

Prevention of radioelectronic effects from enemy orbiting satellites on radio lines by increasing plasma density

Alexander V. Veligosha[1], Evgeny E. Komissarov[2]
[1,2]Military Academy of Strategic Missile Forces named after Peter the Great, Branch in Serpukhov, Russia
[1]aveligosha@mail.ru, [2]dieu1337@mail.ru

Abstract. *A method of countering the electronic influence of a potential enemy's satellite constellation on a metre-wave radio communication line based on the use of ultraviolet (UV) radiation sources that ionize oxygen molecules, as well as a method of creating a high-density plasma above it, are proposed.*

Keywords: *ultraviolet radiation, tethered balloon, satellite communications, ionization, ions, subdivision.*

В настоящее время находят широкое применение средства связи, функционирующие в метровом диапазоне волн, принцип работы которых основывается на распространении электромагнитных волн вдоль поверхности Земли, взаимодействующих с плазмой атмосферы, что обусловлено большой концентрацией в ней свободных заряженных частиц – электронов и ионов [1]. Радиолинии метрового диапазона подвержены воздействию спутниковых средств радиоразведки вероятного противника, которое проводится с целью их обнаружения и радиоэлектронного подавления.

Одной из проблем, возникающих при применении средств радиосвязи метрового диапазона волн, является проблема обнаружения факта их работы и последующего подавления путем постановки преднамеренных помех.

В настоящей работе предлагается способ противодействия радиоэлектронному воздействию (РЭВ) спутниковой группировки вероятного противника на радиолинии метрового диапазона волн. Воздействия спутниковой группировки можно избежать, ограничив доступ к радиолинии. Рассмотрим предложенный способ на примере защиты средств радиосвязи метрового диапазона, развернутых в полевых условиях. При развертывании в полевых условиях группа радиосредств занимает площадь примерно 200 на 200 м. Чтобы исключить обнаружение факта работы радиосредств, предлагается создать над ними слой плазмы с повышенной плотностью.

Есть несколько видов ионизирующих излучений: рентгеновское, нейтронное, альфа-, бета-, гамма- и УФ-излучение [2]. Наиболее эффективным является УФ-излучение, так как его источники имеют малую массу и допускают относительно простое размещение непосредственно над районом развертывания радиолинии. Необходимо отметить, что не весь спектр УФ-излучения спосо-

© Велигоша А.В., Комиссаров Е.Е., 2025

бен вызывать ионизацию молекул кислорода. Энергия, необходимая для ионизации одной молекулы кислорода, принимает значение $E_{\text{ион}} = 12{,}1$ эВ, что соответствует $1{,}94 \cdot 10^{-18}$ Дж [2].

По значению $E_{\text{ион}}$ можно найти длину волны ионизирующего луча:

$$E_{\text{ион}} = \frac{h \cdot c}{\lambda}, \qquad (1)$$

где $h \approx 6{,}626 \cdot 10^{-34}$ Дж$\cdot c$ – постоянная Планка; $c \approx 2{,}998 \cdot 10^{8}$ м/с – скорость света; λ – длина волны.

Тогда длина волны с учетом (1) для $E_{\text{ион}} = 1{,}94 \cdot 10^{-18}$ Дж составляет $\lambda = 102{,}4$ нм.

Согласно [3] УФ-излучение разделяется на три диапазона:

1) УФ-*A* с длиной волны 315…400 нм;
2) УФ-*B* с длиной волны 280…315 нм;
3) УФ-*C* с длиной волны 100…280 нм.

Тогда длина волны $\lambda = 102{,}4$ нм удовлетворяет УФ-излучению диапазона *C*. Далее будут рассматриваться источники УФ-излучения этого диапазона.

Одной из особенностей атмосферной плазмы является сильная частотная дисперсия, то есть зависимость ее проницаемости от частоты [4]. Для того чтобы сигналы радиосредств метрового диапазона не оказывали влияния на ионосферу и не проходили через нее, необходимо добиться частоты столкновений электронов в плазме, превышающей частоту радиоволн, излучаемых ими. Предположим, что комплекс радиосвязи метрового диапазона волн обеспечивает информационный обмен между пунктами управления в диапазоне 30…108 МГц. Смоделируем область плазмы с собственной частотой, равной приблизительно 300 МГц. На рис. 1 изображена зависимость диаграммы направленности при распространении радиоволн с частотой 300 МГц от частоты столкновений электронов в плазме.

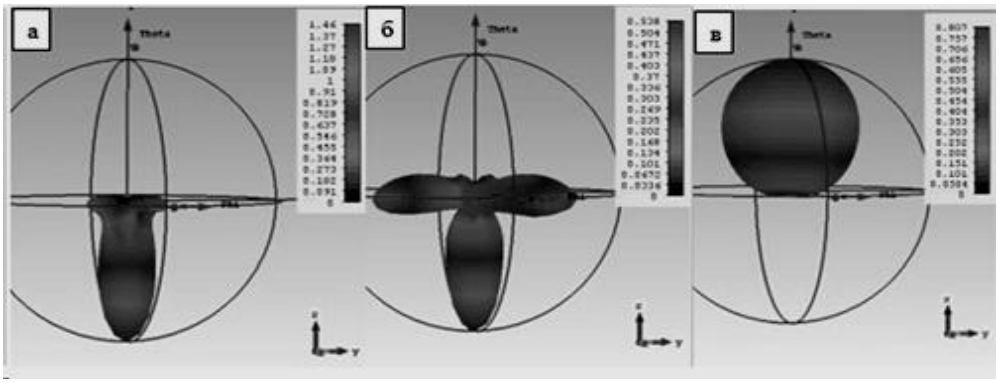


Рис. 1. Диаграммы направленности для радиоволн с частотой 300 МГц при частоте столкновений электронов: а) $3 \cdot 10^{4}$ столк/с; б) $3 \cdot 10^{8}$ столк/с; в) $3 \cdot 10^{16}$ столк/с

Из рис. 1 видно, что при частоте волны со спутника меньшей, чем собственная частота плазмы, энергия сигнала испытывает отражение, значительное поглощение и рассеивание в плазме. При меньшей частоте столкновений электронов энергия волны будет поглощаться и частично отражаться от слоя плазмы. В случае увеличения частоты столкновения электронов наблюдается увеличение степени поглощения энергии и рассеивания ее в плазме. При наибольшей частоте столкновений электронов волна частично проходит через объем плазмы [5].

На рис. 2 показано, каким образом будет происходить распространение радиоволн при образовании искусственного облака плазмы с собственной частотой 300 МГц. Эллипсом обозначено искусственное облако плазмы, образованное вокруг источника УФ-излучения. Волнистой линией обозначена радиолиния собственных радиосредств, прерывистой линией – возможное продолжение распространения радиоволн при отсутствии облака плазмы. Также на рисунке изображено распространение радиоволн метрового диапазона, излучаемых спутником вероятного противника в направлении радиосредства, находящегося под искусственным облаком плазмы, образованным с помощью светодиодов, размещенных на борту их носителя.

Таким образом, при частоте плазмы 300 МГц радиолинии будут защищены от внешнего воздействия со спутников противника, но при этом останется возможность использования

собственных средств спутниковой связи, например станций спутниковой связи (ССС), работающих в диапазонах 7/8 ГГц или 4/6 ГГц. Иными словами, сигналы ССС будут проходить через искусственное облако плазмы без ослабления, и будут осуществляться прием и передача информации с заданным качеством.

В качестве источника УФ-излучения предлагается использовать УФ-светодиоды, предназначенные для работы в УФ-*C* диапазоне, которые достаточно компактны и не требуют мощного источника питания [6]. Для определения выходной мощности УФ-светодиода требуется определить интенсивность излучения, необходимую для ионизации молекул кислорода.

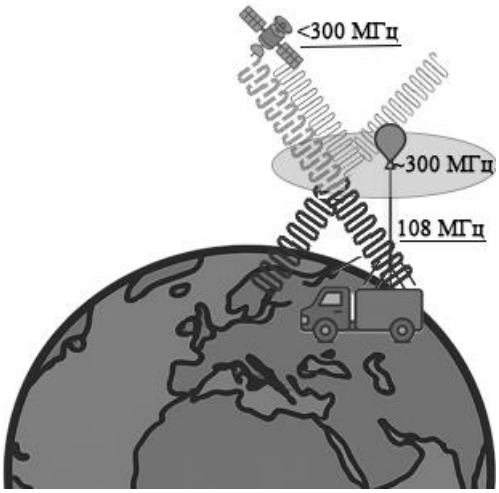


Рис. 2. Распространение радиоволн при формировании искусственного облака плазмы

Чтобы определить плотность электронов в плазме, воспользуемся формулой нахождения плазменной частоты:

$$f_{\text{пл}} = 0{,}9 \cdot 10^4 \cdot \sqrt{n}, \qquad (2)$$

где $f_{\text{пл}}$ – собственная частота плазмы; n – плотность плазмы.

С учетом (2) можно записать

$$n = \left(\frac{f_{\text{пл}}}{0{,}9 \cdot 10^4} \right)^2 = \left(\frac{3 \cdot 10^8}{0{,}9 \cdot 10^4} \right)^2 \approx 1{,}11 \cdot 10^9 \text{ э/м}^3. \qquad (3)$$

Для повышения уровня ионизации необходимо определить область ионизации и количество источников УФ-излучения. Так как излучение распространяется вокруг источника, необходимо определить радиус окружности его действия. Тогда, используя выражение (4), радиус окружности действия источника УФ-излучения можно определить как

$$r = \sqrt{\frac{S}{\pi}} = \sqrt{\frac{40000}{3{,}14}} \approx 112{,}86, \qquad (4)$$

где S – защищаемая площадь, для примера составляющая 40000 м^2; $\pi \approx 3{,}14$; r – радиус окружности, который необходимо найти. Примем $r = 113$ м.

Реализация предложенного способа защиты радиосредств метрового диапазона волн от средств спутниковой радиоразведки может быть обеспечена путем применения 16 источников УФ-излучения. Тогда площадь сектора, охватываемого одним источником, будет определяться по формуле

$$S_{\text{сектора}} = \frac{\beta}{360^\circ} \cdot \pi r^2 = \frac{45^\circ}{360^\circ} \cdot 3{,}14 \cdot 113^2 \approx 5012 \text{ м}^2, \qquad (5)$$

где $S_{\text{сектора}}$ – площадь сектора, охватываемого излучением одного источника УФ-*C*; β – угол сектора одного источника; πr^2 – площадь зоны ионизации.

Мощность каждого УФ-светодиода можно определить из формулы для расчета интенсивности УФ-излучения:

$$I = \frac{P}{S_{\text{сектора}}}, \qquad (6)$$

где I – интенсивность УФ-излучения; P – выходная мощность УФ-светодиода.

При расчетах необходимо учитывать затухание УФ-излучения с расстоянием, которое определяется по закону Бугера–Ламберта–Бера [7]:

$$I = I_0 \cdot e^{-\alpha d}, \qquad (7)$$

где I – интенсивность УФ-излучения на расстоянии d от источника УФ-C излучения; I_0 – начальная интенсивность УФ-излучения на уровне моря; α – коэффициент атмосферного поглощения; d – радиус окружности.

Предположим, что источник УФ-излучения находится на высоте 500 м; тогда коэффициент атмосферного поглощения УФ-C излучения составляет около 0,1…0,2 м$^{-1}$. Для нахождения значения I, необходимого для создания плазмы плотностью $1{,}11\cdot10^{9}$ э/м^3, надо также учитывать, что на высоте 500 м на созданную область плазмы будут оказывать влияние восстановительные и коллизионные процессы, приводящие ее в неустойчивое положение. На высоте 500 м плотность атмосферы больше, чем на высоте 10 км и более, выше давление и температура, следовательно, вероятность столкновения положительных и отрицательных ионов для восстановления молекул кислорода выше. Восстановление молекул кислорода является вероятностным процессом, предсказание которого трудно реализовать без быстрых измерений, позволяющих количественно оценить потерю электронов за счет рекомбинации; поэтому будем считать, что восстановление молекул происходит в 1000 раз чаще, чем их ионизация, то есть вероятность того, что в плазме будет образовано две свободных частицы, составит 0,001.

Чтобы определить, какое количество ионов образовалось в процессе ионизации молекул кислорода, нужно найти объем области, в которой происходит данный процесс. Площадь сектора, в котором происходит ионизация, известна из выражения (5), высота для дальнейших расчетов составляет 1 м в самой широкой части тора; следовательно, объем будет найден по формуле

$$V = S_{\text{сектора}} \cdot h = 5012 \cdot 1 = 5012 \text{ м}^3, \qquad (8)$$

где V – объем ионизируемой области; $S_{\text{сектора}}$ – площадь сектора; h – высота ионизируемой области.

Количество ионов N, которое образуется в данной области, составит

$$N = n \cdot V = 1{,}11\cdot10^{9} \cdot 5012 \approx 5{,}57\cdot10^{12}. \qquad (9)$$

С учетом восстановительных процессов на высоте 500 м увеличим количество ионов в 1000 раз, что составит

$$N = n \cdot V = 5{,}57\cdot10^{12} \cdot 1000 \approx 5{,}57\cdot10^{15}. \quad (10)$$

Общая энергия, необходимая для ионизации всех молекул кислорода, является произведением энергии ионизации одной молекулы и количества молекул в заданной области. Так как кислород состоит из двух атомов, рассматриваемых как ионы, количество молекул кислорода будет в два раза меньше количества ионов, т.е.

$$N_{\text{молекул}} = \frac{N}{2} = \frac{5{,}57\cdot10^{15}}{2} \approx 2{,}78\cdot10^{15}. \quad (11)$$

Следовательно, общая энергия ионизации составляет

$$E_{\text{общ}} = E_{\text{ион}} \cdot N = 1{,}94\cdot10^{-18} \cdot 5{,}57\cdot10^{12} \approx$$

$$\approx 5{,}402\cdot10^{-3} \text{ Дж}. \qquad (12)$$

Исходя из полученных данных, можно рассчитать интенсивность УФ-излучения, необходимую для ионизации кислорода в определенном секторе с заданной плотностью:

$$I = \frac{E_{\text{общ}}}{S_{\text{сектора}} \cdot t} = \frac{5{,}402\cdot10^{-3}}{5012\cdot1560} =$$

$$= 6{,}909\cdot10^{-10} \text{ Вт/м}^2, \qquad (13)$$

где t – время, в течение которого будет достигнута плотность плазмы $\sim 1{,}11\cdot10^{9}$ э/м.

С учетом затухания по закону Бугера–Ламберта–Бера начальная интенсивность излучения составит

$$I_0 = I \cdot e^{\alpha d} = 1{,}382\cdot10^{-12} \cdot e^{0{,}15\cdot113} \approx 0{,}016 \text{ Вт/м}^2. \quad (14)$$

Преобразовав выражение (6) и взяв в качестве интенсивности УФ-излучения значение начальной интенсивности излучения из (13), можно найти значение выходной мощности одного УФ-светодиода:

$$P = I_0 \cdot S_{\text{сектора}} = 0{,}016 \cdot 5012 \approx 80 \text{ Вт}. \qquad (15)$$

Общая выходная мощность источника питания $\left(P_{\text{общ}}\right)$ равна произведению числа потребителей и потребляемой ими мощности с учетом дополнительных факторов, составляющих 10%, деленному на коэффициент мощности $k = 0{,}8$ (значение, типичное для большинства источников питания):

$$P_{\text{общ}} = \frac{8 \cdot 80 \cdot 1{,}1}{0{,}8} = 880 \text{ Вт}. \qquad (16)$$

Для размещения источников УФ-излучения предлагается использовать привязной аэростат, высота подъема которого ограничена, в связи с чем было принято решение компенсировать потери в плотности плазмы использованием большей энергии для ионизации.

При этом необходимо учитывать радиус первой зоны Френеля, являющейся областью распространения земной волны радиосредств метрового диапазона. Если созданная область плазмы будет пересекаться с первой зоной Френеля, то описанный способ защиты будет оказывать негативное влияние на собственные радиолинии. Для этого нужно определить длину волны собственных средств связи. Предположим, что частота будет максимальной в метровом диапазоне, т.е. 300 МГц. Тогда длина волны составит 1 м.

Найдем радиус первой зоны Френеля:

$$r = \sqrt{\frac{\lambda_{cc} D}{2}} = \sqrt{\frac{1 \cdot 200}{2}} = 10 \text{ м}, \qquad (17)$$

где r – радиус первой зоны Френеля; λ_{cc} – длина волны радиосредства связи; D – расстояние между приемником и передатчиком. Следовательно, высоты 500 м для размещения источников УФ-излучения достаточно, чтобы отсутствовало взаимодействие ионизированной области и первой зоны Френеля для земной волны действующих радиолиний.

На рис. 3 показано распространение радиоволн в пределах первой зоны Френеля для рассматриваемого случая.

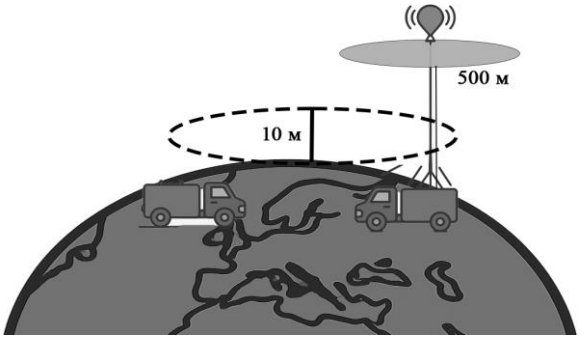


Рис. 3. Первая зона Френеля при распространении радиоволн метрового диапазона

Комплекс радиосвязи метрового диапазона, как правило, имеет в своем составе антенны с круговой диаграммой направленности в горизонтальной плоскости. Часть излучаемой энергии сигнала распространяется в направлении на спутники, представляя собой технический канал, доступный для радиоразведки. Применение искусственного облака плазмы, обладающего собственной частотой, большей, чем частота излучаемого сигнала, позволяет исключить проникновение радиоволн сквозь атмосферу в открытое пространство, тем самым делая радиоволны доступными для средств радиоразведки. Радиоволны, отраженные от искусственного облака плазмы, увеличивают энергетическую плотность в горизонтальной зоне, изменяя диаграмму направленности и увеличивая при этом дальность связи.

Для того чтобы определить, насколько увеличится дальность связи при использовании искусственного облака плазмы, необходимо найти ее значение без него. Дальность связи при отсутствии отражающих поверхностей составит

$$D_0 = \sqrt{2h_{\text{прд}}} + \sqrt{2h_{\text{прм}}} = \sqrt{3} + \sqrt{3} \approx 3{,}464 \text{ км}, \qquad (18)$$

где D_0 – дальность связи без отражения; $h_{\text{прд}}$ – высота передающей антенны; $h_{\text{прм}}$ – высота приемной антенны (приняты 3 м).

При определении усиления сигнала в горизонтальной плоскости необходимо определить его мощность после появления искусственного облака плазмы. Предлагается условно считать, что 25% излучения рассеивается вверх, а эффективность отражения облаком составит 1; тогда

$$P_{\text{гориз.}} = P_{0\text{гориз.}} + \alpha \cdot P_{\text{верх.}} = \\ = P_{0\text{гориз.}} + 1 \cdot 0{,}25 \cdot P_{\text{общ.}}, \qquad (19)$$

где $P_{\text{гориз.}}$ – мощность в горизонтальной плоскости после появления искусственного облака;

$P_{0\text{гориз.}}$ – начальная мощность в горизонтальной плоскости; $P_{\text{верх.}}$ – доля излучения, излучаемая в открытое пространство; α – коэффициент отражения.

В таком случае усиление антенны составит

$$G = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{P_{\text{гориз.}}}{P_{0\text{гориз.}}}\right) =$$

$$= 10 \cdot \log_{10}(1{,}33) \approx 1{,}24 \text{ дБ}, \qquad (20)$$

где G – усиление сигнала в горизонтальной плоскости.

Когда известно значение усиления сигнала в горизонтальной плоскости, то можно определить дальность связи при создании искусственного облака плазмы:

$$D = D_0 \cdot \sqrt{G} = 3{,}464 \cdot \sqrt{1{,}24} \approx 3{,}857 \text{ км}. \qquad (21)$$

Необходимо определить тип аэростата, используемого для поднятия УФ-светодиодов. Существует несколько типов привязных аэростатов. Проведя анализ их характеристик, можно предложить использование привязного аэростата российского производства Au-27 «Рысь» с максимальной высотой подъема 1000 м, максимальной мощностью полезной нагрузки, обеспечиваемой по канат-кабелю с Земли, 2,5 кВт и временем работы аэростата 15 суток [8].

Питание УФ-излучателей осуществляется канат-кабелем любого источника питания, способным обеспечить выходную мощность 0,88 кВт.

Область плазмы, состоящая из ионов молекул кислорода, будет располагаться на высоте около 500 м, которая является рабочей высотой полета аэростата. При необходимости возможна регулировка высоты в пределах до 1000 м. Чем больше высота, на которой будет расположен УФ-светодиод, тем легче создать устойчивую область плазмы, так как на нее меньше будут влиять восстановительные и коллизионные процессы, происходящие в атмосфере.

Таким образом, использование УФ-*С* излучения для ионизации молекул кислорода является эффективным решением проблемы предотвращения радиоэлектронного воздействия на линии радиосвязи метрового диапазона спутниковой группировки противника, а также позволяет увеличить дальность связи используемых радиосредств. Необходимо учесть, что создаваемая область плазмы будет являться демаскирующим признаком, в связи с чем рекомендуется использование 1–2 подобных аэростатов в качестве ложных. Предложенный способ является эффективным и может быть использован для защиты радиолиний метрового диапазона от радиоэлектронного воздействия противника.

Список источников

1. *Гавриленко В.Г., Яшнов В.А.* Распространение электромагнитных волн в неоднородной плазме: учебное пособие. Нижний Новгород: Нижегородский государственный университет, 2015. 101 с.

2. *Попова Н.П.* Исследование ионизирующего излучения: методические указания к выполнению лабораторной работы / УрГУПС. Екатеринбург, 2017. 28 с.

3. *Ананьев Л.Б., Кузнецова И.Н., Нахаев М.И.* Особенности распределения ОСО на территории России по данным ИСЗ (2005–2009 гг.) и их использование для оценки опасности ультрафиолетовой облучённости // Труды Гидрометцентра России. 2010. Вып. 344. С. 214–227.

4. *Гинзбург В.Л.* Распространение электромагнитных волн в плазме. М.: Наука, 1967. 681 с.

5. Автоматизация технологических объектов и процессов // Поиск молодых: сборник научных трудов XIX международной научно-технической конференции аспирантов и студентов (г. Донецк, 21–23 мая 2019 г.) / ДонНТУ. Донецк, 2019. С. 409–411.

6. Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов: научный журнал. 2021. № 1. 56 с.

7. *Бугер П.* Оптический трактат о градации света. М.: АН СССР, 1950. 487 с.

8. *Чеботарев В.Е., Грицан О.Б., Веретнова Е.С.* Аэромобильный комплекс сотовой связи, диспетчирования и мониторинга // Наука и инновации сегодня. 2023. № 7. С. 18–22.

References

1. *Gavrilenko V.G., Yashnov V.A.* Propagation of electromagnetic waves in a heterogeneous plasma: textbook. Nizhny Novgorod: Nizhny Novgorod state university, 2015. 101 p.

2. *Popova N.P.* Research of ionizing radiation: methodological instructions for performing a laboratory work / UrGUPS. Yekaterinburg, 2017. 28 p.

3. *Ananyev L.B., Kuznetsova I.N., Nakhayev M.I.* Features of the Distribution of OSO in Russia According to Satellite Data (2005–2009) and Their Use for Assessing the Danger of Ultraviolet Irradiation // Proceedings of the Hydrometeorological Center of Russia. 2010. Iss. 344. Pp. 214–227.

4. *Ginzburg V.L.* Propagation of Electromagnetic Waves in Plasma. Moscow: Science, 1967. 681 p.

5. Automation of Technological Objects and Processes // Search for Young People: Collection of Scientific Papers of the XIX International Scientific and Technical Conference. Postgraduate and undergraduate students (Donetsk, May 21–23, 2019) / DonNTU. Donetsk, 2019. Pp. 409–411.

6. Synchronization, signal generation and processing systems: scientific journal. 2021. No. 1. 56 p.

7. *Bouguer P.* Optical treatise on the gradation of light. Moscow: USSR Academy of Sciences Publishing House, 1950. 487 p.

8. *Chebotarev V.E., Gritsan O.B., Veretnova E.S.* Aeromobile Complex of Cellular Communication, Dispatching, and Monitoring // Science and Innovations Today. 2023. No. 7. Pp. 18–22.

Информация об авторах

А.В. Велигоша, к.т.н., доцент
Е.Е. Комиссаров, курсант

Information about the authors

A.V. Veligosha, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor
E.E. Komissarov, Cadet

Статья поступила в редакцию 21.08.2025
Одобрена после рецензирования 27.08.2025
Принята к публикации 02.09.2025

The article was submitted 21.08.2025
Approved after reviewing 27.08.2025
Accepted for publication 02.09.2025

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 4. С. 25–34. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 4. Pp. 25–34. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396.24

Анализ способов подбора и назначения рабочих частот коротковолновых радиолиний и предложения по их совершенствованию

Александр Васильевич Велигоша[1], Евгений Александрович Третьяков[2]
[1,2]Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого, Серпухов, Россия
[1]aveligosha@mail.ru, [2]2923201@mail.ru

Аннотация. *Проведён анализ различных моделей ионосферы, рассмотрены способы подбора и назначения оптимальных рабочих частот для коротковолнового диапазона радиоволн, а также предложены варианты по их дальнейшему усовершенствованию.*

Ключевые слова: *радиолиния, коротковолновый диапазон, оптимальные рабочие частоты, ионосфера, модель.*

Analysis of methods for selecting and assigning operating frequencies for short-wave radio lines and proposals for their improvement

Alexander V. Veligosha[1], Evgeny A. Tretyakov[2]
[1,2]Military Academy of Strategic Missile Forces named after Peter the Great, Branch in Serpukhov, Russia
[1]aveligosha@mail.ru, [2]2923201@mail.ru

Abstract. *Various models of ionosphere are analyzed, methods for selecting and assigning optimal operating frequencies for the short-wave range of radio waves are considered, and options for their further improvement are proposed.*

Keywords: *radio line, shortwave band, optimum operating frequencies, ionosphere, model.*

В настоящее время надежное функционирование коротковолновых радиолиний определяется двумя основными факторами, такими как влияние помех на работу радиолинии (в первую очередь, преднамеренных) и состояние ионосферы, когда используются радиолинии с пространственным распространением радиоволн. Нельзя забывать, что наряду с преднамеренными помехами на надежность их функционирования оказывают значительное влияние сильные ионосферные возмущения. В свою очередь, к ионосферным возмущениям относятся: солнечные вспышки различной интенсивности; ионосферные бури, являющиеся их последствием; высотные ядерные взрывы. При возмущениях ионосферы происходит нарушение функционирования радиолиний на время от нескольких десятков минут до десяти и более часов. Так, по данным Института земного магнетизма, ионосферы и распространения радиоволн им. Н.В. Пушкова Российской академии наук, за период с января по сентябрь 2025 года на солнце произошло более 10 вспышек класса *X* (класс самых мощных вспышек), которые на несколько часов нарушали коротковолновую связь.

Одним из наиболее эффективных способов борьбы с преднамеренными помехами и последствиями ионосферного возмущения в радиолиниях коротковолнового диапазона является смена частот, на которые помехи либо не оказывают никакого влияния, либо оно является незначительным.

Возможность подбора оптимальных рабочих частот для радиолиний коротковолнового диапазона рассматривается с точки зрения использования двух основных подходов:

а) прогнозирование номиналов оптимальных рабочих частот (при этом возможно использовать долгосрочные, краткосрочные и оперативные прогнозы);

© Велигоша А.В., Третьяков Е.А., 2025

б) определение номиналов оптимальных рабочих частот на основе использования моделей прогнозирования состояния ионосферы.

По условиям распространения радиоволн факторами, влияющими на качество функционирования радиолиний коротковолнового диапазона, являются [1]:

1. Возможность отражения радиоволн от различных слоев ионосферы, если рабочие частоты близки к критическим частотам этих слоев.

2. Состояние солнечной активности и связанной с ней магнитной активности Земли.

3. Сезонные, месячные и суточные колебания значений критических частот и связанных с ними оптимальных рабочих частот.

4. Замирания сигнала в точке приема, связанные с многолучевостью распространения радиоволн.

5. Внезапные изменения состояния ионосферы, приводящие к поглощению радиоволн, диффузности.

6. Положительные и отрицательные возмущения ионосферы, приводящие к невозможности ведения связи на прогнозируемых частотах.

В то же время уровень сигнала в точке приема зависит от мощности передатчика и характеристик его антенны (ширины диаграммы направленности в азимутальной и угломестной плоскостях, угла излучения, коэффициента направленного действия), а также аналогичных характеристик приемной антенны.

Для обеспечения надежной работы радиолиний коротковолнового диапазона необходимо компенсировать отрицательные факторы, влияющие на распространение радиоволн. Отмеченные факторы определяют важность оценки и контроля параметров ионосферы, и на их основе необходимо проводить прогнозирование оптимальных рабочих частот для радиолиний коротковолнового диапазона.

Наблюдения за состоянием ионосферы ведутся по всей территории нашей планеты с использованием различных станций зондирования ионосферы. Основу этих станций составляют станции вертикального зондирования ионосферы (ВЗ). Часть ионозондов расположена на территории России. В последнее десятилетие большое распространение получило радиозондирование ионосферы с использованием сигналов навигационных искусственных спутников Земли типа GPS и ГЛОНАСС (трансионосферное зондирование – ТИЗ).

Основным показателем состояния ионосферы и ее вариаций является полное электронное состояние (ПЭС) – количество электронов в вертикальном столбе с поперечным сечением 1 м^2 и высотой от поверхности Земли до условного окончания ионосферы. Значения ПЭС определяются для большого числа опорных двухчастотных приемников сигналов этой системы. По их данным строятся интерполяционные карты глобальных значений ПЭС.

Ионосферное зондирование «сверху» и «снизу», дополняя друг друга, позволяют получить полный профиль распределения электронной концентрации на высоте. Наиболее мощным экспериментальным средством, позволяющим получать данные не только о профиле электронной концентрации, но и об электронной и ионной температурах и частоте соударений, являются установки некогерентного рассеяния радиоволн, которые отличаются высокой стоимостью и ограниченным распространением: в мире функционирует лишь несколько таких станций.

Альтернативным способом, позволяющим давать требуемую текущую информацию об ионосферных параметрах, является моделирование. Если с помощью наблюдений можно будет решить задачу текущей диагностики ионосферы, то задачу прогноза можно решить только с помощью моделирования. Поэтому возможность оценки точности модельного полного профиля в любой пространственно-временной точке является важной задачей как экспериментальных, так и теоретических исследований.

Расчет профилей по ионограммам дает ошибки, обусловленные методикой пересчета. Из рис. 1 видно, что ионограмма, или высотно-частотная характеристика, – это один из самых распространенных источников информации об ионосфере, представляющий собой набор точек, каждая из которых имеет координаты: частоту и действующую высоту.

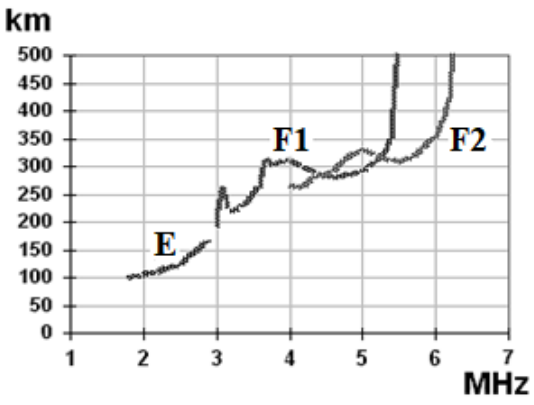


Рис. 1. Вариант ионограммы

Относительно высокую точность сравнения может обеспечить величина максимума электронной концентрации слоя F_2, связанная с критической частотой соотношением $N_m F_2 = kf_0 F_2$.

В спокойных геофизических условиях точность определения критической частоты достигает 0,1 МГц. Таким образом, возможная ошибка в определении $N_m F_2$ равна приблизительно от 0,1 до 0,5% для дневных условий. Для ночных и ранних утренних часов ошибка составляет от 2 до 5%.

Результаты измерений собираются и обрабатываются в различных прогностических центрах. В России измерениями состояния ионосферы занимаются Институт земного магнетизма, ионосферы и распространения радиоволн им. Н.В. Пушкова Российской академии наук (ИЗМИРАН) и Институт прикладной геофизики им. академика Е.К. Федорова (ИПГ).

На базе ИПГ воссоздается единая сеть ионозондов. Ионозонды ВЗ различных типов размещены в населенных пунктах Российской Федерации: Мурманске, Петрозаводске, Санкт-Петербурге, Москве, Ростове, Новороссийске, Сочи, Волгограде, Астрахани, Нижнем Новгороде, Екатеринбурге, Казани, Челябинске, Омске, Томске, Новосибирске, Красноярске, Иркутске, Норильске, Магадане, Якутске, Хабаровске, Находке, Владивостоке, Восточном, Холмске. По данным ионозондов происходит регулярная оперативная выдача информации с периодом 15 минут.

Особенностью мировой сети мониторинга ионосферы является то, что каждая станция мониторинга может получать практически в режиме реального времени информацию о состоянии ионосферы не только со своих ионозондов, но и с любого другого ионозонда всемирной сети станций глобальной ионосферной радиообсерватории (Global Ionospheric Radio Observatory – GIRO). Наиболее информативным средством измерения параметров ионосферы являются станции некогерентного рассеяния (дигизонды). Дигизонды (ионосферные станции) – устройства, предназначенные для исследования распространения радиоволн коротковолнового диапазона в волноводе Земля–ионосфера, а также для их кратковременного прогнозирования. С помощью дигизондов изучают динамику и структуру ионосферы. Конечный результат зондирования называется ионограммой и включает амплитуды отражённого от ионосферы сигнала в зависимости от частоты и высоты. Это улучшает качество работ ионосферных служб стран, имеющих дигизонды. Однако вся сеть находится под американским контролем, и, как отмечалось ранее, из тех районов, где ведутся военные действия войсками США, и при иных обстоятельствах ионосферная информация в общую сеть перестает поступать [1].

Компания Lowell Digisonde International производит и продает Digisonde-Portable-Sounder-4D (DPS4D) – новейшую модель в серии усовершенствованных ионозондов. Технология ионозондов была впервые предложена сэром Эдуардом Виктором Эплтоном в конце 1920-х годов. На рис. 2 представлена DPS4D – единственная коммерчески доступная система ионозондирования, которая измеряет все параметры отражённых от ионосферы высокочастотных радиосигналов и автоматически рассчитывает локальный профиль электронной плотности ионосферы в режиме реального времени.

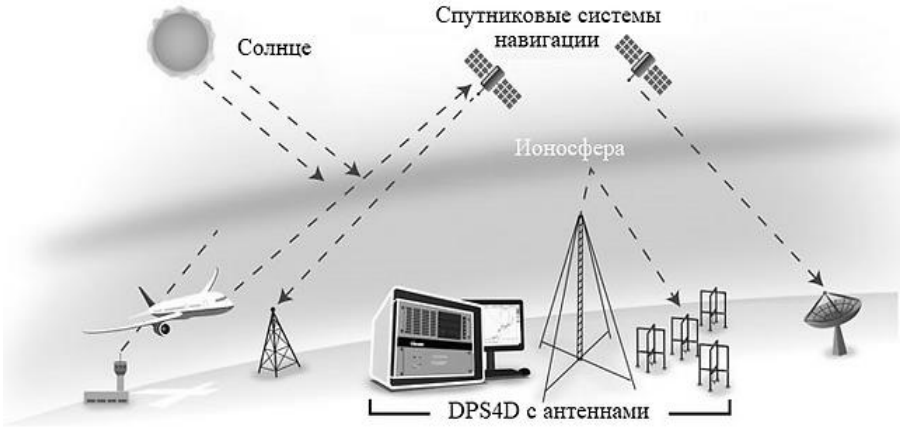


Рис. 2. Система ионозондирования DPS4D

С использованием массива полученных данных о состоянии ионосферы в различных точках Земли созданы различные модели ионосферы, которые позволяют вести прогноз её параметров. Прогнозные расчёты состояния ионосферы Земли для различных геофизических условий достаточно сложны, и они представляют интерес лишь в том случае, если возможно получить практически реализуемую программу оценки её параметров, учитывающую всю сложную структуру процессов, связанных с её образованием, и дающую необходимую точность расчетов [2].

Под ионосферной моделью понимается описание состояния ионосферы (или ее части), способное дать информацию о входящих в модель ионосферных характеристиках для заданной конкретной ситуации (набор параметров: время, географические координаты, максимально применимые частоты). Модель может быть представлена различным образом: в виде набора таблиц для разных ситуаций (так был представлен первый вариант Международной справочной модели IRI); в виде аналитических формул, прямо отражающих зависимость электронной концентрации ионосферы от высоты и других параметров; в виде программ для расчета ионосферных характеристик на ЭВМ (такая форма была использована в последующих выпусках модели IRI); в виде системы уравнений, учитывающих и описывающих основные процессы, контролирующие поведение ионосферы во времени [2–4]. В настоящее время все ионосферные модели подразделяют на три группы [1], представленные на рис. 3.

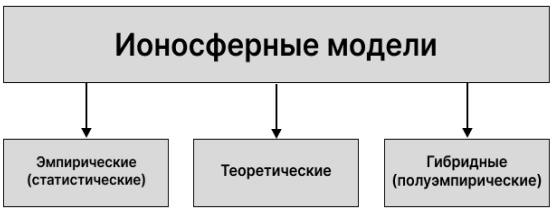


Рис. 3. Основные группы моделей ионосферы

Наибольшую известность имеет международная модель IRI. Последние версии – IRI-2012 и IRI-2016 – являются глобальной медианной моделью ионосферы (то есть позволяют строить долгосрочные прогнозы в любой точке земного шара) и находят наибольшее применение. Модель позволяет рассчитать профили электронной концентрации в областях D, E, F_1 и F_2 в диапазоне высот 65...1000 км для дня и 80…1000 км для ночи, температуру нейтрального газа по зональной справочной модели атмосферы (CIRA 1972), профили электронной и ионной температур в диапазоне высот 120…1000 км, концентрации положительных ионов различных типов, частоту соударений, а также получать сведения об отрицательных ионах.

Модель IRI предназначена для описания медианных значений указанных ионосферных параметров для различных широтных зон, сезонов и уровней солнечной активности. По высоте и электронной концентрации в максимуме слоя F_2 модель привязана к значениям, описываемым статистическими планетарными моделями, и возможна привязка текущих наблюдений к уже имеющимся полученным данным. Кроме того, в данной модели достаточно просто реализуется метод коррекции модельных значений по данным реальных наблюдений. Основным недостатком модели IRI является то, что она не дает детального хода профиля ниже 200 км, практически неприемлема для высоких широт и гораздо хуже описывает Дальневосточный регион России по сравнению с отечественными моделями [5].

Ионосфера испытывает очень сложные пространственно-временные вариации, связанные с наличием геомагнитного контроля, с влиянием солнечной активности, электрических полей, термосферной циркуляции (область высот 90…500 км), с метеорологическими образованиями в нижней и средней атмосфере. Далее, механизмы образования ионосферы на разных высотах оказываются различными, и такой важный параметр, как электронная концентрация, может изменяться независимо в разных областях ионосферы. Построения модели ионосферы какого-либо типа, обладающей удовлетворительной точностью описания, в настоящее время не существует, прежде всего, из-за отсутствия необходимого объема данных наблюдений различных параметров ионосферы.

Статистически обеспеченными являются массивы данных по критическим частотам слоев E, F_1 и F_2, полученные в результате наблюдений на мировой сети станций вертикального ионосферного зондирования за несколько циклов солнечной активности. Планетарные модели, построенные на основе этих месячных медианных значений критических частот, с успехом используются, например, при долгосрочном ионосферном прогнозировании. Эти модели

верно отражают сезонно-широтные изменения, зависимость от среднемесячного уровня солнечной активности, учитывают региональные особенности. Поэтому их можно использовать для долгосрочного прогнозирования. В то же время эти модели нельзя применять для описания ежедневных значений критических частот, когда на первый план выступают вариации, связанные с погодными факторами.

В случае описания конкретной ситуации ошибка может возрасти до сотен процентов. Следовательно, при проведении сеанса радиосвязи необходимо уточнить с помощью краткосрочного и оперативного прогноза, будет ли возможна связь в заданное время и на заданной частоте, и в зависимости от полученных данных принимать решение о ведении связи и выборе оптимальной рабочей частоты.

Таким образом, для обеспечения надежной работы радиолиний коротковолнового диапазона рабочие частоты, определяемые по долгосрочным прогнозам, следует периодически корректировать. Для корректировки необходимо использовать краткосрочные и оперативные радиопрогнозы, которые также должны содержать информацию о возмущениях в ионосфере. Краткосрочные прогнозы с информацией о возмущениях составляются на несколько суток вперед, оперативные составляются на несколько часов вперед (обычно до 12 часов) – они уточняют, как правило, только верхний предел диапазона максимально применяемых частот (МПЧ). Краткосрочные и оперативные прогнозы составляются с использованием данных о текущем состоянии ионосферы в точках отражения радиолуча от ионосферы. Оправдываемость краткосрочных прогнозов растет по мере сокращения срока прогнозирования. Для месячных прогнозов она составляет в среднем 80%, для пятидневных – 85%, а для оперативных полусуточных – 90%. Следует отметить, что оправдываемость долгосрочных месячных прогнозов по МПЧ составляет 50% [1]. Такая точность не удовлетворяет требованиям по своевременности передачи информации в радиолиниях коротковолнового диапазона волн. Разработаны различные методики, направленные на корректировку точности прогнозов оптимальных рабочих частот по существующим моделям ионосферы, но они позволяют повысить точность прогноза не более чем на 5%.

Согласно [6, 7] достоверность прогноза оптимальной рабочей частоты оценивалась по результатам сравнения рассчитанных (прогнозируемых) значений МПЧ с данными наклонного зондирования. Прогноз МПЧ выполнялся с помощью ПО «Трасса». Ионосфера вдоль трассы задавалась моделью IRI-2012. Суточные сеансы были разбиты на интервалы по 4 часа каждый: 06:00 – 10:00, 12:00 – 16:00, 19:00 – 23:00. Далее для каждого временного интервала вычислялось скользящее среднее значений МПЧ с окном 2 часа и шагом следования 5 минут. Считалось, что таким образом исключались быстрые и медленные флуктуации, а полученные зависимости от времени усредненных МПЧ принимались базовыми для дальнейшей обработки. Максимальные значения погрешности наблюдались в ночные часы и достигали 22%, минимальные наблюдались в полдень и составили 9%.

В настоящее время предлагаются различные подходы, направленные на повышение точности прогнозов оптимальных рабочих частот и использование при этом современных технологий. Прогнозирование коротковолновой радиосвязи по данным навигационных систем ГЛОНАСС и GPS описано в [8]. Предложенный подход обеспечивает достаточно высокую оперативность прогнозирования, точность, соизмеримую с существующими и рассмотренными выше моделями, и прогнозирование для радиотрасс протяженностью не более 800 км, что в условиях функционирования радиолиний коротковолнового диапазона различных объединений неприемлемо.

Если рассматривать краткосрочное прогнозирование оптимальных рабочих частот радиолиний коротковолнового диапазона, то согласно [9] ошибка краткосрочного прогноза для Московской области при спокойной ионосфере за 1 час составила 11,8%, за три часа – 15,0%, за 6 часов – 16,8%. При отрицательной фазе ионосферного возмущения эта ошибка, соответственно, составит для лета, зимы и периода равноденствия на 10–12% больше, чем вышеприведенная.

Таким образом, можно сделать вывод, что выбор оптимальной рабочей частоты для радиолиний коротковолнового диапазона не может основываться на долгосрочном и краткосрочном прогнозировании независимо от используемой модели ионосферы.

Вместе с тем, «густота» расположения приемников неодинакова: например, в регионах Сибири и Дальнего Востока этих станций всего лишь несколько. Естественно, что и данные здесь имеют более низкую точность. Таким

образом, возникает необходимость теоретического моделирования значений ПЭС. К тому же карты строятся с определенной задержкой во времени, а наличие моделей позволяет получить текущие значения ПЭС в режиме реального времени.

В эмпирических моделях используются аналитическое описание измеренных значений ПЭС или разложение массива этих значений по различным ортогональным функциям. Первой эмпирической моделью ПЭС была модель Клобучара [10], которая заложена и используется в одночастотных приемниках сигналов GPS при определении их местоположения. Модель имеет достаточно простое аналитическое описание среднемесячных значений ПЭС, которое, однако, уточняется на текущую ситуацию за счет оперативной коррекции ряда параметров этого описания. Эксплуатация модели и дополнительные исследования ее точности показали, что она снижает среднюю относительную ошибку в описании ПЭС приблизительно на 50%, однако этого недостаточно. Точность данной модели может быть неудовлетворительной, особенно когда солнечная активность достигает своего максимума, поэтому в дальнейшем были инициированы попытки создания более точных эмпирических моделей.

Была разработана эмпирическая модель Gemtec [11]. Она использует разложение значений ПЭС для конкретного дня одного цикла солнечной активности по естественным ортогональным функциям и использует в качестве входного параметра значение солнечной активности для конкретного дня. Вместе с тем, с незначительной потерей точности в модели могут быть использованы и данные краткосрочного прогноза солнечной активности, достаточно просто выполняемого на основании предыдущих измерений. К достоинствам модели следует отнести небольшой объем занимаемых машинных ресурсов и высокую оперативность расчетов.

Существуют модели ионосферы, позволяющие рассчитывать профиль электронной концентрации Ne(h) в произвольной точке земной поверхности. В прикладных задачах сейчас наиболее распространены эмпирические и полуэмпирические модели ионосферы. Из моделей первого типа широко применяется модель IRI. По данным ITU-R (отчёт H.3.2.1), точность определения концентрации электронов в ионосфере моделью IRI на широтах, меньших 600, на высотах от 200 до 1000 км составляет 15–25%, что недостаточно для точного определения оптимальных рабочих частот для коротковолновых радиолиний.

Кроме нее существует модель NeQuick [12]. В эмпирической основе она близка к IRI, но имеет более точную форму профиля Ne(h) в области верхней ионосферы, на высотах, значительно больших высоты максимума. Вычисления по ней значений ПЭС точнее, чем для IRI [12]. Это привело к тому, что модель используется для вычисления ионосферных задержек в европейской системе ГНСС «Галилео». Модель NeQuick по своему построению является медианной среднемесячной моделью. И хотя такие модели при описании конкретных дней лучше описывают средние дни месяца, всё-таки и для этих дней отличия от реальных значений могут быть у среднемесячных моделей довольно значительными. Поэтому по сравнению с «ежедневной» моделью Gemtec средняя относительная ошибка для NeQuick выше и составляет 35,8% [13].

Полуэмпирические модели имеют простую теоретическую часть, решение которой уточняется затем по эмпирическим данным. Так, в полуэмпирической модели ионосферы (ПЭМИ) решается система уравнений непрерывности для основных типов ионов, и затем решение уточняется по эмпирическим данным о среднемесячных значениях критических частот слоев E и F_2, однозначно определяющих максимальное значение электронной концентрации и высоты этого максимума. Таким образом, в модели заложена возможность коррекции по экспериментальным данным, которая может быть реализована и при коррекции модели на текущую ситуацию по оперативно получаемым данным.

Как показано в [13], особенно существенным является уточнение критической частоты – оно значительно улучшает описание моделью области максимума Ne(h) в конкретной ситуации.

Однако для применения полуэмпирической модели в расчетах ПЭС необходимо выполнить ее развитие включением описания формы Ne(h) на высотах выше максимума вплоть до окончания ионосферы. Для задания критической частоты использованы данные модели IRI. Форма профиля для участка высот выше максимума задана аналитическим образом с помощью сопряжения двух кривых. Первая кривая имеет вид известной функции Чепмена, основной параметр которой – шкала высот однородной ионосферы (не остается постоянным, а изменяется с высотой). Его изменение определяется на основе расчета по данным модели IRI. Первая кривая за-

канчивается на высоте, для которой доминирующее влияние ионов атомарного кислорода сменяется на преобладающее влияние ионов атомарного водорода. С этой высоты форма профиля Ne(h) описывается экспонентой, параметры которой подобраны на основании данных модели NeQuick. Кроме того, в модели реализована возможность текущей коррекции результатов и на верхнем участке профиля. Для этого исследована зависимость электронной концентрации от высоты, и показано, что ее с хорошей точностью можно аппроксимировать. Тогда основным параметром, существенно влияющим на форму профиля Ne(h) на верхнем участке, будет значение Ne(h) на высоте, определяющее верхнюю точку на этой зависимости.

Наиболее предпочтительной в использовании является модель NeQuick. Модель NeQuick является более точной при определении параметров ионосферы в сравнении с IRI. В эмпирической основе NeQuick близка IRI, но имеет более точную форму профиля Ne(h) в области верхней ионосферы, на высотах, значительно больших высоты максимума. Вычисленные по ней значения ПЭС лучше, чем для IRI, и соответствуют проводимым наблюдениям.

С учетом [14] по результатам сопоставления данных вертикального зондирования и расчетов по модели IRI-2012 можно сделать следующие выводы:

1. Модель IRI-2012 на этапе первоначальной обработки субавроральной ионограммы может быть применена в дневные часы при невозмущенных условиях и отсутствии спорадической ионизации. При этом модельные отклонения могут быть скорректированы по ближайшим во времени реальным данным.

2. Модельные данные могут быть применены для сокращения вычислительных затрат в системах автоматического поиска параметров по ионограммам для предварительного определения диапазонов поиска основных определяемых параметров на основе расчета по модели IRI-2012.

3. При отсутствии отдельных реальных значений модель IRI-2012 может быть применена для более точной аппроксимации объёмов данных.

4. Восстановление профиля электронной концентрации и получение параметров ионосферы при коррекции модели IRI-2012 данными вертикального зондирования ограничены появлением слоя E_s.

5. В условиях спорадической ионизации необходимо применять модели высокоширотной ионосферы, включающие блок корпускулярного ионообразования.

Для обеспечения заданной надежности функционирования радиолиний коротковолнового диапазона в ВС РФ необходимо использовать оптимальные рабочие частоты, номиналы которых определяются рядом факторов, среди них основным является состояние электронной концентрации по высоте ионосферы, зависящее от параметров радиотрассы.

Для решения задачи выбора оптимальных рабочих частот и, соответственно, обеспечения заданной надежности радиосвязи целесообразно организовать работу ионосферно-волновой и частотно-диспетчерской службы на узлах связи пунктов управления различных звеньев управления. В соответствии с ее предназначением основными задачами ионосферно-волновой и частотно-диспетчерской службы является прогнозирование (долгосрочное и краткосрочное) номиналов оптимальных рабочих частот. Однако проведенный анализ существующих подходов в прогнозировании оптимальных рабочих частот на основе моделей ионосферы позволяет сделать следующие выводы:

1. Модели текущего прогнозирования имеют низкую точность. Для среднеширотных регионов ошибка краткосрочного прогнозирования оптимальной рабочей частоты для спокойной ионосферы составляет 15…20%. Так, для дневной частоты 8 МГц ошибка приведет к значению возможной оптимальной рабочей частоты менее 7 и (или) более 9 МГц. При условии использования существующих автоматизированных средств ведения коротковолновой связи (частотно-адаптивных) и отсутствии преднамеренных помех требуемая надежность функционирования радиолинии не будет обеспечена. Несмотря на достоинства моделей ионосферы Земли, они не способны предсказать влияние на параметры ионосферы солнечных вспышек и ионосферных бурь. Солнечные вспышки и ионосферные бури способны за короткие промежутки времени существенно изменять электронную концентрацию ионосферы, а при изменении электронной концентрации ионосферы Земли изменяются и оптимальные рабочие частоты. Для учета влияния солнечных вспышек на ионосферу планеты необходимо вести постоянный контроль изменения параметров ионосферы и при их возникновении оперативно проводить коррекцию параметров радиолиний коротковолнового диапазона.

2. Ионосферно-волновая и частотно-диспетчерская служба на узлах связи пунктов управления частей, соединений и объединений ВС РФ отсутствует. Это не позволяет проводить подбор оптимальных рабочих частот, используя различные виды прогнозирования. Формирование нештатных постов ионосферно-волновой и частотно-диспетчерской службы неэффективно по причине того, что они не будут обеспечены требуемым объемом необходимой информации, например, ввиду отсутствия передачи контрольно-маркерных сигналов, ионосферных сводок.

3. Существующие модели ионосферы позволяют получить требуемые данные для прогнозирования, однако в условиях ведения боевых действий на узлах связи пунктов управления использовать их будет просто невозможно по ряду причин: недостаточное количество пунктов мониторинга параметров ионосферы, особенно на Дальнем Востоке и в Сибири; отсутствие в настоящее время средств мониторинга ионосферы в войсках; ограниченный доступ к информации мониторинга ионосферы в полевом районе, ограничение объемов ее предоставления соответствующими службами вероятного противника; подавление радиолиний, используемых для мониторинга ионосферы средствами РЭБ вероятного противника.

Таким образом, проведенный аналитический обзор моделей исследования параметров ионосферы Земли позволяет сделать вывод о целесообразности разработки методики выбора оптимальных рабочих частот радиолиний коротковолнового диапазона в ВС РФ с учетом воздействия на них преднамеренных помех и сильных возмущений ионосферы Земли.

В настоящее время распределение рабочих частот для коротковолновых радиолиний ВС РФ проводится по принципу жесткого их закрепления. Подбор номиналов рабочих частот по такому принципу является неэффективным, так как не учитывает возможность воздействия противника на радиолинии при их применении по предназначению.

Использование основных и запасных частот, назначаемых для работы коротковолновых радиолиний, не в полной мере отвечает требованиям по своевременности передачи информации управления, так как и они подвержены радиоподавлению со стороны противника и требуют значительных временных затрат. Так, при невозможности использования и основных, и запасных частот время перерыва связи составляет 40 и более минут, что неприемлемо для обеспечения своевременной передачи информации. Для того чтобы свести к минимуму зависимость надежной передачи информации по коротковолновым радиолиниям от условий распространения радиоволн, ограниченности частотной емкости диапазона, приводящей к использованию одних и тех же номиналов частот несколькими корреспондентами и, как следствие, к резкому росту взаимных помех, возникает необходимость в создании частотно-диспетчерской службы.

Частотно-диспетчерской службой (ЧДС) называется комплекс организационно-технических мероприятий по повышению устойчивости радиосвязи путем подбора частот, оптимальных по уровню помех и условиям прохождения радиоволн, и выработки рекомендаций по применению выделенных частот и антенн.

Основными задачами ЧДС являются:

а) своевременный подбор и выдача оптимальных по условиям прохождения и соотношению сигнал/помеха запасных частот для конкретных направлений;

б) проведение анализа условий прохождения радиоволн;

в) измерение соотношений сигнал/помеха на выделенных частотах;

г) проведение статистического обследования загрузки радиочастотного диапазона помехами в целях прогнозирования качества радиосвязи на частотах, расположенных в различных участках КВ диапазона.

Перечисленные задачи должны решаться на узлах связи различных звеньев управления, в том числе и путем получения данных от других узлов связи, то есть речь идёт уже о конкретной автоматизированной системе обмена информации, которая будет способствовать взаимодействию подразделений. Однако в настоящее время ЧДС практически отсутствует, а существующие посты по техническому и методическому обеспечению не в состоянии решать перечисленные выше задачи, что негативно сказывается на качестве функционирования коротковолновых радиолиний и препятствует передаче информации управления в установленные сроки.

На узлах связи операторы дежурных смен связи руководствуются морально устаревшими по своему содержанию методическими рекомендациями по оценке влияния помех и принятию мер по снижению степени их негативного воздействия, требующими для оценки уровня помех на одной рабочей частоте порядка 10–15 минут.

Данные факторы определяют проблему частотного обеспечения коротковолновых радиолиний в ВС РФ. Ввиду того что рассмотренные выше модели обладают малой эффективностью, в качестве возможного варианта решения данной проблемы предлагаются разработка и внедрение на узлах связи автоматизированной системы по выбору рабочих частот, свободных от воздействия преднамеренных помех в различных по распространению радиоволн коротковолнового диапазона в условиях функционирования радиолиний. Важно отметить, что такая система должна обеспечить динамическое управление частотным ресурсом коротковолновых радиолиний при помощи применения в технологии когнитивного радио.

Список источников

1. *Арефьев В.И., Кочерова М.К., Талалаев А.Б.* Методы диагностики характеристик ионосферы для заданного региона и коррекция моделей ионосферы в интересах повышения точности прогнозирования распространения радиоволн декаметрового диапазона // Вестник ТвГУ. Серия: Прикладная математика. 2016. Вып. 1. С. 33–51.

2. *Иванов-Холодный Г.С., Михайлов А.В.* Прогнозирование состояния ионосферы. Л.: Гидрометеорологическое издательство, 1980. 190 с.

3. *Гуревич А.В., Фищук Д.И., Цедилина Е.Е.* Трехмерная аналитическая модель распределения электронной концентрации спокойной ионосферы // Геомагнетизм и аэрономия. 1973. Т. 13. 31 с.

4. *Кадухин Г.Ф., Соболева Т.Н.* Эмпирическая модель высотно-суточных вариаций электронной концентрации в среднеширотной ионосфере на высотах 50–900 км в равноденственных условиях высокой солнечной активности // Распространение радиоволн в ионосфере. М.: Наука, 1978. 137 с.

5. *Авдюшин С.И.* Радиозондирование ионосферы спутниковыми и наземными ионозондами // Труды Института прикладной геофизики им. академика Е.К. Федорова. 2008. Вып. 87. 210 с.

6. *Абрамян А.С.* Ошибки прогнозирования максимально применимой частоты с использованием Международной справочной модели IRI-2016 // Известия ЮФУ. Технические науки. 2019. Ч. 3. С. 44–48.

7. *Барабашов Б.Г., Анишин М.М., Лаврентьев О.А.* Оценка эффективности использования ионосферной модели IRI для оперативного прогноза МПЧ // Техника радиосвязи. 2019. Вып. 3. С. 15–21.

8. *Смирнов В.М., Смирнова Е.В., Тынянкин С.И.* Прогнозирование коротковолновой радиосвязи по данным навигационных систем ГЛОНАСС/GPS // Радиотехника и электроника. 2019. Т. 64, № 9. С. 881–886.

9. Методика построения локальных ионосферных моделей на сети ионосферных наблюдательных пунктов Росгидромета / ФГБУ «ИПГ». 2020.

10. *Klobuchar J.A.* Ionospheric time-delay algoritm for single-frequency GPS users // IEEE Transactions on Aerospace and Electronics System. 1986. Pp. 3–15.

11. IRI-2012 [Электронный ресурс]. URL: http://omniweb.gsfc.nasa.gov/vitmo/iri2012_vitmo.html.

12. *Radicella S.M.* The NeQuick model genesis, uses and evolution // Annals of Geophysics. 2009. Vol. 52, No. 3/4. Pp. 417–422.

13. *Голыгин В.А., Сажин В.И., Унучков В.Е.* Адаптация к текущим условиям параметров ионосферного радиоканала по наблюдениям за сигналами реперных радиостанций // Геомагнетизм и аэрономия. 2007. Т. 47, № 1. С. 71–75.

14. *Николаева В.Д., Рыбаков М.В., Котиков А.Л.* Оценка применимости модели IRI-2012 для автоматизированной обработки ионограмм вертикального зондирования // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2014. № 1 (89). С. 82–86.

References

1. *Arefyev V.I., Kocherova M.K., Talalaev A.B.* Methods for diagnosing ionospheric characteristics for a given region and correcting ionospheric models to improve the accuracy of decameter radio wave propagation forecasting // Proceedings of Tver State University. Series: Applied Mathematics. 2016. Iss. 1. Pp. 33–51.

2. *Ivanov-Kholodny G.S., Mikhailov A.V.* Forecasting the state of the ionosphere. Leningrad: Hydrometeorological Publishing House, 1980. 190 p.

3. *Gurevich A.V., Fishchuk D.I., Tsedilina E.E.* Three-dimensional analytical model of electron density distribution in a quiet ionosphere // Geomagnetism and aeronomy. 1973. Vol. 13. 31 p.

4. *Kadukhin G.F., Soboleva T.N.* Empirical model of altitude-diurnal variations of electron density in the mid-latitude ionosphere at altitudes of 50–900 km under equinoctial conditions of high solar activity // Propagation of radio waves in the ionosphere. Moscow: Science, 1978. 137 p.

5. *Avdyushin S.I.* Radio sounding of the ionosphere by satellite and ground-based ionosondes // Transactions of the Fedorov Institute of Applied Geophysics. 2008. Iss. 87. 210 p.

6. *Abramyan A.S.* Errors in forecasting the maximum applicable frequency using the IRI-2016 International Reference Model // News of the Southern Federal University. Technical sciences. 2019. Part 3. Pp. 44–48.

7. *Barabashov B.G., Anishin M.M., Lavrentyev O.A.* Evaluation of the efficiency of using the IRI Ionospheric Model for operational forecasting of MRF // Radio Communication Engineering. 2019. Iss. 3. Pp. 15–21.

8. *Smirnov V.M., Smirnova E.V., Tynyankin S.I.* Forecasting shortwave radio communication based on GLONASS/GPS // Radio engineering and electronics. 2019. Vol. 64, No. 9. Pp. 881–886.

9. Methodology for constructing local ionospheric models on the network of Roshydromets ionospheric observation points. FGBU «IPG», 2020.

10. *Klobuchar J.A.* Ionospheric time-delay algoritm for single-frequency GPS users // IEEE Transactions on Aerospace and Electronics System. 1986. Pp. 3–15.

11. IRI-2012 [Электронный ресурс]. URL: http://omniweb.gsfc.nasa.gov/vitmo/iri2012_vitmo.html.

12. *Radicella S.M.* The NeQuick model genesis, uses and evolution // Annals of Geophysics. 2009. Vol. 52, No. 3/4. Pp. 417–422.

13. *Golygin V.A.*, *Sazhin V.I., Unuchkov V.E.* Adaptation of ionospheric radio link parameters to current conditions based on observations of reference radio station signals // Geomagnetism and Aeronomy. 2007. Vol. 47, No. 1. Pp. 71–75.

14. *Nikolaeva V.D., Rybakov M.V., Kotikov A.L.* Assessment of the applicability of the IRI-2012 model for automated processing of vertical sounding ionograms // Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics. 2014. No. 1 (89). Pp. 82–86.

Информация об авторах

А.В. Велигоша, к.т.н., доцент
Е.А. Третьяков, адъюнкт

Information about the authors

A.V. Veligosha, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor
E.A. Tretyakov, Graduate Student

Статья поступила в редакцию 24.10.2025
Одобрена после рецензирования 30.10.2025
Принята к публикации 05.11.2025

The article was submitted 24.10.2025
Approved after reviewing 30.10.2025
Accepted for publication 05.11.2025

Принципы построения и алгоритмы функционирования устройств радиосвязи

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 4. С. 35–44. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 4. Pp. 35–44. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.391.8

Моделирование полярного CA-SCL-декодера

Кирилл Константинович Гнеушев[1], Владимир Валерьевич Томчик[2]
[1,2]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
✉К.К. Гнеушев, k.k.gneushev@sozvezdie.su

Аннотация. *Проводится обзор алгоритма корректирующего канального кодирования CA-SCL (CRC-Aided Successive Cancellation List). Рассматриваются входные параметры и их влияние на энергетический выигрыш. Приведены экспериментально полученные данные BER/FER для длин пакета N = 32…1024 бит при различных кодовых отношениях R.*

Ключевые слова: *полярный декодер, моделирование, Matlab, список последовательной отмены (последовательного аннулирования), CRC-полином, контрольная сумма CRC.*

Construction principles and functioning algorithms of radio communication devices

Modeling of a polar CA-SCL Decoder

Kirill K. Gneushev[1], Vladimir V. Tomchik[2]
[1,2]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
✉K.K. Gneushev, k.k.gneushev@sozvezdie.su

Abstract. *An overview of the CA-SCL (CRC-Aided Successive Cancellation List) channel error-correcting coding algorithm is provided. The input parameters and their impact on the energy gain are examined. Experimental BER/FER data are presented for packet lengths N = 32 to 1024 bits at various code rates R.*

Keywords: *polar decoder, modeling, Matlab, CA-SCL, CRC-Aided Successive Cancellation List.*

В 2009 году Эрдал Арикан доказал [1], что новый класс блочных кодов с исправлением ошибок, известный как «полярные коды», конкурирует с другими методами корректирующего кодирования (КК), такими как LDPC (Low-Density Parity-Check) и турбокоды, способными приблизиться к пределу Шеннона. Полярные коды имеют такое название, поскольку созданы на основе концепции поляризации канала. Иными словами, используя объединение и разделение каналов, группа из некоторого количества идентичных дискретных каналов с двоичным входом может быть преобразована в группу поляризованных каналов, одни из которых становятся достоверными (пропускная способность стремится к единице), а другие – менее достоверными (пропускная способность стремится к нулю) [2]. Когда длина пакета N стремится к бесконечности, отношение количества «хороших» каналов к общему числу каналов будет приближаться к пропускной способности исходного канала. В отличие от традиционных кодов (LDPC и турбокоды) полярные привносят новую идею в саму конструкцию кодирования.

Канальное кодирование с использованием полярных кодов широко применяется в современных системах связи (в том числе в сетях 5G), поскольку они позволяют эффективно декодировать короткие пакеты данных. Использование коротких пакетов в одноранговых сетях является рациональным решением для передачи сервисной информации между абонентами, поскольку по-

© Гнеушев К.К., Томчик В.В., 2025

вышает эффективность использования временного ресурса радиоканала, снижает вероятность появления коллизий и увеличивает помехоустойчивость и надёжность систем радиосвязи.

Стандартным алгоритмом декодирования полярных кодов можно считать SCL (Successive Cancellation List). Его улучшенной версией является CA-SCL (CRC-Aided Successive Cancellation List), где внедрена проверка пакетов на контрольную сумму CRC (Cyclic Redundancy Check), что уменьшает BER (Bit Error rate) и FER (Frame Error Rate) [3]. Цель исследования заключается в теоретическом обзоре алгоритма CA-SCL: подбираются параметры (N, L), изучается их влияние на энергетический выигрыш, а также рассматривается возможность физической реализации на ПЛИС (программируемой логической интегральной схеме).

Схема декодирования

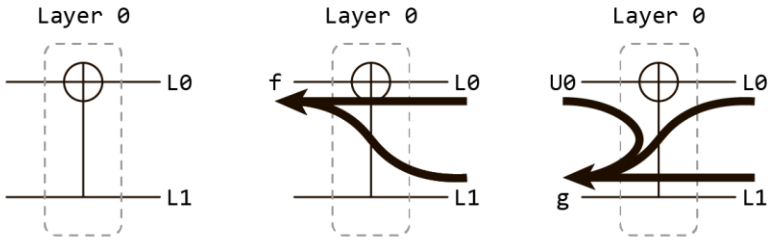
N бит пакета делятся на две категории: Frozen и Real. Real-биты содержат полезную информацию или представляют собой контрольную сумму CRC. Все остальные биты считаются Frozen: в отличие от Real их значение «заморожено» и всегда кодируется как лог. 0. Алгоритмы кодирования «перемешивают» биты между собой посредством функции XOR. Расположение Real- и Frozen-битов (F/R-распределение) в N-битном пакете для декодера является априорной информацией.

В рассматриваемой системе корректирующего кодирования используются «мягкие значения» [2]. В декодере мягкое значение бита представлено в виде логарифмического отношения правдоподобия LLR (Log-Likelihood Ratio) в десятичном виде.

На вход декодера поступает N значений LLR. Простейший элемент схемы декодирования представлен на рис. 1а. При $N = 2$ схема декодирования принимает на вход два LLR (L_0, L_1). В общем виде их взаимодействие описывается следующими формулами [4]:

$$f\left(L_0, L_1\right) = \ln\left(\frac{e^{L_0+L_1}+1}{e^{L_0}+e^{L_1}}\right),$$

$$g\left(L_0, L_1, U\right) = \left(-1\right)^U L_0 + L_1.$$



а) б) в)

Рис. 1. Элемент схемы декодирования, $N = 2$: а) общий вид схемы декодирования при $N = 2$; б) подсчёт F-функции; в) подсчёт G-функции

Получившийся в результате выполнения F-функции LLR интерпретируется как бит U_0 по следующим упрощённым формулам:

$$f\left(L_0, L_1\right) = \operatorname{sign}\left(L_0\right) \cdot \operatorname{sign}\left(L_1\right) \cdot \min\left(\left|L_0\right|, \left|L_1\right|\right),$$

$$U_0 = \begin{cases} 0, f\left(L_0, L_1\right) \geq 0 \text{ or } U - \text{frozen}, \\ 1, f\left(L_0, L_1\right) < 0; \end{cases}$$

$$g\left(U_0, L_0, L_1\right) = \left(1 - 2U_0\right) \cdot L_0 + L_1,$$

$$U_1 = \begin{cases} 0, g\left(U_0, L_0, L_1\right) \geq 0 \text{ or } U - \text{frozen}, \\ 1, g\left(U_0, L_0, L_1\right) < 0. \end{cases}$$

При увеличении N возрастает количество слоёв декодирования (рис. 2–3): схема «разрастается» и составляет N функций по вертикали и $\log_2 N$ функций по горизонтали. В таком случае количество выполняемых F- и G-функций определяется выражением $N \cdot \log_2 N$. Стоит отметить, что это выражение лишь косвенно отражает сложность вычислений, поскольку помимо главных вычислительных функций выполняются побочные (подсчёт метрик, сортировка и т.д.).

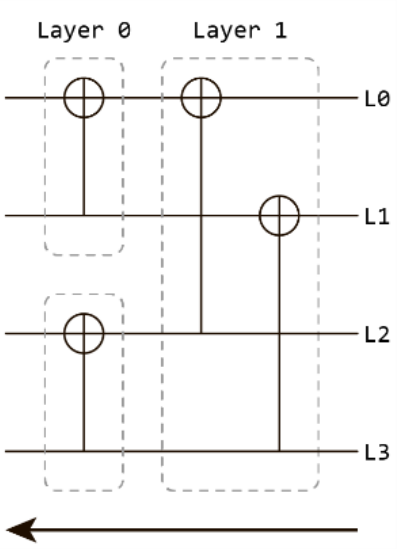


Рис. 2. Схема декодирования, $N = 4$

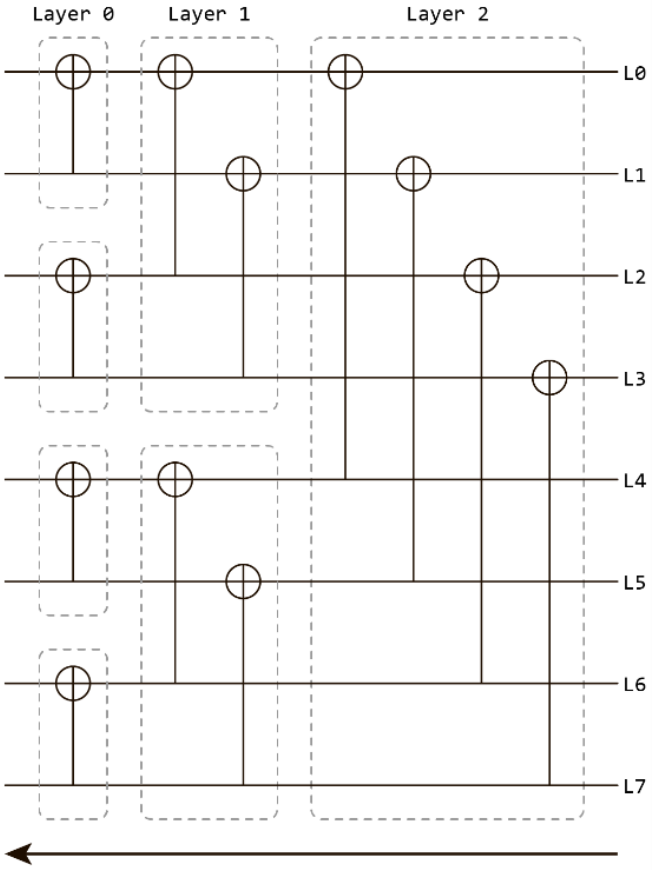


Рис. 3. Схема декодирования, $N = 8$

Система подсчёта метрик

Если принятый пакет содержит 8 бит, из которых 4 – информационные, то потенциально существует 2^4 вариантов информационного сообщения, из которых только одно совпадает с исходным закодированным. В CA-SCL-декодере все биты вычисляются последовательно, поэтому существует возможность одновременно выбрать оба варианта *i*-го Real-бита пакета (рис. 4).

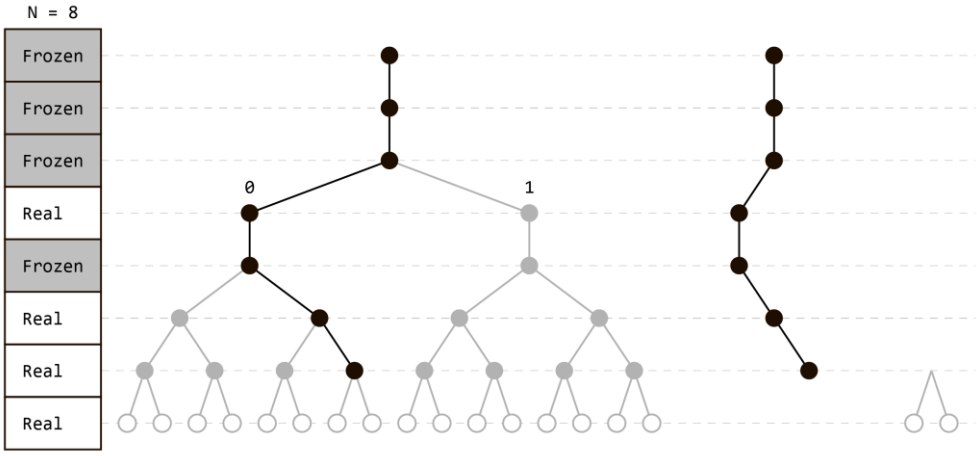


Рис. 4. Пример ветвления путей: а) общая схема ветвления; б) одна из восьми ветвей декодирования; в) два пути, принадлежащие одной ветви (после подсчёта метрики будет выбран только один)

На каждом Real-бите осуществляется «раздвоение», и создаётся L различных вариантов декодированного сообщения (ветвей). Сторонние разработчики, занимающиеся физической реализацией полярного декодера на ПЛИС [5–7], принимают $L = 2 \ldots 16$. Когда L, возрастающее по закону $L = 2^r$ (r – количество Real-битов в пакете), становится больше, возможность ветвления битов перестаёт быть актуальной, поскольку по такому же закону возрастёт количество необходимых логических ресурсов ПЛИС. Экспериментально выявлено, что при FER = $2 \cdot 10^{-3}$ увеличение L с 8 до 16 улучшит энергетический выигрыш на ≈ 0.16 дБ [8].

Примем $L = 8$, поскольку это значение сохраняет оптимальный баланс между количеством требуемых ресурсов ПЛИС и потенциальным энергетическим выигрышем декодера. При достижении $L = 8$ каждая из декодируемых ветвей имеет два потенциально возможных варианта выбора значения Real-бита. Эти варианты называются путями ветви (W).

Чтобы была возможность численно оценить, какой из $W = L \cdot 2 = 16$ вариантов является наиболее правдоподобным и соответствует закодированному сообщению, в алгоритме CA-SCL заложен подсчёт 16 метрик M_i для каждого пути W_i: это «окно», в пределах которого наиболее вероятные пути продолжают существовать и развиваться дальше, а половина наименее вероятных исчезает.

Метрика M_i – это мера правдоподобности пути W_i. Она представляет собой положительное целое число, которое в процессе декодирования не может уменьшиться: метрика либо увеличивается, либо остаётся прежней. Путь с минимальной метрикой с наибольшей вероятностью соответствует закодированному сообщению. В идеализированном случае, когда на канал не воздействуют шумы или их влияние пренебрежимо мало, путь с метрикой $M_i = 0$ будет являться закодированным сообщением.

Метрики считаются на основе полученных значений LLR. В начале процесса декодирования метрики всех путей проинициализированы нулями. На этом этапе работа с метриками проходит в соответствии с представленным псевдокодом (рис. 5): сначала определяется тип декодируемого бита (Frozen/Real), а потом знак LLR. Подсчёт метрик «сопровождает» пути до самого последнего бита в пакете.

```
1  if (U = frozen bit) then   //frozen bit
2    if (LLR ≥ 0) then
3      M = M;
4    else
5      M = M + |LLR|;
6    end;
7  else                       //real bit
8    Предположим, что U = 0   //way 0
9      if (LLR ≥ 0) then
10       M = M;
11     else
12       M = M + |LLR|;
13     end;
14
15   Предположим, что U = 1   //way 1
16     if (LLR ≥ 0) then
17       M = M + LLR;
18     else
19       M = M;
20     end;
21 end;
```

Рис. 5. Алгоритм подсчёта метрик

Выбор пакета

Как уже упоминалось выше, метрика помогает определить правдоподобность каждой из L ветвей, однако это не является единственным и основным способом выбрать лучший из получившихся результатов. Гораздо более приоритетным способом является проверка каждого из L декодированных пакетов на совпадение CRC. Если при кодировании CRC-полином необходим для высчитывания контрольной суммы полезных данных (которая впоследствии присоединяется к ним), то при декодировании выполняется обратная операция, в результате которой возникает синдром [9].

Чем меньше длина CRC-полинома, тем меньше его вариаций существует. Следовательно, возрастает вероятность того, что синдром совпадёт более чем у одного пакета. На практике возникали случаи, когда во время эксперимента при $N = 256$ и CRC-8 синдром совпадал у двух пакетов. В процессе выбора пакета, который с наибольшей вероятностью совпадает с закодированным сообщением, может возникнуть три различных ситуации (табл. 1). В случае если метрики одного или нескольких пакетов равны друг другу, их правдоподобность считается равновероятной, и ответ будет зависеть исключительно от алгоритма сортировки метрик. В табл. 2 представлен пример работы алгоритма выбора пакета.

Таблица 1

Алгоритм выбора корректно декодированного пакета

Количество пакетов, у которых совпал CRC	Решение
0	Отсортировать все метрики пакетов. Ответом является пакет с наименьшей метрикой
1	Единственный пакет, у которого совпал CRC, является ответом
>1	Отсортировать метрики только тех пакетов, у которых совпала контрольная сумма CRC. Ответом является пакет с наименьшей метрикой

Таблица 2

Пример работы алгоритма выбора корректно декодированного пакета

Метрика	CRC совпал	Наименьшая метрика среди всех пакетов	Наименьшая метрика среди тех пакетов, у которых совпал CRC	Является ответом
282		+		
294	+			
307				
300				
292	+		+	+
319				
307				
301				

Энергетический выигрыш алгоритма CA-SCL

В приложении к статье представлены экспериментально полученные графики производительности алгоритма CA-SCL для различных длин пакета N и наиболее используемых кодовых отношений R. В программе Matlab была создана математическая модель канала связи. Вероятность битовой ошибки, указанная для каждой точки, является средним арифметическим от 15 000 000 пакетов, передаваемых в модели канала.

Граница сферической упаковки [10] – это ограничение (в дБ), которое показывает теоретически достижимый предел производительности для любого метода корректирующего кодирования (LDPC, турбокоды, полярные коды и т.п.), если известны следующие величины:

– кодовое отношение R;

– вероятность ошибки кодового слова (на графике FER = 10^{-4});

– длина информационного блока K.

На рис. 6 представлено сравнение границ сферической упаковки при FER = 10^{-4} для кодовых отношений R = 1/3; 1/2 и 2/3 с экспериментально полученной производительностью полярных кодов. Как видно из рис. 6, алгоритм CA-SCL позволяет приблизиться к границе сферической упаковки примерно на 1.3 дБ.

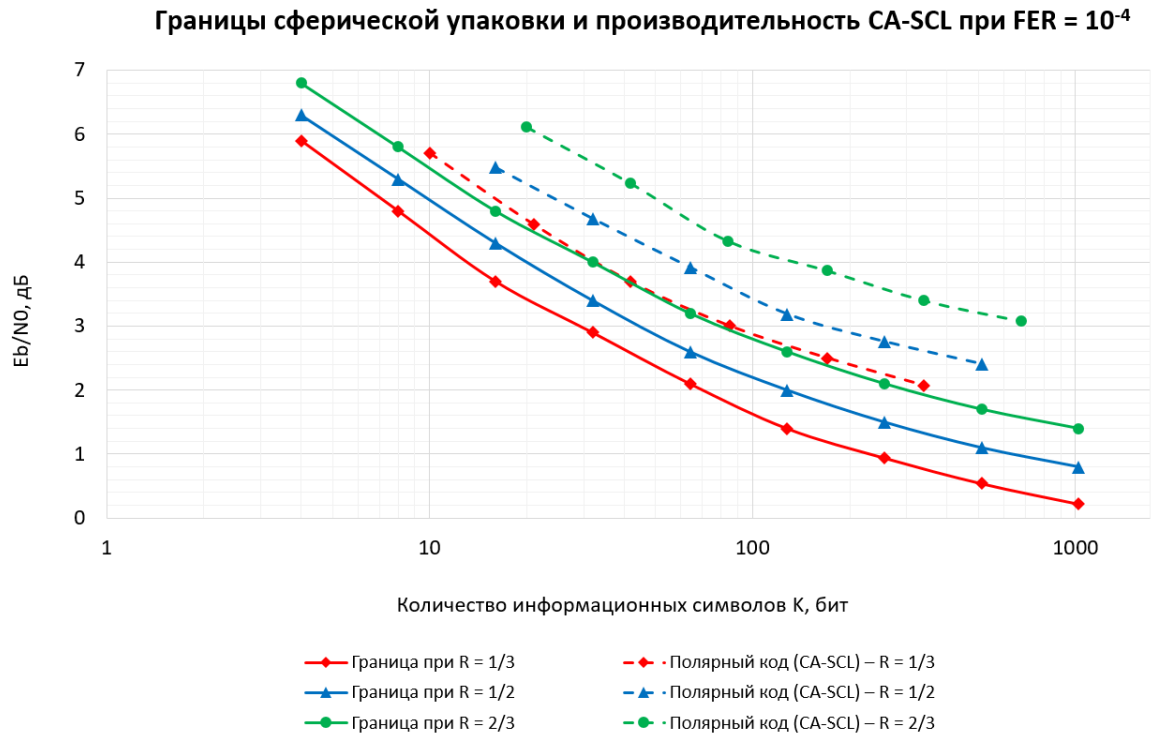


Рис. 6. Границы сферической упаковки

Заключение

Алгоритм CA-SCL (CRC-Aided Successive Cancellation List) является высокопроизводительным алгоритмом, который эффективно работает для длин пакета N = 32…1024. В статье был проведён обзор основных параметров (N, L) и рассмотрено их влияние на энергетический выигрыш системы. В Matlab была создана математическая модель канала связи для проведения экспериментов. Рассмотрены математические особенности алгоритма CA-SCL, что позволяет подбирать оптимальные параметры для пакетов с целью достижения высокого энергетического выигрыша (1.3 дБ от границы сферической упаковки). При длине пакета $N < 1024$ полярные коды показывают больший энергетический выигрыш, чем LPDC или турбокоды, а при $N \geq 1024$ показывают аналогичные результаты.

Декодер, основанный на рассматриваемом алгоритме, возможно физически реализовать на ПЛИС, однако при проектировании архитектуры следует обращать внимание на выбор параметров (N, L), а также баланс между потребляемыми ресурсами, скоростью декодирования и энергетическим выигрышем.

Список источников

1. *Erdal Arican.* Channel Polarization: A Method for Constructing Capacity-Achieving Codes for Symmetric Binary-Input Memoryless Channels // IEEE Transactions on information theory. 2009. Vol. 55, No. 7. Pp. 3051–3073.

2. *William E. Ryan, Shu Lin.* Channel Codes – Classical and Modern. Cambridge: Cambridge University Press, 2009. 710 p.

3. *Yunfei Tai, Kezhen Li, Liang Zhou, Shu Liu, Xilin Zhang.* An Improved CA-SCL Decoding Algorithm for Polar Code. In: 2022 International Symposium on Networks, Computers and Communications (ISNCC) / IEEE. 2022. 5 p. doi: 10.1109/ISNCC55209.2022.9851768.

4. *Alexios Balatsoukas-Stimming, Mani Bastani Parizi, Andreas Burg.* LLR-Based Successive Cancellation List Decoding of Polar Codes // IEEE Transactions on signal processing. 2015.

5. *Chenguang Yang, Huibin Zhang.* A Resource Efficient Decoder for Polar Code Based on FPGA // International conference on Computer Science, Informational Engineering and Digital Economy (CSIEDE). 2022. Pp. 774–781.

6. *Oualid Mouhoubi, Charbel Abdel Nour, Amer Baghdadi.* Low Latency Architecture Design for Decoding 5G NR Polar Codes. In: Workshop on Design and Architectures for Signal and Image Processing (DASIP 2022). June 2022, Budapest, Hungary. Pp. 16–28.

7. *Lianye Liao, Xinyi Wu, Ye Chen, Xiaodong Fan, Zhiyu Tian, Jinquan Huang, Tonglin Mu, Junran Guo, Minjie Liu, Bo Liu, Shihai Sun.* Efficient FPGA Implementation of Polar Codes-Based Information Reconciliation for Quantum Key Distribution. 21 p. URL: https://doi.org/10.21203/rs.3.rs-5742701/v1.

8. *Kai Niu, Ping Zhang, Jincheng Dai, Zhongwei Si, Chao Dong.* A Golden Decade of Polar Codes: From Basic Principle to 5G Application // IEEE China Communication. 2023. Vol. 20, Iss. 2. Pp. 94–121.

9. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: пер. с англ. 2-е изд., испр. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с.: ил.

10. *Disabler D., Pollara F.* Code Perfomance as a Function of Block Size. ResearchGate, TMO Progress Report 42-133. 1998.

Информация об авторах

К.К. Гнеушев, конструктор
В.В. Томчик, ведущий конструктор

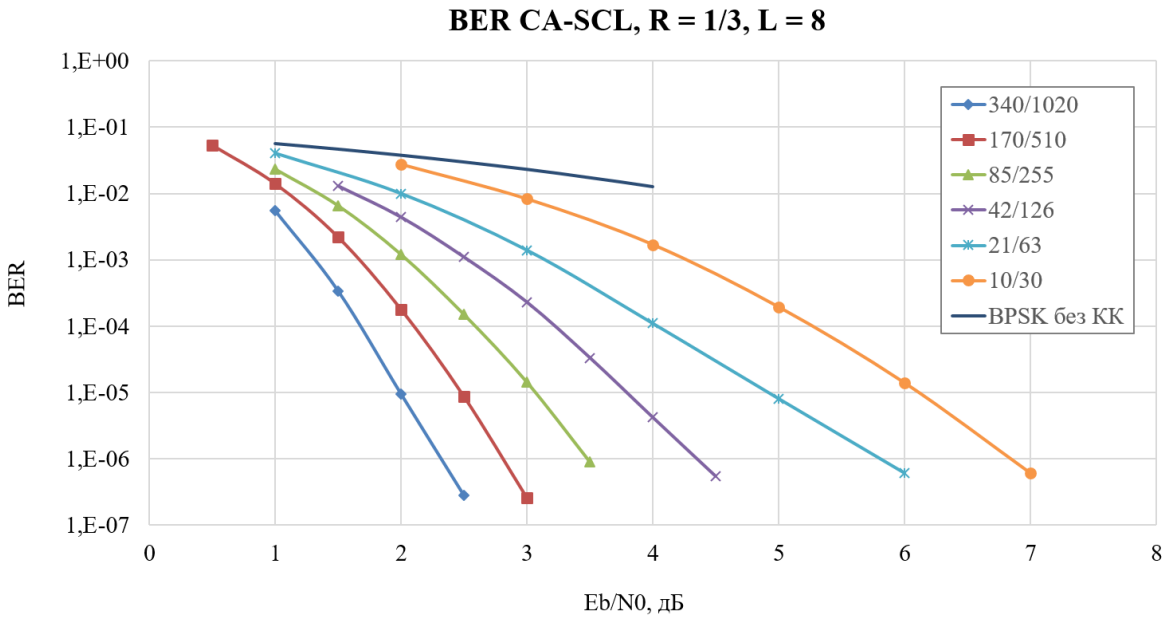
Information about the authors

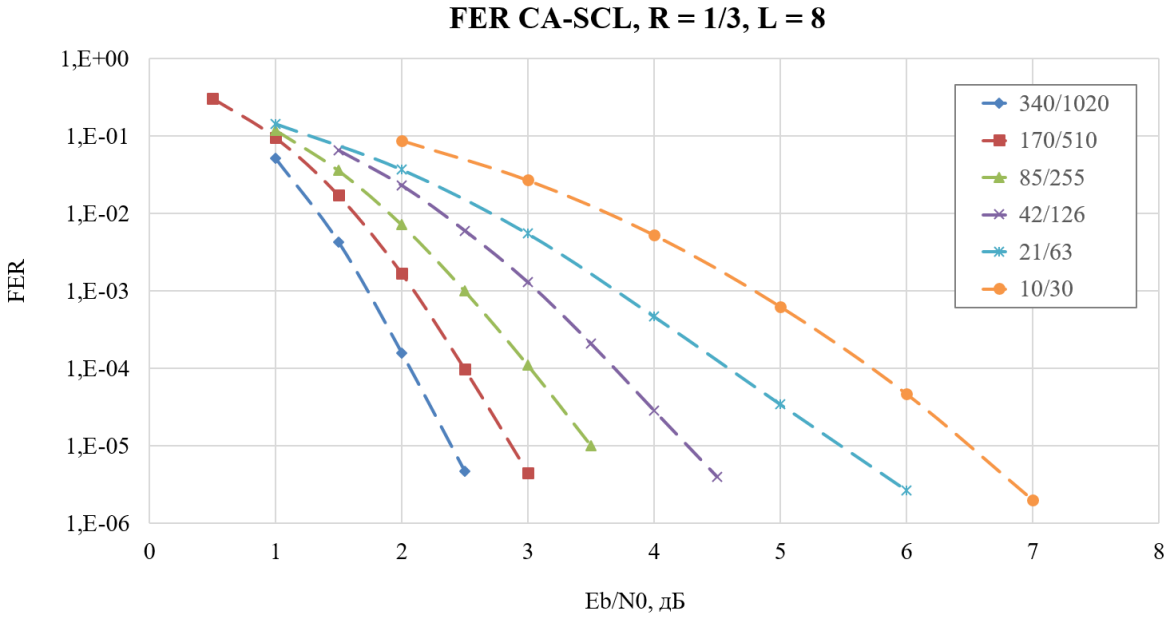
K.K. Gneushev, Design Engineer
V.V. Tomchik, Leading Design Engineer

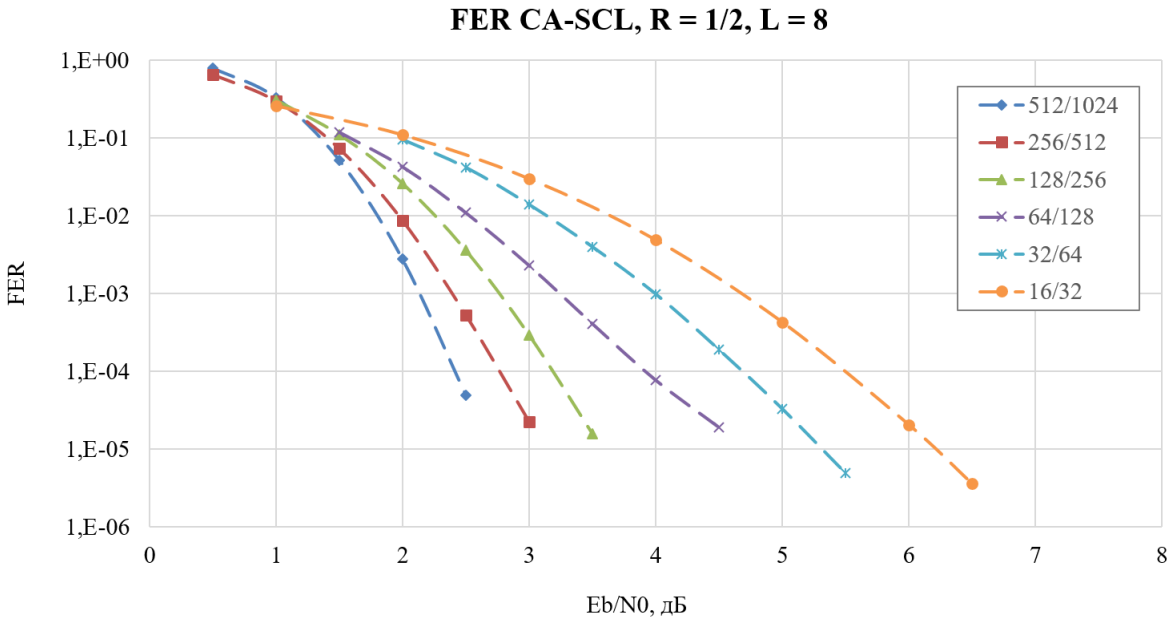
Статья поступила в редакцию 06.11.2025
Одобрена после рецензирования 13.11.2025
Принята к публикации 20.11.2025

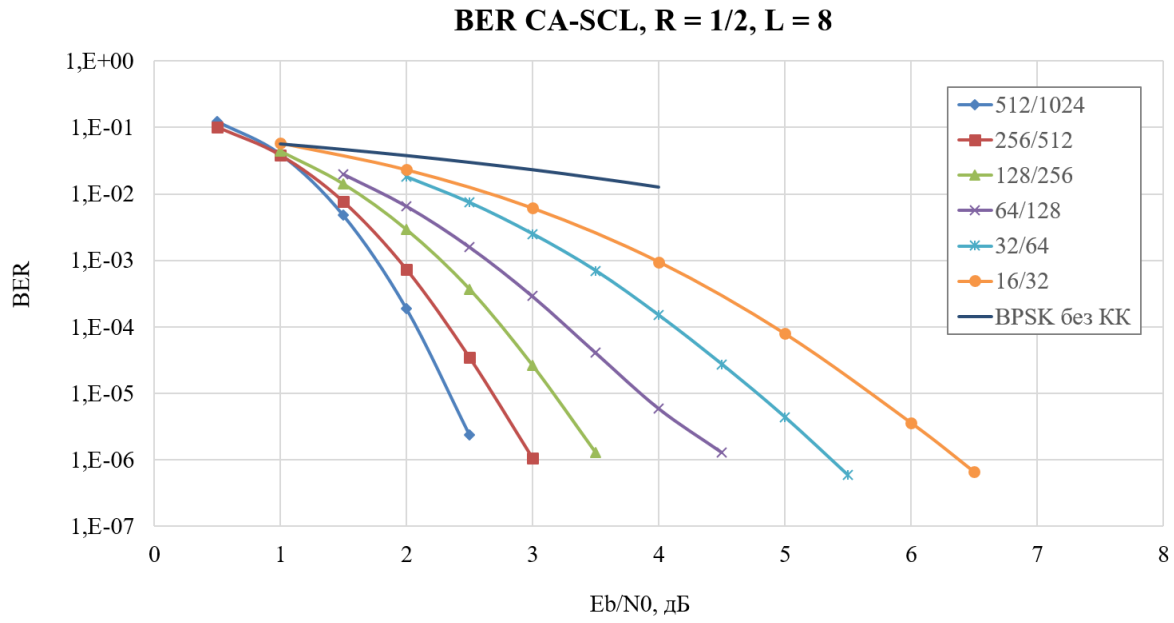
The article was submitted 06.11.2025
Approved after reviewing 13.11.2025
Accepted for publication 20.11.2025

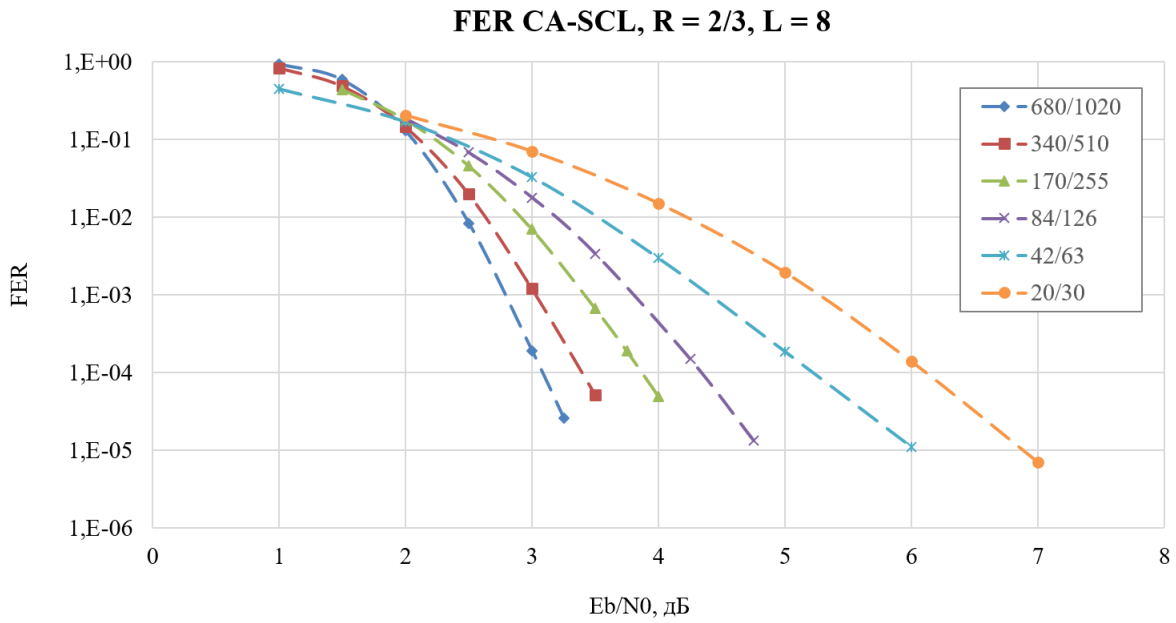
Приложение к статье
«Моделирование полярного CA-SCL-декодера»

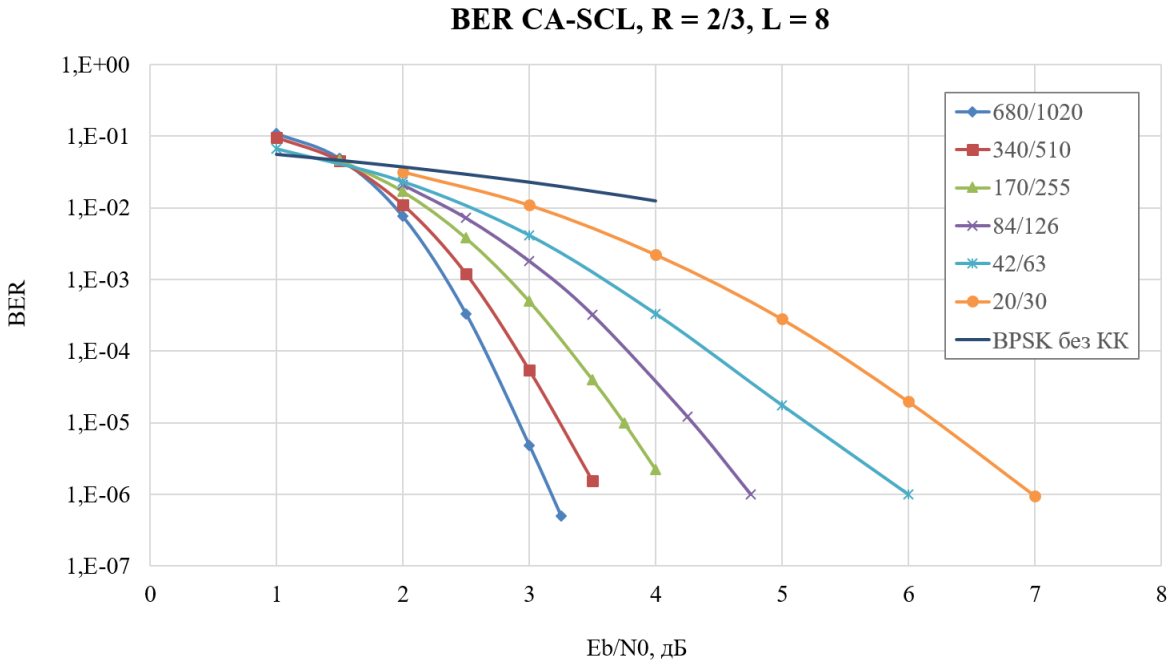





FER CA-SCL, R = 1/2, L = 8
1,E+00
1,E-01
1,E-02
1,E-03
1,E-04
1,E-05
1,E-06
FER
0
1
2
3
4
5
6
7
8
Eb/N0, дБ
512/1024
256/512
128/256
64/128
32/64
16/32


BER CA-SCL, R = 1/2, L = 8
1,E+00
1,E-01
1,E-02
1,E-03
1,E-04
1,E-05
1,E-06
1,E-07
BER
0
1
2
3
4
5
6
7
8
Eb/N0, дБ
512/1024
256/512
128/256
64/128
32/64
16/32
BPSK без КК


FER CA-SCL, R = 2/3, L = 8
FER
1,E+00
1,E-01
1,E-02
1,E-03
1,E-04
1,E-05
1,E-06
0
1
2
3
4
5
6
7
8
Eb/N0, дБ
680/1020
340/510
170/255
84/126
42/63
20/30


BER CA-SCL, R = 2/3, L = 8
BER
1,E+00
1,E-01
1,E-02
1,E-03
1,E-04
1,E-05
1,E-06
1,E-07
0
1
2
3
4
5
6
7
8
Eb/N0, дБ
680/1020
340/510
170/255
84/126
42/63
20/30
BPSK без КК

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 4. С. 45–50. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 4. Pp. 45–50. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.391.8

Реализация ресурсоэффективного полярного CA-SCL-декодера на ПЛИС

Кирилл Константинович Гнеушев[1], Владимир Валерьевич Томчик[2]
[1,2]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
✉К.К. Гнеушев, k.k.gneushev@sozvezdie.su

Аннотация. *Рассматривается ресурсоэффективный полярный декодер на ПЛИС, работающий с длинами пакетов N = 32…1024. Представлена уникальная архитектурная реализация высокопроизводительного алгоритма CA-SCL (CRC-Aided Successive Cancellation List). Приведены данные о времени декодирования (информационной пропускной способности), а также информация о потреблении ресурсов ПЛИС.*

Ключевые слова: *полярный декодер, ПЛИС, список последовательной отмены (последовательного аннулирования), контрольная сумма CRC.*

Implementation of a resource-efficient polar CA-SCL decoder on FPGA

Kirill K. Gneushev[1], Vladimir V. Tomchik[2]
[1,2]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
✉K.K. Gneushev, k.k.gneushev@sozvezdie.su

Abstract. *A resource-efficient polar decoder implemented on an FPGA, operating with packet lengths N = 32 to 1024 is discussed. A unique architectural implementation of the high-performance CA-SCL (CRC-Aided Successive Cancellation List) algorithm is presented. Decoding time (information throughput) data are provided, along with information on FPGA resource consumption.*

Keywords: *polar decoder, FPGA, CA-SCL, CRC-Aided Successive Cancellation List.*

Для физической реализации SCL-алгоритмов (Successive Cancellation List) и их подвидов (Stochastic SCL или Simplified SCL) целесообразно использовать FPGA (Field-Programmable Gate Array) или SoC (System on Chip), поскольку они наилучшим образом приспособлены к цифровой обработке сигналов.

Команды сторонних разработчиков предоставляют научной общественности статьи [1–3], посвящённые реализациям полярного декодера на ПЛИС (программируемой логической интегральной схеме). Изучение материалов по данной теме выявило, что в подавляющем большинстве случаев разработчики отдают приоритет высокой информационной пропускной способности (более 100 Мбит/с), а не энергетическому выигрышу корректирующего кодирования, достигая этого следующими способами:

– использование алгоритмов SCL, Stochastic SCL или Simplified SCL, которые не подразумевают высокую вычислительную сложность;

– реализация только для одной длины пакета (невозможность изменить длину пакета *N*), что задаёт неизменную архитектуру;

– использование большого количества потребляемых ресурсов ПЛИС (~100 000 LUT (LookUp Table));

– использование чипов FPGA/SoC, обладающих большим объёмом логических элементов, например кристаллов Xilinx семейства Kintex 7 [1] или UltraScale [2], содержащих более 200 000 LUT и более 400 000 FF (Flip-Flop).

Задача, поставленная перед авторами статьи, заключается в создании своей собственной архитектуры декодера на языке описания аппаратуры VHDL (VHSIC Hardware Description Language) с последующей имплементацией на ПЛИС. При разработке учитываются следующие приоритеты:

– использование алгоритма CA-SCL (CRC-Aided Successive Cancellation List, CRC – Cyclic Redundancy Check), способного обеспечить BER (Bit Error Rate) и FER (Frame Error Rate) меньше [4], чем SCL/SSCL-алгоритмы;

© Гнеушев К.К., Томчик В.В., 2025

– возможность изменить длину пакета $N = 32…1024$ бит;

– использование относительно малого количества потребляемых ресурсов ПЛИС (менее 15 000 LUT и FF);

– использование чипа вдвое меньшего объёма, например XC7K160TFBG484-2, содержащего 101 400 LUT и 202 800 FF.

Особенности реализации

На вход декодера поступает N значений LLR (Log-Likelihood Ratio). Числа в диапазоне $[-15_{10}; 15_{10}]$ являются значением правдоподобности принятого бита, где (–15) – наиболее вероятное значение лог. 1, а 15 – наиболее вероятное значение лог. 0. В процессе декодирования значения LLR для 1024-битного пакета могут возрасти до $15\,360_{10}$, поэтому во избежание переполнения в 1024-битном декодере для выполнения арифметических операций используются 15-битные векторы.

Архитектура IP-ядра (Intellectual Property) разрабатывалась с упором на гибкое изменение входных параметров: CRC-полинома, его длины и расположения Frozen- и Real-битов в пакете. При необходимости их можно менять каждую итерацию декодирования. Для обмена информацией с IP-ядром был написан специальный драйвер, благодаря которому внешние устройства воспринимают декодер как блочную память с регистрами. Поскольку драйвер обменивается данными по стандартному BRAM-интерфейсу (Block Random Access Memory), к нему возможно подключить AXI-BRAM-контроллер от Xilinx (Advanced eXtensible Interface). Посредством универсального AXI-интерфейса возможно осуществлять подключение к процессорной части SoC.

Представленная реализация CA-SCL декодера, в отличие от большинства аналогичных разработок [1–2], подразумевает экономию потребляемых ресурсов ПЛИС, поэтому многие функциональные блоки за время декодирования одного пакета многократно переиспользуются. Вместе с тем требуется эффективное использование временных ресурсов, что обеспечивается благодаря принципам конвейерной и параллельной обработки данных (рис. 1). Это удобно в том случае, когда требуется время для работы с памятью в виде чтения аргументов функций и записи результатов промежуточных вычислений.

Математически структура декодера предполагает последовательные вычисления, но некоторые арифметические операции выполняются параллельно. Процесс декодирования возможно ускорить, однако количество потребляемых ресурсов возрастёт.

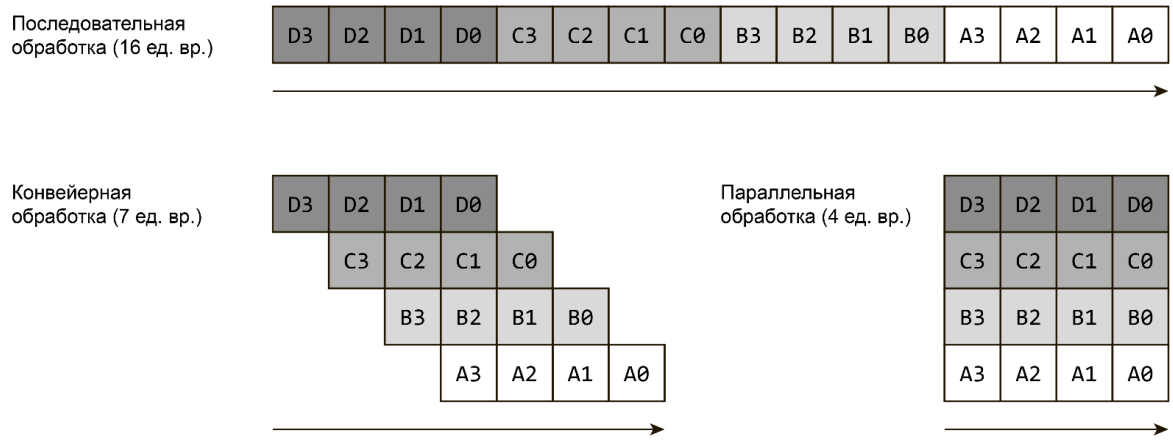


Рис. 1. Варианты обработки данных

Общая структура ядра

Архитектура полярного декодера представлена на рис. 2. Цифра «8» в правом нижнем углу некоторых блоков обозначает количество одинаковых экземпляров (по количеству параллельно вычисляющихся ветвей L). В проекте активно используется память, которую можно реализовать на примитивах FPGA в виде BRAM или дистрибутивной памяти LUT. Порядок обмена данными между блоками схемы контролируется заранее заготовленной инструкцией, поскольку процесс декодирования выполняется каждый раз по одним и тем же паттернам. Инструкция содержит адреса каждой BRAM, тип выполняемой

операции и прочую информацию о переносе данных. Основные вычисления производятся в модуле FG-block (выполняются *F*- и *G*-функции), который принимает в качестве аргументов значения из LLR memory и Bit memory.

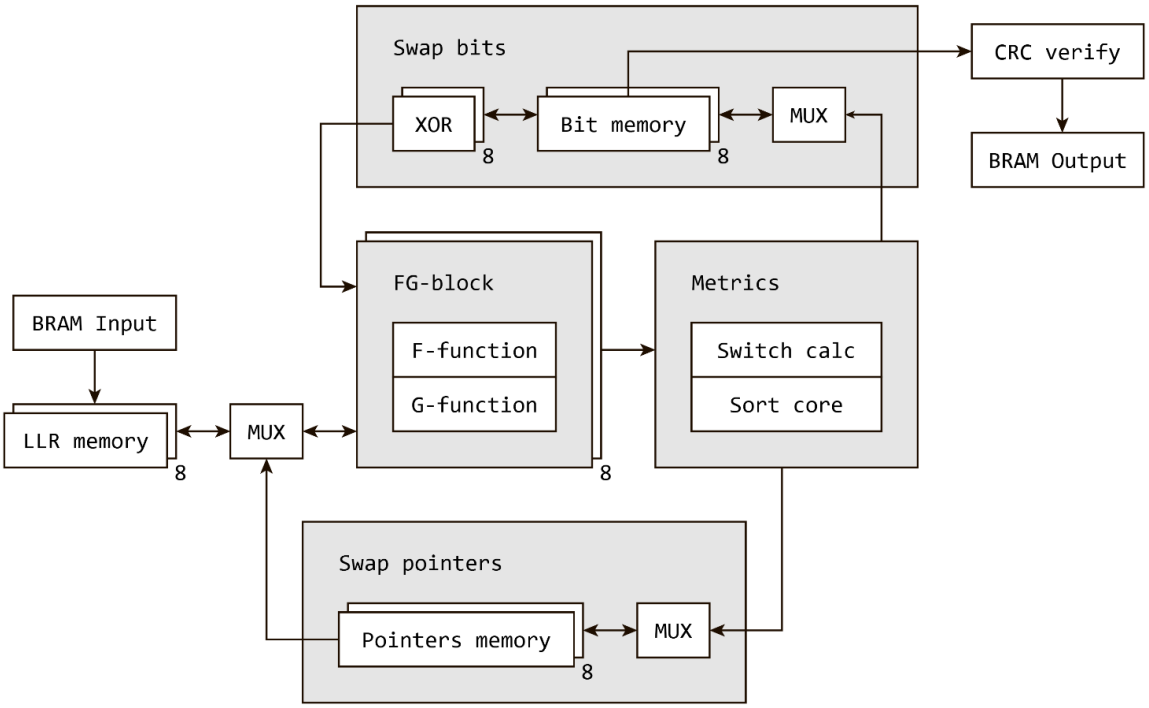


Рис. 2. Структура ядра CA-SCL-декодера

После подсчёта метрик в работу вступает модуль Sort Core. Ядро сортировки – это реализация битонного алгоритма [5] (рис. 3). Модуль принимает на вход (слева) 16 значений метрик, каждая из которых содержит уникальный идентификационный номер. Каждая стрелка на рис. 3 – это операция сравнения (в зависимости от результата сравнения величины могут поменяться местами). Следует отметить, что выбор алгоритма битонной сортировки обоснован его стабильностью и простотой реализации: вне зависимости от входных данных (которые принято считать случайными) минимальное, среднее и максимальное время сортировки всегда составляет 10 тактов. Ровно через 10 тактов модуль выдаёт идентификационные номера 8-ми наименьших метрик путей, ветви которых продолжат декодироваться дальше.

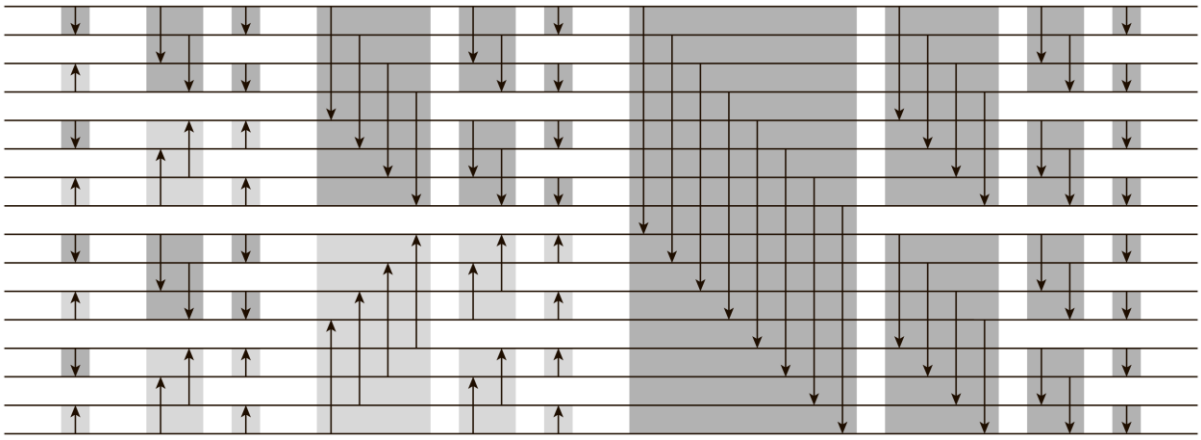


Рис. 3. Схема алгоритма битонной сортировки

Обычно *i*-й FG-block берёт данные из *i*-го экземпляра LLR memory и Bit memory, однако так происходит не всегда. После подсчёта метрик алгоритму известно, какие ветви декодирования *L* являются наименее вероятными. Их дальнейшее развитие не имеет смысла, следовательно, используемые для конкретной ветви переменные, хранящиеся в LLR memory и Bit memory, становятся бесполезными. Их необходимо перезаписать актуальными переменными тех путей, которые в перспективе могут стать правильно декодированным сообщением. Процесс перезаписи ячеек памяти актуальными значениями называется Swap.

Подготовку к процессу Swap осуществляет модуль Switch calc. Основываясь на выходных данных сортировщика, он подготавливает метаданные, необходимые для копирования/переноса актуальных значений в Swap pointers и Swap bits. Это требует наличия оперативной памяти в виде буферов (на рис. 2 они не показаны), схема взаимодействия с которыми оптимизирована на уровне архитектуры ПЛИС: по умолчанию в проекте используется IP BRAM от Xilinx в двухпортовой конфигурации. Такая настройка позволяет осуществлять быстрые переносы данных по 32-битным шинам.

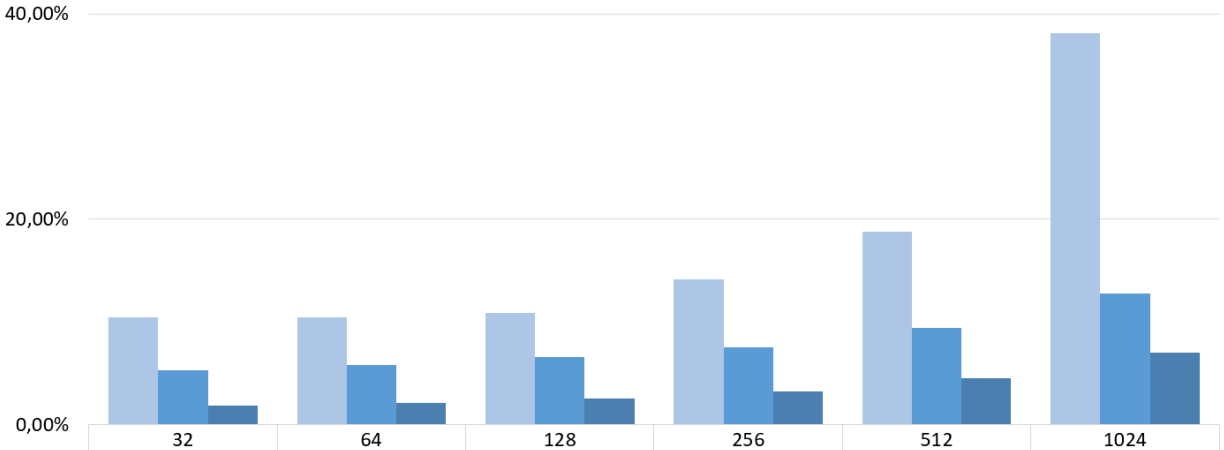
Swap pointers – модуль, содержащий в себе указатели (трёхбитные числовые значения). Он соединяется с мультиплексором и для каждой *F*- или *G*-функции «указывает» *i*-му модулю FG-block, из какого экземпляра LLR Memory требуется прочитать аргументы для вычислений, однако запись результатов *i*-го FG-block всегда производится в *i*-й LLR Memory.

Блок XOR выполняет одноимённую логическую операцию с приходящими из Bit memory битами. Это необходимо исключительно для вычисления *G*-функции. Каждый из восьми экземпляров использует сдвиговый регистр для выполнения функции XOR.

Когда процесс декодирования подходит к концу и все *F*- и *G*-функции считаются выполненными, данные из Bit memory отправляются в CRC verify. После выбора пакета (в соответствии с алгоритмом CA-SCL) данные из модуля CRC verify переносятся в BRAM output, откуда могут считываться внешним устройством.

Потребление ресурсов

В некоторых реализациях других разработчиков (например, IP Polar Decoder/Encoder от Xilinx) потребление ресурсов не зависит от *N*. В этом случае часть имплементированных на кристалл ресурсов при $N < 1024$ никогда не используется, а значит, является избыточной. Авторами статьи предлагается переработанная архитектура, где этот недостаток устранён. Общая структура ядра одинакова для всех размеров пакета ($N = 32; 64; 128; 256; 512; 1024$), но при этом от *N* зависят размеры всех используемых в проекте шин (векторов) и конфигурация BRAM. Количество ресурсов, требуемое для работы IP-ядра декодера, представлено в табл. 1 и на рис. 4.



	32	64	128	256	512	1024
BRAM	10,46%	10,46%	10,92%	14,15%	18,77%	38,15%
LUT	5,32%	5,83%	6,55%	7,51%	9,44%	12,76%
FF	1,91%	2,16%	2,57%	3,26%	4,54%	6,98%

Рис. 4. Ресурсы FPGA семейства Kintex 7 (XC7K160TFBG484-2), требуемые для работы IP-ядра декодера

Таблица 1

Ресурсы FPGA семейства Kintex 7, требуемые для работы IP-ядра декодера

Декодер							Чип
N	32	64	128	256	512	1024	XC7K160TFBG484-2
BRAM	34	34	36	46	61	124	325
LUT	5 396	5 914	6 638	7 618	9 573	12 934	101 400
FF	3 864	4 384	5 203	6 608	9 202	14 161	202 800

Время декодирования

Время декодирования – это время обработки пакета, которое проходит от команды «Старт декодирования» (команда приходит от внешнего устройства) до момента появления прерывания от декодера («Декодирование окончено»). Время записи данных в декодер и чтение из него не учитывается.

Представлены данные для реализаций декодера при N = 32; 64; 128; 256; 512; 1024. Длина пакета N, количество информационных бит K, длина контрольной суммы CRC P и способ распределения избыточности напрямую влияют на длительность вычислений.

По умолчанию считается, что данные на входе декодера являются случайными. IP-ядро совершает многочисленные операции сортировки и переноса данных, которые в отдельных случаях можно не выполнять, поэтому потенциально пакет может быть декодирован быстрее. Архитектура IP-ядра предусматривает такие особенности, поэтому, во избежание коллизий в протоколе обмена, время декодирования, указанное в таблицах, является точным и не подразделяется на минимальное, среднее и максимальное. В табл. 2–4 указано время декодирования для различных длин пакетов и наиболее часто используемых кодовых отношений R.

Таблица 2

Время декодирования одного пакета (N = 32; 64), тактовая частота 200 МГц

Архитектура декодера, бит		32			64		
Кол-во бит CRC P		5			4	6	4
Кол-во бит полезных данных K		10	16	20	21	32	42
Кол-во бит пакета N		30	32	30	63	64	63
Кодовое отношение R		1/3	1/2	2/3	1/3	1/2	2/3
Время декодирования	Такты	867	1035	1148	1 752	2 130	2 362
	мкс	4.34	5.18	5.74	8.76	10.65	11.81
Информационная пропускная способность, Мбит/с		2.31	3.09	3.48	2.40	3.00	3.56

Таблица 3

Время декодирования одного пакета (N = 128; 256), тактовая частота 200 МГц

Архитектура декодера, бит		128			256		
Кол-во бит CRC P		6			8		
Кол-во бит полезных данных K		42	64	84	85	128	170
Кол-во бит пакета N		126	128	126	255	256	255
Кодовое отношение R		1/3	1/2	2/3	1/3	1/2	2/3
Время декодирования	Такты	3 772	4 467	5 070	8 322	9 882	11 294
	мкс	18.86	22.34	25.35	41.61	49.41	56.47
Информационная пропускная способность, Мбит/с		2.23	2.87	3.31	2.04	2.59	3.01

Таблица 4

Время декодирования одного пакета (N = 512; 1024), тактовая частота 200 МГц

Архитектура декодера, бит		512			1024		
Кол-во бит CRC P		8			10		
Кол-во бит полезных данных K		170	256	340	340	512	680
Кол-во бит пакета N		510	512	510	1020	1024	1020
Кодовое отношение R		1/3	1/2	2/3	1/3	1/2	2/3
Время декодирования	Такты	19 120	23 006	26 395	47 522	58 482	67 554
	мкс	95.60	115.03	131.98	237.61	292.41	337.77
Информационная пропускная способность, Мбит/с		1.78	2.23	2.58	1.43	1.75	2.01

Заключение

В отличие от аналогичных реализаций сторонних разработчиков [1–3], предлагаемое IP-ядро использует высокопроизводительный алгоритм корректирующего кодирования CA-SCL. Имея уникальную архитектуру, ядро отличается возможностью изменять параметр N в совокупности с относительно малым потреблением ресурсов FPGA [1–3]. В разработке учитываются математические особенности алгоритма CA-SCL, что позволяет подбирать оптимальные параметры для пакетов N = 32...1024 с целью достижения высокого энергетического выигрыша (1.3 дБ от границы сферической упаковки).

Разработка готова к внедрению в изделия и может использоваться для создания новых протоколов связи одноранговых беспроводных сетей.

Список источников

1. *Chenguang Yang, Huibin Zhang.* A Resource Efficient Decoder for Polar Code Based on FPGA // International conference on Computer Science, Informational Engineering and Digital Economy (CSIEDE). 2022. Pp. 774–781.

2. *Oualid Mouhoubi, Charbel Abdel Nour, Amer Baghdadi.* Low Latency Architecture Design for Decoding 5G NR Polar Codes. In: Workshop on Design and Architectures for Signal and Image Processing (DASIP 2022). Budapest, Hungary, June 2022. Pp. 16–28.

3. *Lianye Liao, Xinyi Wu, Ye Chen, Xiaodong Fan, Zhiyu Tian, Jinquan Huang, Tonglin Mu, Junran Guo, Minjie Liu, Bo Liu, Shihai Sun.* Efficient FPGA Implementation of Polar Codes-Based Information Reconciliation for Quantum Key Distribution. 21 p. URL: https://doi.org/10.21203/rs.3.rs-5742701/v1.

4. *Yunfei Tai, Kezhen Li, Liang Zhou, Shu Liu, Xilin Zhang.* An Improved CA-SCL Decoding Algorithm for Polar Code. In: 2022 International Symposium on Networks, Computers and Communications (ISNCC) / IEEE. 2022. 5 p. doi: 10.1109/ISNCC55209.2022.9851768.

5. *Laxmikant V. Kalé, Edgar Solomonik.* Encyclopedia of Parallel Computing. Springer, 2011. Pp. 1855–1861.

Информация об авторах

К.К. Гнеушев, конструктор
В.В. Томчик, ведущий конструктор

Information about the authors

K.K. Gneushev, Design Engineer
V.V. Tomchik, Leading Design Engineer

Статья поступила в редакцию 06.11.2025
Одобрена после рецензирования 13.11.2025
Принята к публикации 20.11.2025

The article was submitted 06.11.2025
Approved after reviewing 13.11.2025
Accepted for publication 20.11.2025

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 4. С. 51–56. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 4. Pp. 51–56. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.391.8

Ресурсоэффективный полярный CA-SCL-кодер на ПЛИС

Кирилл Константинович Гнеушев[1], Владимир Валерьевич Томчик[2]
[1,2]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
✉К.К. Гнеушев, k.k.gneushev@sozvezdie.su

Аннотация. *Рассматривается ресурсоэффективный полярный кодер на программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС), работающий с длинами пакетов N = 32…1024. Представлена архитектурная реализация высокопроизводительного алгоритма CA-SCL (CRC-Aided Successive Cancellation List). Прилагаются данные о времени кодирования (информационной пропускной способности), а также информация о потреблении ресурсов ПЛИС.*

Ключевые слова: *полярный кодер, ПЛИС, список последовательной отмены (последовательного аннулирования), контрольная сумма CRC.*

Resource-efficient polar CA-SCL encoder on FPGA

Kirill K. Gneushev[1], Vladimir V. Tomchik[2]
[1,2]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
✉K.K. Gneushev, k.k.gneushev@sozvezdie.su

Abstract. *The article examines a resource-efficient polar encoder implemented on an field programmable gate arrays (FPGA), supporting packet lengths of N = 32 to 1024. It presents the architectural implementation of a high-performance CA-SCL algorithm (CRC-Aided Successive Cancellation List). The paper includes data on recording time (information throughput) as well as FPGA resource consumption information are included.*

Keywords: *polar encoder, FPGA, CA-SCL, CRC-Aided Successive Cancellation List.*

В 1948 году Клод Шеннон в своей статье [1] предложил схему, иллюстрирующую общий вид цифровой системы связи (рис. 1). Каждый структурный блок на передающей стороне имеет свой «аналог» на приёмной, выполняющий противоположную функцию. Учитывая, что в работе рассматривается именно цифровой канал связи, в качестве источника выступает устройство/модуль, который создаёт последовательность информационных бит.

Фундаментальная проблема, связанная с системами связи, заключается в том, что полученное сообщение может быть искажено шумом и не соответствовать оригиналу. Вероятность этой ошибки ставит под угрозу корректную работоспособность системы, поэтому существует необходимость сделать её более надёжной за счёт различных методик.

Данные, идущие из источника информации, могут быть зашифрованы, однако модули шифрования и дешифрования в схеме намеренно пропущены, т.к. они не влияют на энергетические параметры системы передачи данных. Восстановление синхронизации символов и скремблирование также отсутствуют в структурной схеме, т.к. считаются идеальными и учитываются в вероятностных моделях каналов.

Кодер исходного кода – это процессор, преобразующий исходную битовую последовательность в последовательность с более эффективным представлением информации, т.е. с меньшим количеством бит. Эту операцию также называют сжатием. В зависимости от источника сжатие может быть без потерь (например, для файлов) или с потерями (например, для изображений, музыки или видео, где потери можно сделать незаметными или приемлемыми).

Из рис. 1 видно, что система канального корректирующего кодирования состоит из двух взаимосвязанных частей: кодера и декодера. Их роль заключается в защите передаваемой полезной информации от различного рода искажений и помех, сохраняя её целостность. Входная битовая последовательность преобразуется в альтернативную, формируя пакет данных, содержащий избыточность.

© Гнеушев К.К., Томчик В.В., 2025

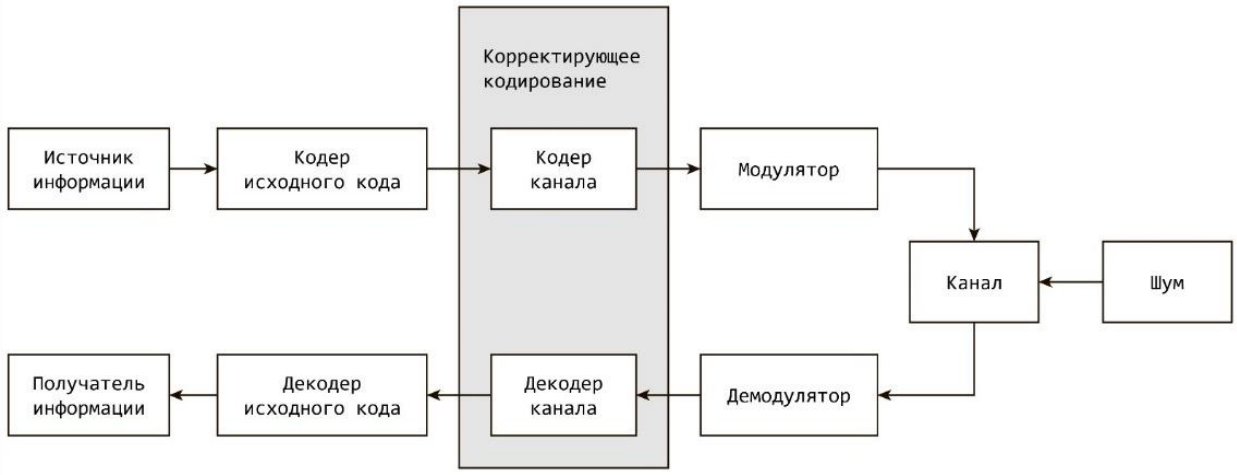


Рис. 1. Общая схема цифровой связи

Цель исследования заключается в теоретическом обзоре алгоритма кодирования CA-SCL (CRC-Aided Successive Cancellation List) и написании на языке описания аппаратуры VHDL (VHSIC Hardware Description Language) собственного цифрового вычислительного IP-ядра (Intellectual Property), способного закодировать полезные данные для отправки в радиоканал.

В отличие от декодирования, кодирование пакета по алгоритму CA-SCL – это вычислительно лёгкий процесс, который возможно быстро и эффективно выполнить не только на FPGA (Field-Programmable Gate Array), но и на сигнальном процессоре.

Подготовка данных к кодированию

В систематических кодах N-битный пакет содержит в себе K бит полезных данных. Отношение числа бит, поступающих в кодер канала, к числу выходящих из него называется скоростью кодирования или кодовым отношением $R = K/N$, при этом $0 < R < 1$.

Алгоритм CA-SCL (CRC-Aided Successive Cancellation List) [2] предусматривает проверку пакета на P-битную контрольную сумму CRC (Cyclic Redundancy Check), поэтому кодовое отношение R корректно считать по формуле

$$R = \frac{K + P}{N}.$$

В кодеке используются два входных параметра: CRC-полином и его длина P. На их основе высчитывается контрольная сумма полезных данных G (рис. 2). В примере используется семибитный полином CRC-7. Самый старший бит вектора полинома всегда принимает значение лог. 1.

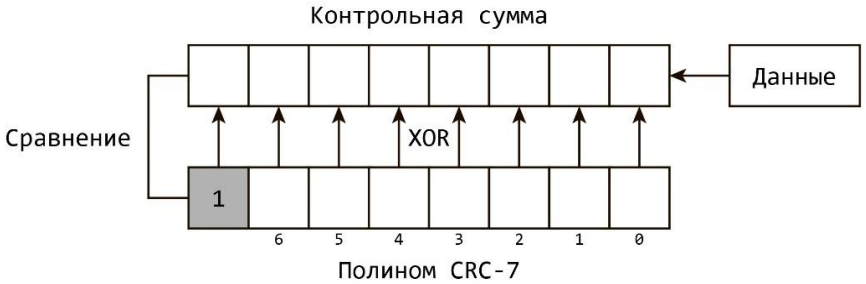


Рис. 2. Получение контрольной суммы полезных данных

Данные «вдвигаются» по одному биту справа налево, и после сдвига между старшим битом контрольной суммы и старшим битом вектора полинома проводится сравнение: если старший бит контрольной суммы – логическая единица, то весь регистр контрольной суммы принимает новые значения по формуле

$$G_i^{\text{new}} = G_i^{\text{old}} \oplus P_i.$$

В ином случае регистр G сдвигается на один бит влево, освобождая младший бит для новых данных. Если биты данных закончились, то контрольная сумма из регистра сохраняется и присоединяется к данным посредством конкатенации. Эту обработку выполняет модуль «Array creator» (рис. 3). Таким образом, образуется $(K + P)$-битный вектор данных, которые подлежат кодированию.

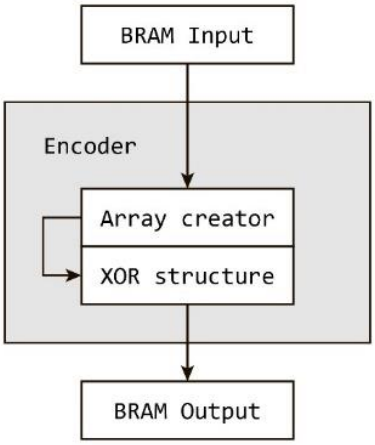


Рис. 3. Структура IP-ядра кодера

Кодирование и F/R-распределение

N бит пакета делятся на две категории: Frozen и Real. Real-биты содержат полезную информацию или представляют собой контрольную суммы CRC. Все остальные биты считаются Frozen: в отличие от Real их значение «заморожено» и всегда кодируется и декодируется как лог. 0. Расположение Real- и Frozen-бит в N-битном пакете называется F/R-распределением. На рис. 4 представлен пример F/R-распределений для различных длин пакета при $R = 1/2$.

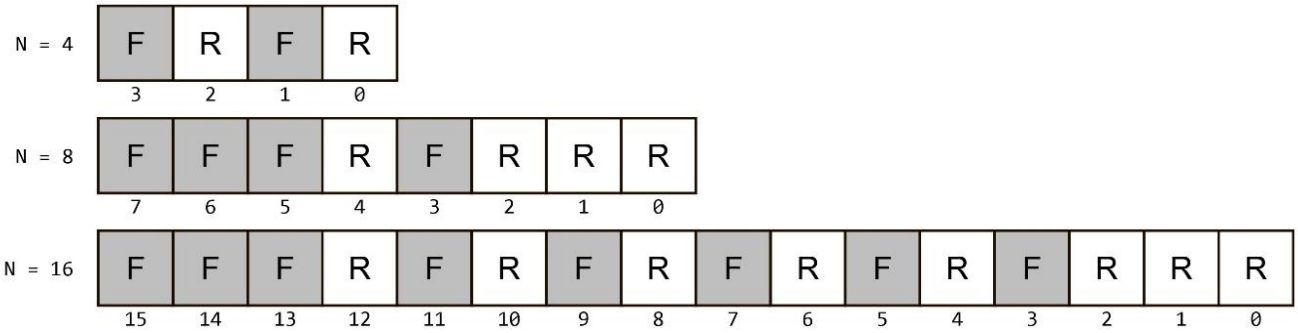


Рис. 4. Примеры F/R-распределений при $R = 1/2$

Избыточность кодового слова представлена смесью Real- и Frozen-битов, которая возникает после прохождения подготовленных данных через схему кодирования (XOR structure). Frozen-биты дают возможность гибко настраивать R каждого пакета отдельно, подстраиваясь под шумовую обстановку в канале. Это позволяет организовать протоколы обмена данных без автоматического запроса на повтор [3].

Если канал передачи данных слабо зашумлён, то конфигурацию пакета можно изменить таким образом, чтобы информационных битов стало больше. Этот принцип работает и в другую сторону: если мощность шума слишком велика, то потребуется бóльшая избыточность и передача будет вестись медленнее, но с меньшей вероятностью неисправляемых ошибок.

Основа процесса кодирования – логическая функция XOR (на рисунках обозначается знаком «⊕»), которая проводится между двумя битами. Простейший элемент схемы кодирования представлен на рис. 5. При R = 1/2 он способен закодировать один информационный бит d_0 (f_0 – Frozen-бит), создав кодовое слово X.

$$X = \begin{cases} x_0 = f_0 \oplus d_0; \\ x_1 = d_0. \end{cases}$$

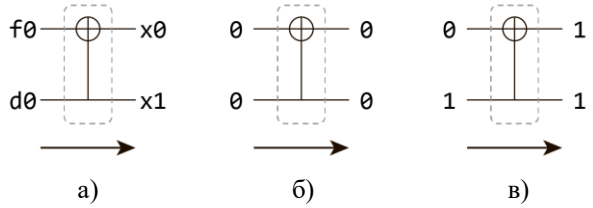


Рис. 5. Элемент схемы кодирования, N = 2, R = 1/2:
а) общий вид схемы; б) бит d_0 принимает значение лог. 0; в) бит d_0 принимает значение лог. 1

Схемы при N > 2 (рис. 6–7) позволяют увидеть, что своё логическое значение меняют как информационные, так и Frozen-биты.

$$X = \begin{cases} x_0 = \left(f_0 \oplus f_1\right) \oplus \left(d_0 \oplus d_1\right); \\ x_1 = f_1 \oplus d_1; \\ x_2 = d_0 \oplus d_1; \\ x_3 = d_1. \end{cases}$$

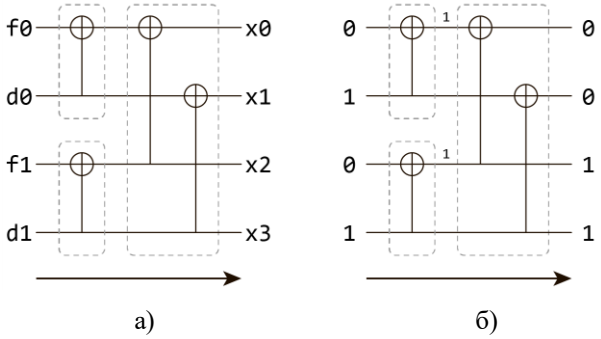


Рис. 6. Схема кодирования, N = 4, R = 1/2 (XOR structure): а) общий вид схемы; б) пример кодирования пакета

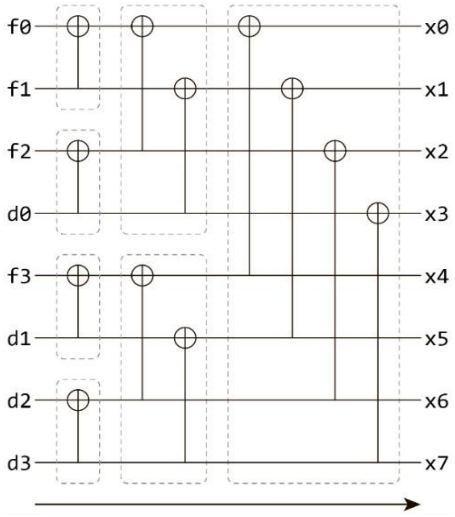


Рис. 7. Схема кодирования, N = 8, R = 1/2 (XOR structure)

После того, как данные подготовлены, они проходят через схему кодирования [4] (рис. 8). На примере Frozen-биты уже обозначены за лог. 0. Операции XOR, если они находятся на одном вертикальном слое (Layer), проводятся параллельно, поэтому через 3 такта после начала кодирования возникает массив промежуточных данных X ($x0...x7$). В правой части схемы кодирования Frozen-биты принудительно принимают значение лог. 0, и ещё через 3 такта возникает кодовое слово S ($s0...s7$), готовое к отправке в радиоканал.

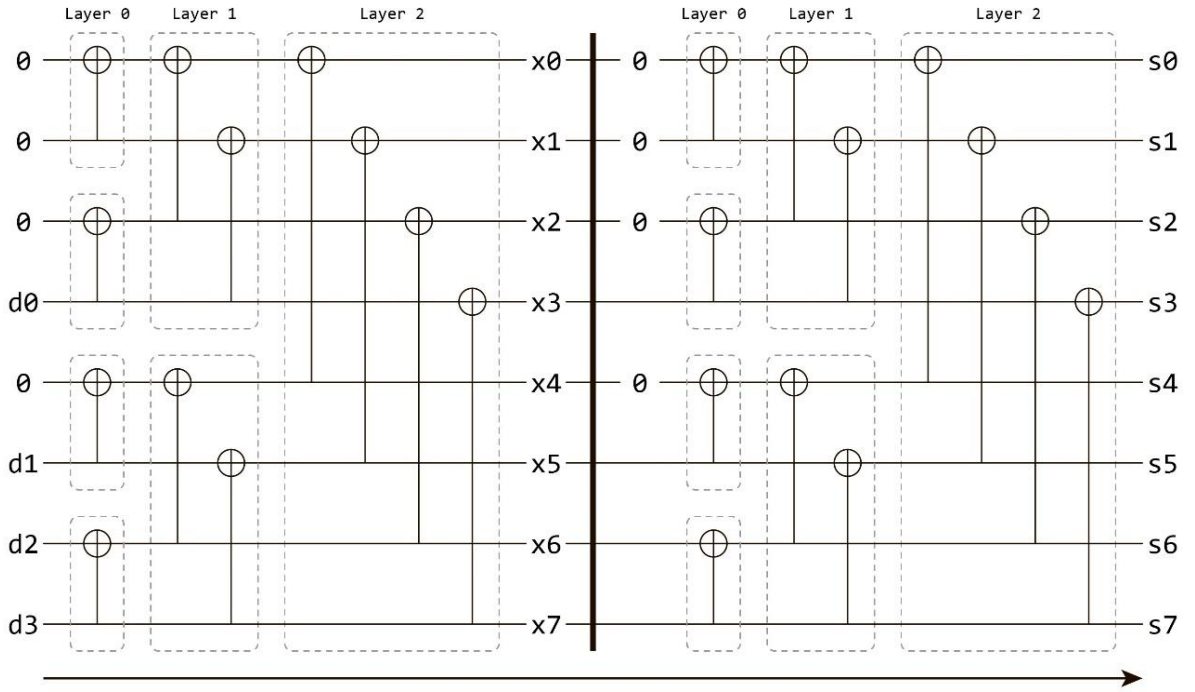


Рис. 8. Схема кодирования $N = 8$, $R = 1/2$ (два экземпляра XOR structure, соединённые последовательно)

Потребление ресурсов

Демодулированный сигнал, приходящий на декодер, сложен в обработке, потому что на передаваемое в радиоканале сообщение воздействовал шум (рис. 1). Различного рода помехи искажают исходное сообщение, поэтому для эффективного декодирования необходимо пользоваться «мягкими решениями» [3]. «Мягкие решения» вычислительно сложны в обработке. Этим можно объяснить существенную разницу, наблюдаемую при сравнении времени обработки кодера/декодера и количестве потребляемых ресурсов ПЛИС.

В настоящей статье предлагается архитектура кодера, которая не содержит избыточных (неиспользуемых) ресурсов при имплементации: IP-ядро генерируется на основе параметра N и работает только с одной длиной пакета. Количество ресурсов, требуемое для работы IP-ядра кодера, указано в табл. 1 и на рис. 9. Стоит отметить, что представленные данные получены для пакетов $R = 1/2$, при этом в архитектуре уже учитывается F/R-распределение, а также экспериментально подобранные CRC-полиномы. При изменении параметров количество потребляемых LUT (LookUp Table) и FF (Flip-Flop) может варьироваться.

Таблица 1

Ресурсы FPGA семейства Kintex 7, требуемые для работы IP-ядра кодера

	Кодер						Чип
N	32	64	128	256	512	1024	XC7K160TFBG484-2
LUT	225	413	723	2068	2852	4129	101 400
FF	352	624	1247	3201	5098	9571	202 800

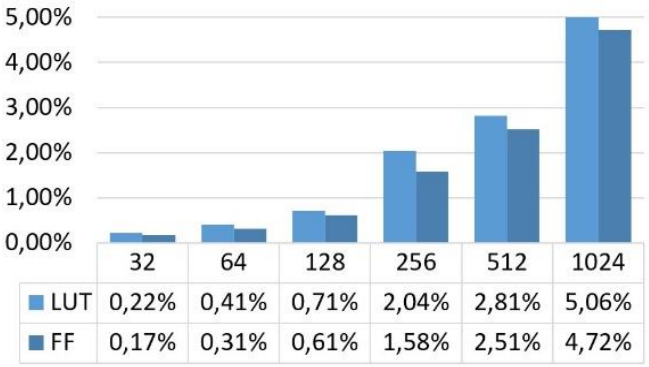


Рис. 9. Ресурсы FPGA семейства Kintex 7 (XC7K160TFBG484-2), требуемые для работы IP-ядра кодера

Время кодирования

Время кодирования – это период времени, который проходит от команды «Старт кодирования» (команда приходит от внешнего устройства) до момента появления прерывания от кодера («Кодирование окончено»). Время записи данных в кодер и чтение из него не учитываются. Представлены данные для реализаций кодера при $N = 32; 64; 128; 256; 512; 1024$. В табл. 2 указано время кодирования для различных длин пакетов при $R = 1/2$, в каждом случае экспериментально подобрана длина CRC-полинома P.

Таблица 2

Время кодирования пакета, тактовая частота 200 МГц

Кол-во бит пакета N		32	64	128	256	512	1024
Кол-во бит CRC P		3	5	6	6	10	12
Кол-во бит полезных данных K		16	32	64	128	256	512
Время кодирования	Такты	47	81	147	241	535	1049
	мкс	0.24	0.41	0.74	1.21	2.68	5.25
Информационная пропускная способность, Мбит/с		136.17	158.02	174.15	212.45	191.40	195.23

Заключение

Разработано IP-ядро CA-SCL-кодера, способного закодировать полезные данные для передачи по радиоканалу. Предлагаемое ядро выделяется высоким уровнем параметризации и пропускной способностью (в среднем более 150 Мбит/с). Учтены математические особенности алгоритма CA-SCL [2], которые позволили снизить количество потребляемых ресурсов FPGA за счёт переиспользования схемы кодирования (рис. 8).

Список источников

1. *Shannon C.E.* A Mathematical Theory of Communication // The Bell System Technical Journal. 1948. Vol. 27. Pp. 379–423.

2. *Erdal Arican.* Channel Polarization: A Method for Constructing Capacity-Achieving Codes for Symmetric Binary-Input Memoryless Channels // IEEE Transactions on information theory. 2009. Vol. 55, No. 7. Pp. 3051–3073.

3. *William E. Ryan, Shu Lin.* Channel Codes – Classical and Modern. Cambridge: Cambridge University Press, 2009. 710 p.

4. *Adam Cavatassi*. Towards practical length-compatible polar codes / McGill University. Montreal, 2019. 102 p.

Информация об авторах

К.К. Гнеушев, конструктор
В.В. Томчик, ведущий конструктор

Information about the authors

K.K. Gneushev, Design Engineer
V.V. Tomchik, Leading Design Engineer

Статья поступила в редакцию 06.11.2025
Одобрена после рецензирования 13.11.2025
Принята к публикации 20.11.2025

The article was submitted 06.11.2025
Approved after reviewing 13.11.2025
Accepted for publication 20.11.2025

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 4. С. 57–62. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 4. Pp. 57–62. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 539.216.2

Анализ гетероструктур SiO_2 / Si с латентными треками методом растровой электронной микроскопии

Юрий Васильевич Белозерцев[1], Дмитрий Борисович Омороков[2], Наталья Юрьевна Евсикова[3]
[1]ВНИИ «Вега», Воронеж, Россия
[2,3]Воронежский государственный лесотехнический университет им. Г.Ф. Морозова, Воронеж, Россия
[1]ybelozercev@vniivega.ru, [2]omorokovdb@vgltu.ru, [3]evsikovany_phlt@vgltu.ru

Аннотация. *Проведен анализ морфологии и распределения нанокластеров металлов в протравленных ионных треках диэлектрических слоев (оксидированный кремний) методами электронной микроскопии. В результате селективного травления латентных ионных треков в слое SiO_2 получены поры конической формы размерами около 250°нм. Проведена количественная оценка размеров, распределения нанокластеров в порах и степень заполнения пор. Определены оптимальные режимы растровой электронной микроскопии при анализе гетероструктур SiO_2/n-Si. Установлено, что селективность заполнения пор и анизотропия морфологии роста металлического кластера над слоем диэлектрика вызывают формирование правильного конуса металла.*

Ключевые слова: *растровая электронная микроскопия, ионный трек, степень заполнения пор, металлический кластер, рельеф поверхности, тонкие пленки.*

Analysis of SiO_2 / Si heterostructures with latent tracks by rastor electron microscopy

Yuri V. Belozertsev[1], Dmitry B. Omorokov[2], Natalya Yu. Yevsikova[3]
[1]Voronezh Research Institute «Vega», Voronezh, Russia
[2,3]Voronezh State University of Forestry and Technologies named after G.F. Morozov, Voronezh, Russia
[1]ybelozercev@vniivega.ru, [2]omorokovdb@vgltu.ru, [3]evsikovany_phlt@vgltu.ru

Abstract. *Technological approaches and methodological techniques for analyzing the morphology and distribution of metal nanoclusters in etched ion tracks of dielectric layers (oxidized silicon) using electron microscopy methods have been developed. As a result of selective etching of latent ion tracks in the SiO_2 layer, conical pores with dimensions ranging near 250 nm have been obtained. The size, distribution of nanoclusters in the pores, and the degree of pore filling have been quantified, as well as the influence of fast heavy ions on the formation of latent tracks. The optimal modes of scanning electron microscopy have been determined during the analysis of SiO_2/n-Si and SiO_2/p-Si heterostructures. It has been established that the selectivity of pore filling and the anisotropy of the morphology of metal cluster growth above the dielectric layer cause the formation of a regular metal cone.*

Keywords: *scanning electron microscopy, ion track, pore filling degree, metal cluster, surface topography, and thin films.*

Экспериментальное исследование структуры, морфологии, фазового и элементного состава металлических кластеров в нанопорах диэлектрического материала, установление закономерностей синтеза и зависимости структурочувствительности нанокластеров от технологических параметров их формирования – наиболее актуальные задачи современного материаловедения, поскольку их решение открывает техническую возможность создания наноэлектронных

© Белозерцев Ю.В., Омороков Д.Б., Евсикова Н.Ю., 2025

магнитных устройств высокой магниточувствительности и с принципиально новыми функциональными возможностями [1]. Методы растровой электронной микроскопии (РЭМ) хорошо известны и развиваются более полувека, однако сегодня материаловедение требует глубокого анализа все более сложных по архитектуре, фазовому и элементному составу гетеросистем. Поэтому разработка подходов и способов регистрации параметров фазового состава, субструктуры и текстуры нанокластеров в диэлектрической матрице методами электронной микроскопии сохраняет актуальность.

Методы РЭМ позволяют получить количественную информацию о параметрах синтезированной геторструктуры. Последующий сравнительный анализ данных РЭМ о параметрах фазового состава, субструктуры и текстуры нанокластеров Cu, Ni в ионных треках позволяет исключить погрешности и артефакты исследования.

В работе [2] показана возможность создания новых типов магниточувствительных наноструктур на основе ионных треков в оксидированном кремнии (SiO_2), внутри которых посредством электрохимической технологии формируют однородные нанокомпозиции или многослойные наноструктуры. Подложками для формируемых образцов являлись пластины монокристаллического кремния. Затем полученные образцы подвергались облучению ионами 197Au26+ с энергией 350 МэВ. Далее сформированные в слое SiO_2 латентные ионные треки протравливались плавиковой кислотой согласно методикам селективного химического травления.

Для создания спинтронных приборов необходимы структуры из магнитных наночастиц или их чередующихся слоев, которые могут обладать гигантским (ГМС) либо туннельным магнитосопротивлением (ТМС). Использование технологии треков быстрых тяжелых ионов для создания данных структур может оказаться весьма перспективным. Однако для применения таких структур необходимо, чтобы проводником были заполнены исключительно поры, а промежутки между порами были свободны от металлических атомов. Поэтому исследование заполнения пор металлическим конденсатом имеет большое значение при создании магниторезистивных сенсоров, датчиков перемещений, устройств памяти и др.

Представленная в настоящей работе методика предназначена для количественного анализа морфологии роста и селективности распределения кластеров металлов внутри пор и по поверхности подложки. Использование реплик с «извлечением» предлагается для анализа субструктуры нанокристаллических включений. Представленные подходы к анализу гетероструктур существенным образом расширяют возможности аналитических методов РЭМ, ускоряют разработку технологических процессов синтеза архитектурно сложных гетеросистем, обеспечивают аналитическую основу технологической базы обработки поверхности массивных, высокодискретных и пленочных материалов.

Стандартные методы РЭМ и некоторые аспекты рентгеновского микроанализа даны в [3, 4], там же изложены основы и особенности электронной оптики приборов, подробно описаны взаимодействие электронов с твердым телом, теория формирования изображения в растровом микроскопе, а также разрешение, информативность режимов вторичных и отраженных электронов, рентгеновская спектрометрия с дисперсией по энергии и длине волны и качественный рентгеновский микроанализ. Предложены наиболее эффективные варианты методик проведения количественного рентгеновского микроанализа с многочисленными примерами и практическими рекомендациями, а также техника подготовки различных объектов для последующего их исследования в РЭМ и РМА. Рассмотрены вопросы нанесения специальных покрытий, особенности исследования биологических (влагосодержащих) образцов и т.д.

Разработка аналитических приемов РЭМ постоянно обусловлена спецификой объектов исследования, разработкой наноматериалов и нанотехнологий [5–8].

Методы РЭМ позволяет анализировать образцы по следующим параметрам: распределение треков (пор) по поверхности слоя диэлектрика; геометрия поры на профиле (изломе) гетеростуктуры; характер заполнения металлом пор диэлектрика; химический (элементный) состав металлических кластеров и диэлектрической матрицы.

Основные параметры приготовления объектов исследования (гетероструктуры металл/окись кремния/кремний) приведены в табл. 1.

На рис. 1 представлены изображения поверхности окисленного кремния, после облучения быстрыми ионами и формирования пор.

РЭМ-изображение позволяет с хорошей точностью рассчитать плотность пор на поверхности окисленного кремния: 4,18 и 2,42×108 $см^{-2}$

при толщине слоя диэлектрика 600 и 700 нм соответственно. При большей толщине слоя плотность формируемых пор существенно меньше. С учетом исходной плотности латентных треков (10×108 см$^{-2}$) можно говорить об эффективности применяемой методики травления лишь в пределах 24,2–41,8%.

Таблица 1

Параметры приготовления объектов исследования, используемых для исследования геометрии пор

Тип подложки	Толщина слоя диэлектрика до травления, нм	Ионы, энергия (МэВ) и плотность облучения, 108 см$^{-2}$	Металл в порах	Установлено		
				Плотность пор, 108 см$^{-2}$	Толщина диэлектрика, нм	Геометрия и заполнение пор
КЭФ 4,5 (100)	SiO_2, 600	Au, 350, 5	нет	2,02	370	конус
КЭФ 4,5 (100)	SiO_2, 700	Au, 350, 5	Ni	1,88	275	усеченный конус, переполнен

На рис. 2 представлены РЭМ-изображения поверхности и излома окисленного кремния до и после осаждения никеля. Изображения пор, заполненных металлом, более контрастны, однако получение высокого разрешения структуры металлического кластера ограничено возможностями метода.

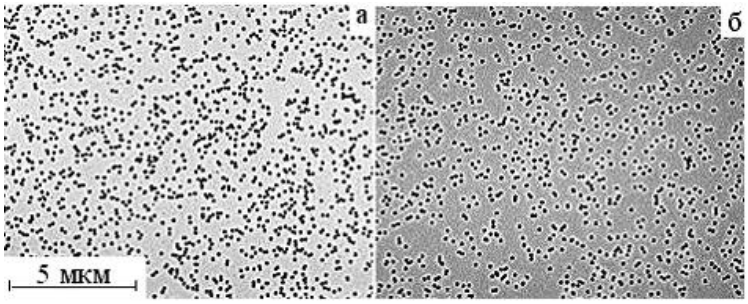


Рис. 1. РЭМ-изображение поверхности окисленного кремния толщиной 600 (а) и 700 нм (б) с латентными треками плотностью 10×108см$^{-2}$ после травления в растворе 1,5% HF в течение 30 мин при температуре 20°С

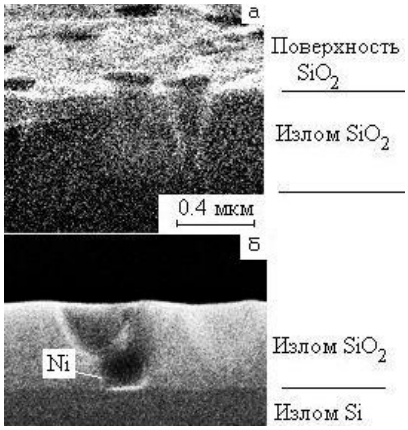


Рис. 2. РЭМ-изображения поверхности и излома окисленного кремния до (а) и после осаждения никеля (б)

Анализ РЭМ-изображений позволяет определить геометрию пор.

Образец № 1. Протравленные трэки.

Толщина окисла кремния – от 0,43 до 0,46 мкм. Вертикальный размер трэков меньше глубины оксида SiO_2 и составляет от 0,22 до 0,37 мкм. Поры имеют форму полноценного конуса либо усеченного конуса. На рис. 3 приведена схема, иллюстрирующая примерную форму пор.

Отношение диаметра основания конуса к его высоте имеет значение в интервале от 0,67 до 0,71, т.е. угол боковой стенки поры с поверхностью диэлектрика составляет ~71°, а угловая мера конуса-поры в интервале от 37 до 39°. Исследование такого рельефа лежит за пределами возможностей методов РЭМ (сканирующей зондовой микроскопии и магнитно-силовой микроскопии).

Образец № 2. Протравленные трэки, осажден Ni.

Преимущественная форма пор – усеченный конус (рис. 4).

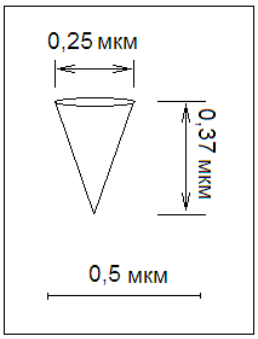


Рис. 3. Примерная геометрия поры: образец № 1 (поры без металла)

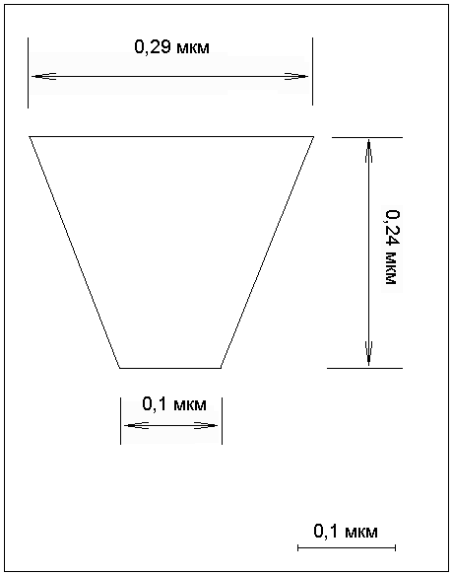


Рис. 4. Примерная геометрия поры: образец № 2, в поры осажден Ni

Линейный размер усеченной вершины составляет около 40% высоты конуса. Угол боковой стенки поры с поверхностью диэлектрика составляет ~68–69°, а угловая мера конуса-поры – в интервале от 42 до 43°, что отвечает геометрии пор в оксиде кремния до осаждения металла.

Основные параметры приготовления объектов исследования (гетероструктуры металл/окись кремния/кремний), используемых при отработке методики определения плотности и степени заполнения пор металлическими кластерами, приведены в табл. 2.

На рис. 5 представлены РЭМ-изображения поверхности и излома окисленного кремния после осаждения металла (меди или никеля), а также результаты микроанализа элементного состава по поверхности исследуемой гетероструктуры.

Таблица 2

Основные параметры приготовления объектов исследования, используемых при отработке методики определения плотности и степени заполнения пор металлическими кластерами

Плотность пор в SiO_2, 10^8 см$^{-2}$	Металл в порах	Время осаждения металла, мин	Плотность заполнения пор, %
1,7	Cu	20	70
1,5	Ni	20	75
3,5	Ni	20	100
3,6	Cu	20	40
1,4	Ni	10	45
1,6	Cu	10	55

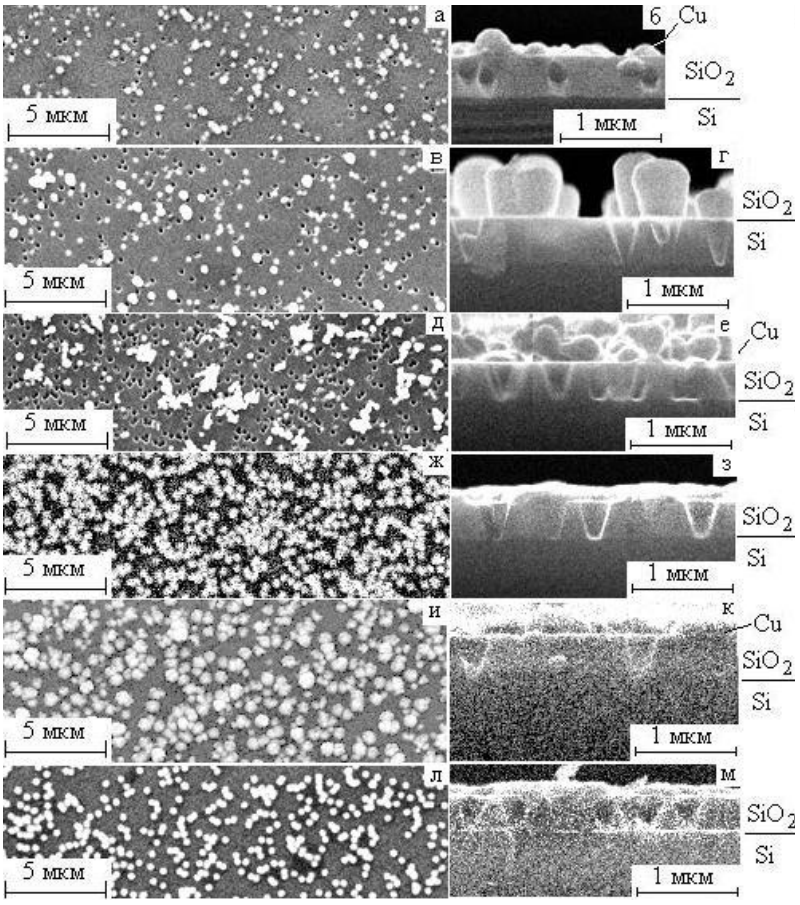


Рис. 5. РЭМ изображения поверхности с изломом гетероструктуры металл/SiO_2/n-Si и элементный состав образцов 6 (а, б), 5 (в, г), 4 (д, е), 3 (ж, з), 2 (и, к) и 1 (л, м)

Прямое наблюдение гетеросистем металл/SiO_2/Si позволяет проводить расчеты плотности распределения пор и степени их заполнения металлом (см. табл. 2). При выраженных селективности и анизотропии морфологии роста металлического кластера (см. рис. 5г) над слоем диэлектрика формируется правильный конус никеля; при химическом осаждении меди этого не происходит (см. рис. 5б, е). Оценку плотности кластеров металла проводят по латераль-

ным (рис. 5а, в, д, ж, и, л), а степени заполнения – по профильным (рис. 5б, г, е, з, к, м) РЭМ-изображениям гетероструктур. Анализ элементного состава затруднен тем, что из-за малой толщины слоя диэлектрика очень большой вклад (до 50%) дает материал подложки (кремний). Оценить элементный состав только в слое диэлектрика возможно, если в зависимости от толщины слоя оксида и степени его покрытия металлом уменьшить фактически наблюдаемую долю кремния на 30–40%.

Таким образом, установленная плотность заполнения пор дает представление о транспорте носителей заряда в низкоразмерных структурах вдоль потенциальных барьеров, что следует учитывать при создании дискретных структур для наноэлектроники. В дальнейшем планируется провести исследования образцов с использованием методов просвечивающей электронной микроскопии. Сравнение данных повысит достоверность полученных в данной работе результатов.

Список источников

1. *Столяров А.А., Сахаров В.Е., Омороков Д.Б., Евсикова Н.Ю.* Создание сенсоров магнитного поля на основе композиционных наноструктур с использованием технологии ионных треков // Теория и техника радиосвязи. 2024. № 4. С. 76–81.

2. *Сахаров В.Е., Омороков Д.Б., Евсикова Н.Ю.* Формирование наноструктур на поверхности системы SiO_2/Si с латентными треками для преобразователей сигналов // Теория и техника радиосвязи. 2023. № 4. С. 55–59.

3. *Гоулдстейн Дж., Ньюбери Д.* [и др.] Растровая электронная микроскопия и рентгеновский микроанализ: пер. с англ. Т. 1–2. М., 1984.

4. *Чандлер Д., Роберсон Р.* Оптическая и электронная микроскопия в медицине и биологии: пер. с англ. Издательский дом «Интеллект», 2010.

5. *Рид С.Дж.Б.* Электронно-зондовый микроанализ и растровая электронная микроскопия в геологии. М.: Техносфера, 2008. 232 с.

6. *Спенс Дж.* Экспериментальная ионная микроскопия высокого разрешения: пер. с англ. М.: Наука, 1986. 319 с.

7. *Неволин В.К.* Зондовые нанотехнологии в электронике. М.: Техносфера, 2005. 147 с.

8. *Демьянов, С.Е., Канюков Е.Ю., Петров А.В.* [и др.] Наноструктуры систем Si / SiO_2 /металл с треками быстрых тяжелых ионов // Известия РАН. Серия физическая. 2008. Т. 72, № 9. С. 1262–1264.

References

1. *Stolyarov A.A., Sakharov V.E., Omorokov D.B., Evsikova N.Yu.* Creation of magnetic field sensors based on composite nano-structures using ion track technology // Theory and Technique of Radio Communication. 2024. No. 4. Pp. 76–81.

2. *Sakharov V.E., Omorokov D.B., Evsikova N.Yu.* Formation of Nanostructures on the Surface of the SiO_2/Si System with Latent Tracks for Signal Converters // Theory and Technique of Radio Communication. 2023. No. 4. Pp. 55–59.

3. *Goldstein J., Newbury D.* [et al.] Scanning Electron Microscopy and X-Ray Microanalysis: translated from English. Vol. 1–2. Moscow, 1984.

4. *Chandler D., Roberson R.* Optical and electronic microscopy in medicine and biology: translated from English. Publishing House «Intellekt», 2010.

5. *Reed S.J.B.* Electron probe microanalysis and scanning electron microscopy in geology. Moscow: Technosphere, 2008. 232 p.

6. *Spence D.* Experimental High-Resolution Electron Microscopy: translated from English. Moscow: Science, 1986. 319 p.

7. *Nevolin V.K.* Probe nanotechnology in electronics. Moscow: Technosphere, 2005. 147 p.

8. *Demyanov S.E., Kanyukov E.Yu., Petrov A.V.* [et al.] Nanostructures of Si / SiO_2 / metal systems with tracks of fast heavy ions // Izvestiya of the Russian Academy of Sciences. Series: Physics. 2008. Vol. 72, No. 9. Pp. 1262–1264.

Информация об авторах

В.Ю. Белозерцев, заместитель директора по науке
Д.Б. Омороков, доцент
Н.Ю. Евсикова, заведующая кафедрой общей и прикладной физики

Information about the authors

V.Yu. Belozertsev, Deputy Director for Science
D.B. Omorokov, Associate Professor
N.Yu. Yevsikova, Head of the General and Applied Physics Department

Статья поступила в редакцию 26.08.2025
Одобрена после рецензирования 29.08.2025
Принята к публикации 04.09.2025

The article was submitted 26.08.2025
Approved after reviewing 29.08.2025
Accepted for publication 04.09.2025

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 4. С. 63–71. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 4. Pp. 63–71. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396.67

Метод прогнозирования характеристик электромагнитных помех печатных модулей на основе эквивалентной дипольной модели и метода конечных разностей во временной области

Вадим Валерьевич Глотов
Воронежский государственный технический университет, Воронеж, Россия
vadik-livny@mail.ru

Аннотация. *Представлен метод анализа характеристик электромагнитной совместимости печатных модулей радиоэлектронных средств. В основу метода положен массив эквивалентных магнитных диполей, полученных на основе данных сканирования ближнего поля с помощью анализатора спектра на определенной высоте над печатным модулем, и метод конечных разностей во временной области, основанный на преобразовании уравнений Максвелла. Так как эквивалентные диполи могут излучать то же электромагнитное излучение, что и реальный печатный модуль, то напряженность этих диполей можно рассчитать с помощью метода конечных разностей во временной области. В статье приведены результаты экспериментального исследования разработанного метода. Экспериментальное исследование проводилось с помощью анализатора спектра, датчик которого располагали на разной высоте от тестового печатного модуля. Далее с помощью алгоритма конечных разностей во временной области были смоделированы электрические и магнитные поля, излучаемые от этого печатного модуля. Для подтверждения работы метода было проведено сравнение результатов, полученных с его помощью и с помощью анализатора спектра. Анализ результатов показал, что разработанный метод, основанный на эквивалентном дипольном преобразовании и методе конечных разностей во временной области, имеет незначительные отклонения от результатов, полученных с помощью технических средств.*

Ключевые слова: *электрические помехи, магнитные помехи, электромагнитные помехи, эквивалентная модель, метод конечных разностей во временной области.*

Method for predicting electromagnetic interference characteristics of printed circuit modules based on the equivalent dipole model and finite difference time domain method

Vadim V. Glotov
Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia
vadik-livny@mail.ru

Abstract. *A method for analyzing the electromagnetic compatibility characteristics of printed circuit boards of radio electronic equipment is presented. The method is based on an array of equivalent magnetic dipoles obtained from near-field scanning data using a spectrum analyzer at a certain height above the printed circuit board and the finite difference method in the time domain, which is based on the transformation of Maxwell's equations. Since equivalent dipoles can emit the same electromagnetic radiation as a real printed circuit board, the strength of these dipoles can be calculated using the finite difference method in the time domain. The results of an experimental study of the developed method are presented in the article. The experimental study was carried out using a spectrum analyzer, the sensor of which was located at different heights from the test printed circuit board. Then, using the finite difference algorithm in the time domain, the electric and magnetic fields emitted by this printed circuit board were modeled. To confirm the operation of the developed method, a comparison of the results obtained using the method and the spectrum analyzer was carried out. The analysis of the results showed that the developed method based on the equivalent dipole transformation and the finite difference method in the time domain has insignificant deviations from the results obtained using technical means.*

Keywords: *electrical interference, magnetic interference, electromagnetic interference, equivalent model, finite difference time domain method.*

© Глотов В.В., 2025

С развитием интегральных схем печатный модуль стал включать в себя множество интегральных микросхем, пассивных единичных элементов и корпусных структур [1, 2]. В результате усложнения разрабатываемых радиоэлектронных средств (РЭС) появляются проблемы в области электромагнитной совместимости. Поэтому, чтобы оставаться на рынке промышленности, необходимо быстро оценивать электромагнитные помехи разрабатываемых РЭС. Хорошие результаты были достигнуты при использовании эквивалентных дипольных моделей для исследования характеристик ЭМС печатных модулей. Метод моделирования эквивалентных диполей был успешно использован для построения модели электромагнитных помех (ЭМП) печатного модуля и встроенных в него компонентов [3]. Технология сканирования в ближней зоне была объединена с эквивалентной дипольной моделью, и было обнаружено, что для построения эквивалентной модели микросхем и микрополосковых линий требуются только тангенциальные магнитные компоненты. Более того, эта модель может состоять как из электрических, так и из магнитных диполей и показывать распределение электромагнитных помех для заданной рабочей частоты.

В основе метода конечных разностей во временной области лежат уравнения Максвелла, которые направлены на решение вопросов электрической и магнитной напряженности РЭС. В основе разработанного метода анализа электромагнитных помех от РЭС лежат два объединённых метода – метод эквивалентного моделирования, основанный на дипольных моментах, и метод конечных разностей во временной области. Традиционный метод моделирования эквивалентного диполя используется для моделирования параметров эквивалентного диполя по данным анализа ближнего поля и последующего расчета электромагнитного поля в пространстве. Метод, предложенный в настоящей работе, заключается в реконструкции электромагнитного поля в пространстве с помощью метода конечных разностей во временной области после получения параметров эквивалентного диполя. Преимуществами этого метода являются простота и точность.

Эквивалентное дипольное моделирование печатного модуля

Основываясь на принципе эквивалентности, момент и ориентацию диполей можно определить путем решения обратной задачи согласования результатов измерений, полученных при сканировании в ближней зоне тестируемого устройства.

При моделировании эквивалентных диполей печатный модуль заменяется массивом бесконечно малых эквивалентных электрических или магнитных диполей, расположенных на идеальной электропроводящей плоскости (печатной плате). На рис. 1 продемонстрирован принцип замены печатного модуля его дипольной моделью.

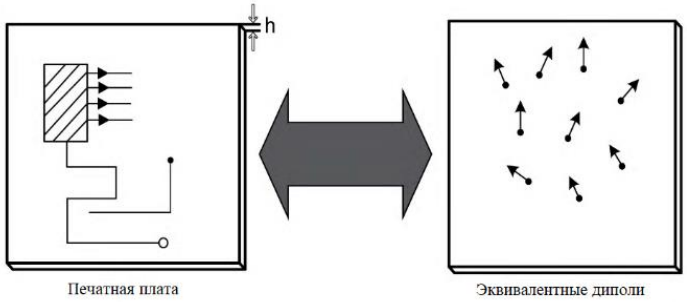


Рис. 1. Принцип замены печатного модуля его эквивалентной моделью

Величина, фаза и ориентация магнитных диполей могут быть определены по магнитным компонентам: H_x, H_y и H_z, которые можно получить при сканировании поверхности печатного модуля в ближнем поле.

Магнитный диполь можно представить в виде замкнутого проводника с током радиусом a_r и током I_0.

Напряженность магнитного диполя в одной точке, например с координатами x_0, y_0, z_0, можно рассчитать по следующей формуле:

$$H(r) = \frac{j\omega\mu_0 I_0 \pi a^2 e^{-jkR}}{2\pi\eta_0 R^2} cos\theta\left[1+\frac{1}{jkR}\right]a_r - \\ -\frac{\omega\mu_0 I_0 \pi a^2 e^{-jkR}}{4\pi\eta_0 R}\sin\theta\left[1+\frac{1}{jkR}-\frac{1}{k^2R^2}\right]a_\theta, \quad (1)$$

где η_0 – волновое сопротивление в свободном пространстве $\left(\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}\right)$; μ_0 – электрическая проницаемость, ε_0 – магнитная проницаемость, R – расстояние между магнитным диполем и точкой сканирования, k – волновое число.

Компонента магнитного поля в направлении φ равна нулю. Магнитное поле можно выразить в терминах магнитного дипольного момента $M = \mu_0 I_0 \pi a^2$ следующим образом:

$$H(r) = \frac{j\omega M e^{-jkR}}{2\pi\eta_0 R^2} cos\theta\left[1 + \frac{1}{jkR}\right]a_r - \frac{\omega MkRe^{-jkR}}{4\pi\eta_0 R^2}\sin\theta\left[1 + \frac{1}{jkR} - \frac{1}{k^2R^2}\right]a_\theta. \quad (2)$$

Магнитный дипольный момент M можно разделить на три компоненты в декартовой системе координат: M_x, M_y и M_z. Магнитное поле, создаваемое M_x в точке наблюдения (x, y, z), может быть выражено как

$$H_x = M_x \frac{jk^2 e^{-jkR}(x-x_0)^2}{4\pi R^3}\left(\frac{3}{kR} + \frac{3}{jk^2R^2} + j\right)\times \times M_x \frac{jk^2 e^{-jkR}}{4\pi R}\left(j + \frac{1}{kR} + \frac{1}{jk^2R^2}\right) = \alpha_x^{x'} M_x, \quad (3)$$

$$H_y = M_x \frac{jk(x-x_0)(y-y_0)}{4\pi R^4} e^{-jkR} \times \times\left(3 + \frac{3}{jkR} jkR\right) = \alpha_y^{x'} M_x, \quad (4)$$

$$H_z = M_x \frac{jk(x-x_0)(z-z_0)}{4\pi R^4} e^{-jkR} \times \times\left(3 + \frac{3}{jkR} + jkR\right) = \alpha_z^{x'} M_x. \quad (5)$$

В уравнениях (3)–(5) расстояние между точкой наблюдения и магнитным диполем определяется согласно формуле

$$R = \sqrt{(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2 + (z-z_0)^2}. \quad (6)$$

Магнитное поле, создаваемое моментами M_y и M_z, может быть рассчитано тем же методом. Следовательно, мы можем выразить связь между магнитным полем H и дипольным моментом M следующим образом:

$$\begin{bmatrix} H_x \\ H_y \\ H_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_x^{x'} & \alpha_x^{y'} & \alpha_x^{z'} \\ \alpha_y^{x'} & \alpha_y^{y'} & \alpha_y^{z'} \\ \alpha_z^{x'} & \alpha_z^{y'} & \alpha_z^{z'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_x \\ M_y \\ M_z \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Согласно уравнению (7) магнитное поле, создаваемое одним диполем, можно выразить следующим образом:

$$H_x = \frac{jSkI_0(x-x_0)(z-z_0)}{4\pi R^4} e^{-jkR} \times \times\left(3 + \frac{3}{jkR} + jkR\right) = \alpha_x I_0, \quad (8)$$

$$H_y = \frac{jSkI_0(y-y_0)(z-z_0)}{4\pi R^4} e^{-jkR} \times \times\left(3 + \frac{3}{jkR} + jkR\right) = \alpha_y I_0, \quad (9)$$

$$H_z = \frac{jSk^2 I_0(z-z_0)^2}{4\pi R^3} e^{-jkR} \times\left(\frac{3}{kR} + \frac{3}{jk^2R^2} + j\right) - \frac{jSk^2 I_0}{4\pi R} e^{-jkR}\left(\frac{1}{kR} + \frac{1}{jk^2R^2} + j\right) = \alpha_z I_0, \quad (10)$$

где S – это площадь излучения магнитного диполя.

Определяя общую напряженность эквивалентной дипольной модели, необходимо учитывать все магнитные диполи, поэтому в матричной форме составляющие магнитного поля могут быть вычислены по следующей формуле:

$$[\alpha_x]_{m\times n}[I_0]_{n\times 1} = [H_x]_{m\times 1}, \quad (11)$$

$$[\alpha_y]_{m\times n}[I_0]_{n\times 1} = [H_y]_{m\times 1}, \quad (12)$$

$$[\alpha_z]_{m\times n}[I_0]_{n\times 1} = [H_z]_{m\times 1}, \quad (13)$$

где количество диполей – n, а количество точек измерений – m.

Решая обратную задачу в (11)–(13), можно определить момент и ток в каждом диполе. При построении матрицы необходимо учитывать одно из правил эквивалентного моделирования – количество эквивалентных диполей должно быть меньше количества точек измерений. Поэтому для решения этой обратной задачи нельзя применить обычные методы, такие как метод Гаусса.

При построении эквивалентной дипольной модели необходимо также учитывать плоскость заземления, которую обычно можно заменить также массивом диполей над идеально проводя-

щей плоскостью. Поэтому эквивалентная модель диполя вычисляется согласно следующим формулам:

$$\left[\alpha_x\right]_{m\times n}\left[I_0\right]_{n\times 1}=\left[\alpha'_x\right]_{m\times n}\left[I_0\right]_{n\times 1}=\left[H_x\right]_{m\times 1}, \quad (14)$$

$$\left[\alpha_y\right]_{m\times n}\left[I_0\right]_{n\times 1}=\left[\alpha'_y\right]_{m\times n}\left[I_0\right]_{n\times 1}=\left[H_y\right]_{m\times 1}, \quad (15)$$

$$\left[\alpha_z\right]_{m\times n}\left[I_0\right]_{n\times 1}=\left[\alpha'_z\right]_{m\times n}\left[I_0\right]_{n\times 1}=\left[H_z\right]_{m\times 1}. \quad (16)$$

Следует также отметить, что, поскольку изображение магнитного диполя имеет противоположное направление тока, оно неявно включено в данную процедуру расчета коэффициентов. Для определения магнитного поля эквивалентной модели необходимо выполнить сканирование ближнего поля на определенной плоскости над печатной платой, на которой можно точно измерить электромагнитные поля.

Процесс сканирования в ближнем поле

Целью сканирования ближнего поля является получение информации, необходимой для построения матрицы эквивалентных диполей. Высота измерения над поверхностью печатной платы обозначается h, а плоскость печатного модуля принимается за опорную плоскость. Используется два стандартных датчика электрического поля: измерительный и опорный. В процессе сканирования в ближнем поле опорный датчик анализатора спектра фиксируется над плоскостью печатного модуля.

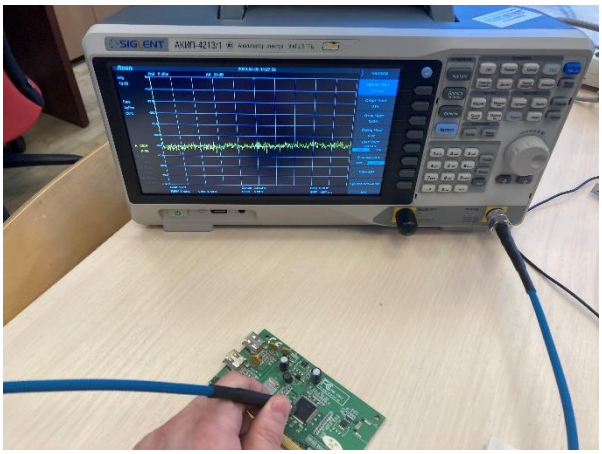


Рис. 2. Снятие показаний с помощью анализатора спектра

С помощью анализатора спектра и были получены компоненты магнитного поля. Затухание зонда на частоте 112,51 МГц составляет 45 дБ, а потери в кабеле – 1 дБ. Напряжение на поверхности печатной платы, измеренное зондом, может быть преобразовано в форму электрического поля следующим образом:

$$E_{\text{изл.}}=U_{\text{изл.}}+R_{\text{щуп.}}, \quad (17)$$

где $E_{\text{изл.}}$ – напряженность излучаемого электрического поля печатного модуля; $U_{\text{изл.}}$ – величина напряжения, измеренная анализатором спектра; $R_{\text{щуп.}}$ – затухание в щупе анализатора спектра. В данном исследовании использованы компоненты магнитного поля над поверхностью печатного модуля для расчета электрического поля в дальней зоне, связь между которыми может быть рассчитана по теории электростатической связи:

$$H=\frac{1}{\eta}E, \quad (18)$$

где $\eta(\text{Ом})=\sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}$ – волновое сопротивление, μ_0 и ε_0 обозначают электрическую проницаемость и магнитную проницаемость.

Все параметры заданы с учетом условий свободного пространства. В отличие от этого случая связь между магнитным полем и электрическим полем в ближней области относительно сложна, и ее можно вычислить по следующей формуле:

$$\nabla\times E=-j\omega\mu_0 H, \quad (19)$$

где E – напряженность электрического поля, измеренная при сканировании в ближнем поле.

Расчет эквивалентной модели тестового печатного модуля методом конечных разностей во временной области

В основе метода конечных разностей лежит математическая модель, разработанная Йи, для решения задач электромагнитного анализа радиоэлектронных средств. Расчет эквивалентной модели идет на основании параметров эквивалентного диполя, который строится в виде сетки-пространства, как показано на рис. 3. Магнитная напряженность каждого диполя в сетке рассчитывается согласно методу конечных разностей во временной области, так как расчет на основе уравнений излучения диполя достаточно сложен и требует много времени.

Расчетное пространство считается свободным, и, следовательно, проницаемость и диэлектрическая проницаемость задаются как

$$\varepsilon = \varepsilon_0 = 8{,}854 \times 10^{-12}\ \Phi/\text{м},$$

$$\mu = \mu_0 = 4\mu \times 10^{-7}\ \Gamma/\text{м}. \qquad (20)$$

Для выполнения условий устойчивости и численного расхождения алгоритма конечных разностей во временной области необходимо выбрать правильные временные и пространственные шаги. Ячейки Йи в расчетном пространстве конечных разностей во временной области задаются в виде правильных шестигранников. Учитывая габаритные размеры тестового печатного модуля, пространственные шаги перемещения были установлены следующим образом: $\Delta x = \Delta y = \Delta z = \delta = 0{,}5$ мм. Частота, на которой проводилось измерение, $f = 112{,}51$ МГц; следовательно, выполняется условие численной дисперсии.

Учитывая условие устойчивости метода конечных разностей во временной области в свободном пространстве: $\Delta t \le 1/(c\sqrt{3/\delta^2})$, шаг по времени был выбран: $t = \delta / 2c = 8 \times 10^{-13}$ с. Для определения временного интервала необходимо знать промежуток времени, через который идут выборки при обработке сигнала анализатором спектра. А для пространственного интервала необходимо знать размеры печатного модуля (печатной платы) и количество сделанных измерений.

В данном исследовании расчетное пространство конечных разностей во временной области окружено границей соосных идеально согласованных слоев, как показано на рис. 4. Толщина соосных идеально согласованных слоев составляет 10 ячеек Йи.

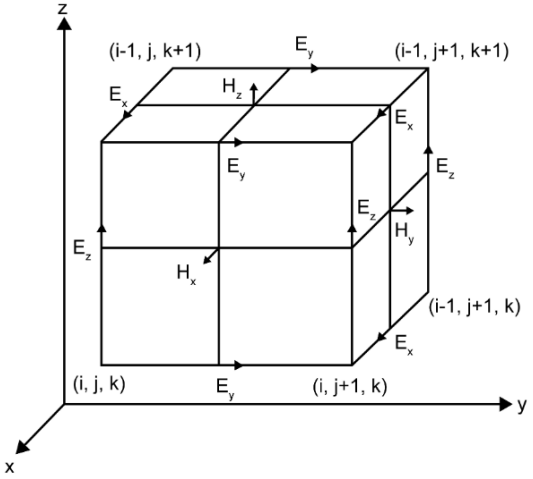


Рис. 3. Распределение компонент в ячейке Йи

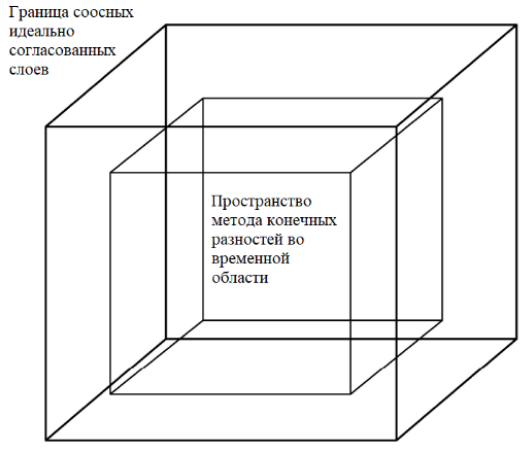


Рис. 4. Диаграмма пространства конечных разностей во временной области и соосных идеально согласованных слоев

Важно правильно задать параметры, в частности диэлектрическую проницаемость, в перекрывающихся областях соосных идеально согласованных слоев. Затем эквивалентная модель диполя может быть импортирована в расчетное пространство, как показано на рис. 4.

Результаты моделирования

На рис. 5 продемонстрирован печатный модуль тестового образца, спроектированный с учетом эквивалентной модели.

Рис. 5. Тестовый печатный модуль

Область сканирования представляет собой область размером 50×50 мм, окружающую микросхему-контроллер TSB43AB22A с ее выводами, полосковыми линиями, сопротивлением, емкостью и кварцевым генератором. Эксперименты проводились при следующих условиях: цифровой сигнальный процессор производил шестиканальную широтно-импульсную модуляцию с частотой 35 МГц. В процессе измерения в ближнем поле мы подтвердили, что ЭМП, генерируемые тестируемыми участками, достигают своего пика при 112,51 МГц.

Эквивалентные модели диполей анализирующей области были построены с использованием разработанного метода. Таким образом, результирующие ЭМП также могут быть определены на разных высотах над плоскостью печатного модуля.

Результаты анализа печатного модуля в первой области

На рис. 6 и 7 показано распределение магнитного и электрического полей в области анализа на высоте 5 мм над плоскостью печатного модуля. В эксперименте координаты *i* и *j* обозначают горизонтальную и вертикальную оси соответственно. Единицы магнитного поля – децибелы относительно 1 мкА/м, а единицы электрического поля – децибелы относительно 1 мкВ/м. Здесь и далее магнитное поле и электрическое поле обозначаются одной и той же единицей.

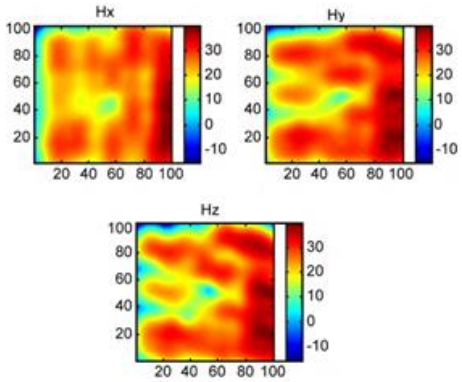


Рис. 6. Распределение магнитного поля в области анализа, рассчитанное по эквивалентной дипольной модели, на высоте 5 мм от поверхности печатного модуля

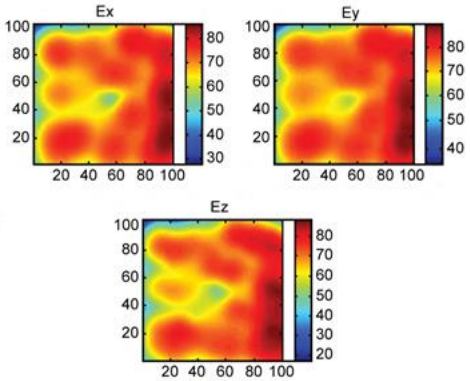


Рис. 7. Распределение электрического поля в области анализа, рассчитанное по эквивалентной электрической модели, на высоте 5 мм от поверхности печатного модуля

На рис. 8 и 9 показаны распределения магнитного и электрического полей области анализа, расположенной на 10 мм выше плоскости печатного модуля.

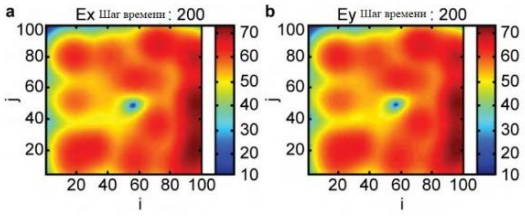


Рис. 8. Распределение электрического поля в области анализа, рассчитанное по эквивалентной электрической модели, на высоте 10 мм от поверхности печатного модуля

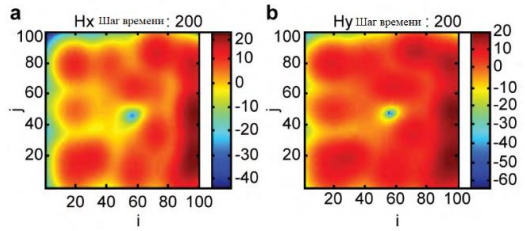


Рис. 9. Распределение магнитного поля в области анализа, рассчитанное по эквивалентной дипольной модели, на высоте 10 мм от поверхности печатного модуля

Проверка разработанного метода

Для подтверждения работы метода прогнозирования электромагнитных характеристик печатного модуля с помощью эквивалентного моделирования и метода конечных разностей во временной области было проведено экспериментальное исследование с помощью анализатора спектра. Была снята напряженность электрического поля в пятидесяти точках на тестируемом объекте и на модели, на разной высоте от микросхемы. Так, на рис. 10 представлен сравнительный график напряженности электрического поля на расстоянии 5 мм от тестирующего устройства, по результатам которого можно определить, что среднее отклонение разработанного метода составляет около 2 дБ мкВ/м.

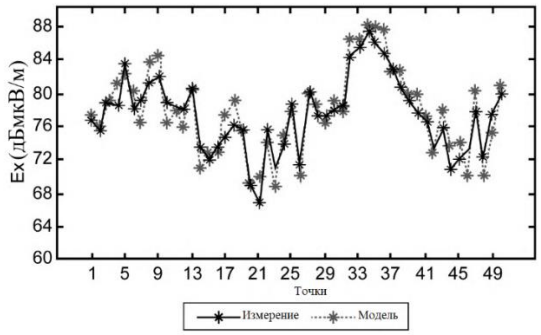


Рис. 10. Сравнительный график результатов напряжённости электрического поля на высоте 5 мм от тестирующего устройства

На рис. 11 представлен сравнительный график напряженности электрического поля на расстоянии 10 мм от тестирующего устройства, по результатам которого можно определить, что среднее отклонение разработанного метода составляет около 2,5 дБ мкВ/м.

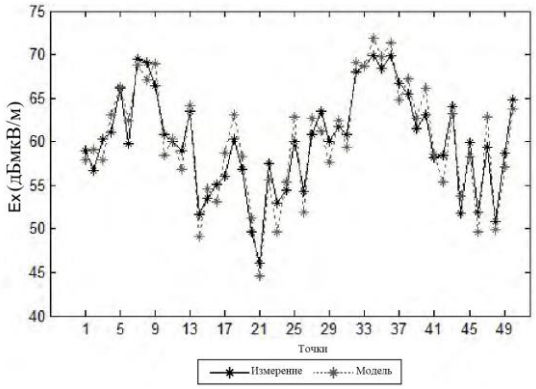


Рис. 11. Сравнительный график результатов напряжённости электрического поля на высоте 10 мм от тестирующего устройства

Анализ полученных результатов доказывает, что разработанный метод, включающий в себя эквивалентное дипольное моделирование и метод конечных разностей во временной области, эффективен при определении напряженности магнитного и электрического поля печатных модулей радиоэлектронных средств в ближней зоне. Погрешности в результатах анализа получены за счет ограниченности в области сканирования, за счет помех, создаваемых самим щупом, а также за счет усреднённых значений при работе численными значениями во временной области.

Заключение

В настоящей статье предложен новый метод анализа ЭМС РЭС, основанный на модели эквивалентного диполя и методе конечных разностей во временной области. Была получена эквивалентная дипольная решетка, размещенная на идеальной электропроводящей плоскости, которая может представлять тестируемый печатный модуль. Для расчета ЭМП, создаваемого эквивалентной дипольной моделью, было построено расчетное пространство с использованием алгоритма конечных разностей во временной области с граничными условиями соосных идеально согласованных слоев.

Использовались массивы магнитных диполей, выведенные из тангенциальной составляющей магнитного поля. Проводилось сканирование ближнего поля на определенной высоте над поверхностью печатного модуля.

Были выбраны две тестовые области на четырехслойной печатной плате; эти области содержали различные модули печатной платы (цифровой модуль и модуль питания). Более того, данный подход может быть применен к прогнозированию электромагнитного излучения более крупных и сложных схем. Разработанная теория может стать полезным руководством при прогнозировании возникновения электромагнитных помех и может быть использована для определения местоположения источников помех на печатном модуле.

Список источников

1. *Седельников Ю. Е., Веденькин Д.А.* Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. Москва: Юрайт, 2024. 318 с.

2. *Ефанов В.И., Тихомиров А.А.* Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем. Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012. 228 с.

3. *Ромащенко М.А., Коновалов Р.Г., Воробьев М.Е.* Основные этапы методики обеспечения электромагнитной совместимости для подвижных объектов связи // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2023. Т. 19, № 1. С. 62–68.

4. *Шершов Д.А., Фёдоров С.М., Ищенко Е.А.* Исследование современных многолучевых линзовых антенн // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2024. Т. 20, № 4. С. 82–88.

5. *Баранников И.А., Пастернак Ю.Г., Пендюрин В.А., Федоров С.М.* Алгоритмы аппроксимации электромагнитного поля и синтеза диаграмм направленности антенных решеток // Электромагнитные волны и электронные системы. 2024. Т. 29, № 1. С. 56–74.

6. *Панычев С.Н., Фёдоров С.М.* Обзор методов построения квазифрактальных антенных решеток // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2012. Т. 8, № 4. С. 32–35.

7. *Ромащенко М.А., Чураков П.П.* Моделирование ближнего электромагнитного поля конструкций электронных систем с использованием численных методов // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2012. Т. 8, № 3. С. 109–112.

References

1. *Sedelnikov Yu.E., Vedenkin D.A.* Electromagnetic compatibility of electronic equipment. Moscow: Yurait Publishing House, 2024. 318 p.

2. *Efanov V.I., Tikhomirov A.A.* Electromagnetic compatibility of electronic equipment and systems. Tomsk: Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 2012. 228 p.

3. *Romashchenko M.A., Konovalov R.G., Vorobyov M.E.* Main stages of the methodology for ensuring electromagnetic compatibility for mobile communication objects // Bulletin of the Voronezh State Technical University. 2023. Vol. 19, No. 1. Pp. 62–68.

4. *Shershov D.A., Fedorov S.M., Ishchenko E.A.* Study of modern multibeam lens antennas // Bulletin of Voronezh State Technical University. 2024. Vol. 20, No. 4. Pp. 82–88.

5. *Barannikov I.A., Pasternak Yu.G., Pendyurin V.A., Fedorov S.M.* Algorithms for electromagnetic field approximation and synthesis of antenna array radiation patterns // Electromagnetic Waves and Electronic Systems. 2024. Vol. 29, No. 1. Pp. 56–74.

6. *Panychev S.N., Fedorov S.M.* Review of methods for constructing quasi-fractal antenna arrays // Bulletin of Voronezh State Technical University. 2012. Vol. 8, No. 4. Pp. 32–35.

7. *Romashchenko M.A., Churakov P.P.* Modeling of the near electromagnetic field of electronic system structures using numerical methods // Bulletin of Voronezh State Technical University. 2012. Vol. 8, No. 3. Pp. 109–112.

Информация об авторе

В.В. Глотов, к.т.н., доцент кафедры радиоэлектронных устройств и систем

Information about the author

V.V. Glotov, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor of Radio Electronic Devices and Systems Chair

Статья поступила в редакцию 19.08.2025
Одобрена после рецензирования 25.08.2025
Принята к публикации 29.08.2025

The article was submitted 19.08.2025
Approved after reviewing 25.08.2025
Accepted for publication 29.08.2025

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 4. С. 72–80. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 4. Pp. 72–80. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396.67

Узкополосные фильтры на STW с улучшенной избирательностью

С.А. Доберштейн[1], И.В. Веремеев[2], В.К. Разгоняев[3], С.А. Завьялов[4]
[1,2]Омский научно-исследовательский институт приборостроения, Омск, Россия
[1,2,3]Омский научный центр СО РАН (Институт радиофизики и физической электроники), Омск, Россия
[4]Омский государственный технический университет, Омск, Россия
[1,2]trs@oniip.ru, [3]razgonvc@mail.ru, [4]zavyalov62@mail.ru

Аннотация. *Представлены результаты исследований, полученные при разработке узкополосных STW-фильтров на срезе YX/36° + 90° кварца с относительной полосой $\Delta f / f_0$ = 0,07–0,14%. Показано, что при использовании асинхронной топологии, оптимизации с помощью компьютерного моделирования на основе модели Р-матриц, LC-согласования в лестничных, балансных мостовых и каскадных двухпреобразовательных фильтрах возможно при малых вносимых потерях 2–4,5 дБ обеспечить избирательность 20–60 дБ в расширенном частотном диапазоне 503–1344 МГц.*

Ключевые слова: *поверхностные поперечные волны, фильтр, вносимые потери, избирательность.*

Источник финансирования. *Работа выполнена по государственному заданию Омского научного центра СО РАН (номер госрегистрации проекта 124022500291-6).*

Narrow band STW filters with improved selectivity

S.A. Doberstein[1], I.V. Veremeev[2], V.K. Razgonyaev[3], S.A. Zavyalov [4]
[1,2]Omsk Scientific-Research Institute of Instrument Engineering, Omsk, Russia
[1,2,3]Omsk Scientific Center SB RAS, Omsk, Russia
[4]Omsk State Technical University, Omsk, Russia
[1,2]trs@oniip.ru, [3]razgonvc@mail.ru, [4]zavyalov62@mail.ru

Abstract. *This paper presents the results of the research received with the development of the narrow band STW filters on 36°YX90° cut quartz with the fractional bandwidth $\Delta f / f_0$ = 0,07–0,14%. It was shown that use of the asynchronous topology, optimization with a computer simulation on the base of the P-matrix model, LC-matching in the leader, balanced bridge and two-transducer filters it is possible with the low loss of 2–4,5 dB to provide selectivity 20–60 dB in the extended frequency range of 503–1344 MHz.*

Keywords: *surface transverse waves, filter, insertion loss, selectivity.*

Source of funding. *The work was carried out according to the state task of the Omsk Scientific Center SB RAS (project registration number 124022500291-6).*

Поверхностные поперечные волны (Surface Transverse Waves-STW) на срезе YX/36° + 90° кварца, имея высокую скорость распространения акустической волны V_0 = 5000 м/с, низкий температурный коэффициент частоты (ТКЧ) = = $–0{,}05 \cdot 10^{–6}$ 1/°C^2, успешно используются в лестничных и двухпреобразовательных узкополосных фильтрах с относительной полосой пропускания $\Delta f / f_0$ = 0,1%, малыми потерями 2 дБ и избирательностью 8–30 дБ на основе асинхронных резонаторов с высокой добротностью Q = 9000 [1]. В связи с этим представляет интерес исследовать пути улучшения избирательности узкополосных фильтров на STW без существенного увеличения вносимых потерь (ВП). В работе исследовались резонаторные STW-фильтры трех типов: лестничные, балансные мостовые и двухпреобразовательные. Затухание в полосе задерживания в лестничных фильтрах определяется соотношением емкостей в параллельных и последовательных плечах $C_{пар} / C_{пос}$. При определенном соотношении $C_{пар} / C_{пос}$ в многозвенных лестничных фильтрах можно улучшить избира-

© Доберштейн С.А., Веремеев И.В., Разгоняев В.К., Завьялов С.А., 2025

тельность при сохранении малых ВП. Балансные мостовые схемы на STW-резонаторах дают улучшение избирательности при всех равных условиях по сравнению с лестничными схемами. В балансных мостовых схемах при использовании асинхронных резонаторов с высокой добротностью возможно получить уменьшенные ВП при сохранении высокой избирательности. В двухпреобразовательных структурах с продольно связанными асинхронными STW-резонаторами с высокой добротностью улучшение избирательности при малых ВП достигается за счет каскадирования и LC-согласования. Целью настоящей работы является исследование возможности улучшения избирательности узкополосных фильтров на STW на срезе YX/36° + 90° кварца без существенного увеличения вносимых потерь.

Расчетные и экспериментальные результаты для лестничных фильтров

Лестничные фильтры из Г-образных звеньев построены на одновходовых асинхронных резонаторах, состоящих из встречно-штыревых преобразователей (ВШП), размещенных между двумя отражательными решетками (ОР) (рис. 1). Затухание в полосе задерживания в лестничных фильтрах из Г-образных звеньев определяется отношением статических емкостей ВШП одновходовых резонаторов в параллельном и последовательных плечах $C_{пар} / C_{пос}$. При определенном соотношении $C_{пар} / C_{пос}$ за счет выбора соответствующего числа электродов и апертуры в ВШП параллельного плеча и последовательного плеча в многозвенном лестничном фильтре можно улучшить избирательность без существенного увеличения ВП [2]. Конструктивно-топологическая оптимизация фильтров проводилась с помощью компьютерного моделирования на основе модели *P*-матриц с учетом согласования с внешними нагрузками [1, 3].

Влияние $C_{пар} / C_{пос}$ на избирательность Г-образного звена лестничного фильтра на первый взгляд незначительно, однако в многозвенных лестничных фильтрах это влияние ощутимо, так как избирательность фильтра увеличивается от звена к звену.

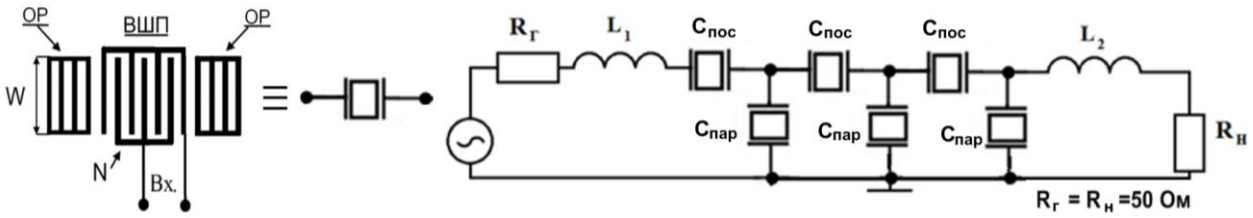


Рис. 1. Топология STW-резонатора и схема лестничного фильтра из 3Г-звеньев с согласованием

Покажем это на примере 3Г-образного звена лестничного фильтра (рис. 1) с различным соотношением $C_{пар} / C_{пос}$. Для ВШП $C_{пар}$ и $C_{пос}$ определяются по формуле [2]

$$C_{пар} = C_{пос} = W \cdot C_0 \cdot N,$$

где W – апертура ВШП, C_0 – емкость одной пары электродов на единицу длины, N – число пар электродов. Меняя W и N в параллельном плече Г-образного звена лестничного фильтра, можно менять $C_{пар} / C_{пос}$. На рис. 2 приведены АЧХ 3Г-звена с согласованием при $C_{пар} / C_{пос} = 1$. Фильтр состоит из 6 асинхронных резонаторов с высокой добротностью $Q = 9000$ с одинаковыми апертурами $W = 80\lambda$ (λ – длина STW на f_0) и числом пар электродов $N = 100$ в параллельных и последовательных плечах. Как видно из рис. 2, фильтр на центральную частоту $f_0 = 766{,}4$ МГц имеет ВП = 2,2 дБ, относительную полосу пропускания $\Delta f / f_0 = 0{,}07\%$, затухание в полосе задерживания 8 дБ [1]. На рис. 3 представлены расчетные и измеренные (рис. 4) АЧХ 3Г-звена с согласованием при $C_{пар} / C_{пос} = 1{,}33$. Сравнивая рис. 3 и рис. 4, можем увидеть хорошее совпадение.

Соотношение $C_{пар} / C_{пос} = 1{,}33$ получено при увеличении апертуры в параллельном плече от значения $W = 80\lambda$ до $W = 92\lambda$ и при увеличении числа пар электродов ВШП от значения $N = 100$ до $N = 115$. Как видно из сравнения рис. 2, рис. 3 и рис. 4, фильтр на $f_0 = 766{,}4$ МГц обеспечил незначительное увеличение ВП до 2,8 дБ, $\Delta f / f_0 = 0{,}07\%$, но при этом достигнуто увеличение затухания в полосе задерживания – до 13 дБ.

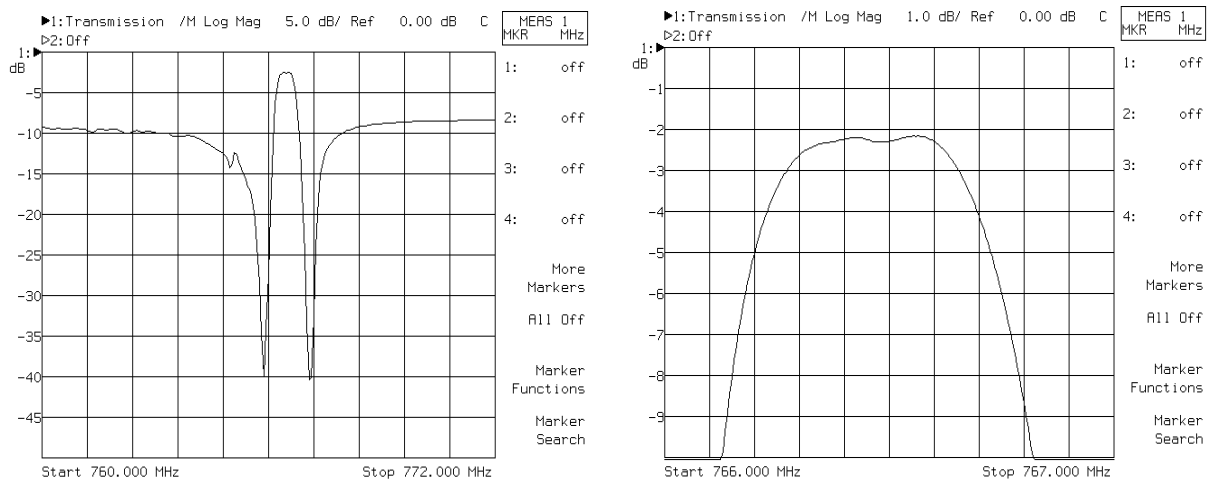


Рис. 2. Измеренные АЧХ 3Г-звена лестничного фильтра с согласованием при $C_{пар}$ / $C_{пос}$ = 1,0

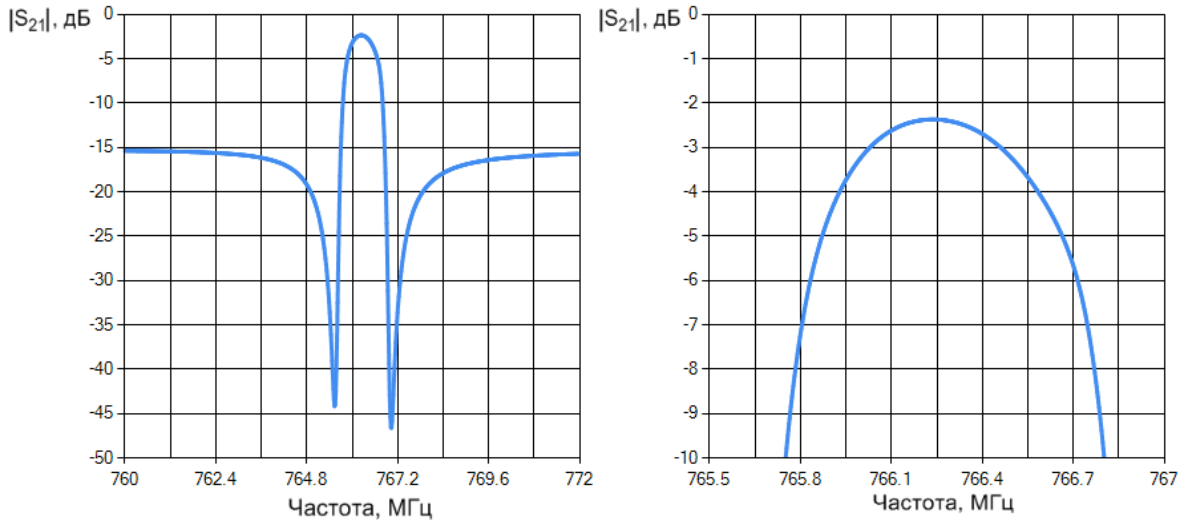


Рис. 3. Расчетные АЧХ 3Г-звена лестничного фильтра с согласованием при $C_{пар}$ / $C_{пос}$ = 1,33

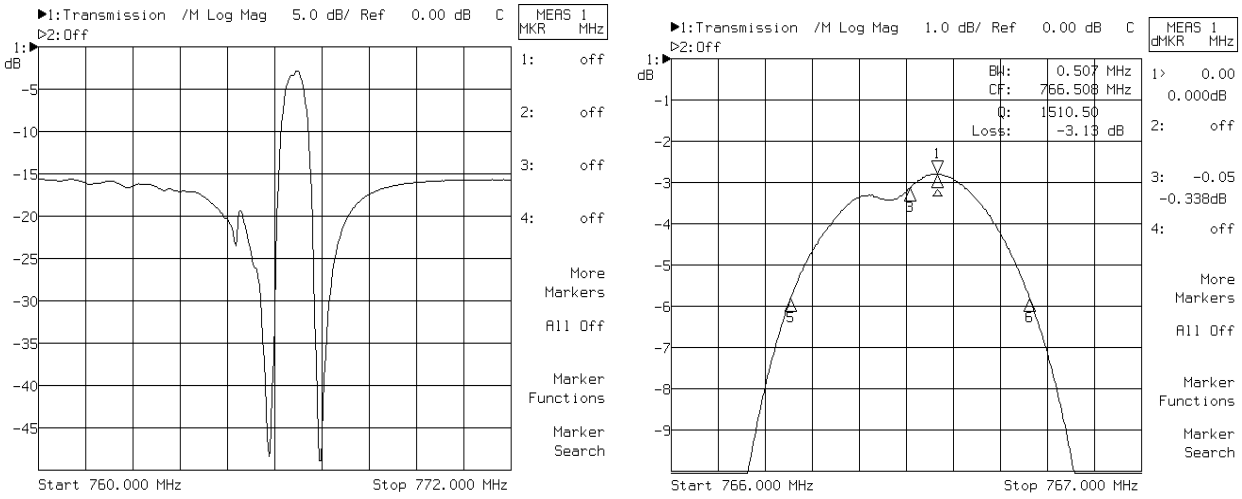


Рис. 4. Измеренные АЧХ 3Г-звена лестничного фильтра с согласованием при $C_{пар}$ / $C_{пос}$ = 1,33

Другой метод увеличения избирательности лестничных фильтров – использование Т-образных звеньев (рис. 5), имеющих при всех равных условиях большее затухание в полосе задерживания по сравнению с Г-образными звеньями [2].

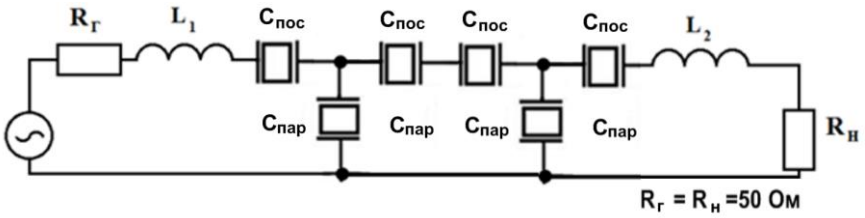


Рис. 5. Схема лестничного фильтра из 2Т-звена с согласованием

На рис. 6 дана АЧХ 2Т-образного звена лестничного фильтра с согласованием при $C_{пар} / C_{пос} = 1{,}33$. Данное соотношение получено аналогично, как и для Г-образного звена: при увеличении апертуры и числа пар электродов ВШП в параллельном плече. Как видно из рис. 6, фильтр на $f_0 = 766$ МГц при малых ВП = = 2 дБ, $\Delta f / f_0 = 0{,}06\%$ обеспечивает затухание в полосе задерживания до 20 дБ.

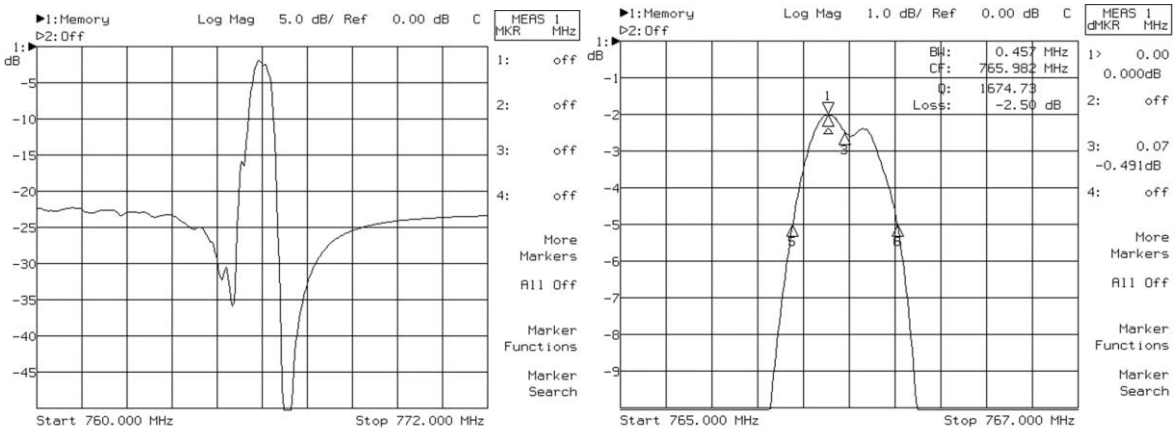


Рис. 6. Измеренные АЧХ 2Т-звена лестничного фильтра с согласованием при $C_{пар} / C_{пос} = 1{,}33$

Расчетные и экспериментальные результаты для балансных мостовых фильтров

Третий метод увеличения избирательности лестничных фильтров – использование балансных мостовых схем. На рис. 7 показана балансная мостовая схема STW-фильтра [4, 5]. Узкополосный балансный мостовой фильтр на STW имеет балансный вход 1 и балансный выход 2, содержит пьезоэлектрический звукопровод 3, на котором размещены первая пара 4 и вторая пара 5 одновходовых резонаторов. Первая пара 4 и вторая пара 5 одновходовых резонаторов электрически соединены между собой в виде мостовой схемы и подключены к входу 1 и к выходу 2. Принцип работы узкополосного балансного мостового фильтра на STW основан на свойствах мостовой схемы. Резонансная частота каждого резонатора в первой паре отличается от резонансной частоты каждого резонатора во второй паре. В полосе пропускания фильтра импедансы резонаторов в каждой из упомянутых пар резонаторов также различаются, мостовая схема сильно разбалансирована, и сигнал проходит с входа 1 на выход 2 с минимальными потерями через малое последовательное сопротивление резонаторов в первой паре. Частотный сдвиг в резонаторах первой пары выбирается так, что частоты последовательного резонанса первой пары резонаторов с малым импедансом совпадают с частотами параллельного резонанса второй пары резонаторов с высоким импедансом. В полосе задерживания фильтра все импедансы резонаторов в первой паре и во второй паре становятся практически одинаковыми, мостовая схема сбалансирована и выходные сигналы подавляются. За счет этого эффекта в мостовом

фильтре увеличивается затухание в полосе задерживания. При использовании асинхронных резонаторов с высокой добротностью в каждой паре 4 и 5 в балансном мостовом фильтре обеспечиваются уменьшенные ВП без ухудшения высокой избирательности [5]. Конструктивно-топологическая и технологическая оптимизация фильтра проводились с помощью компьютерного моделирования на основе модели *P*-матриц [1, 5].

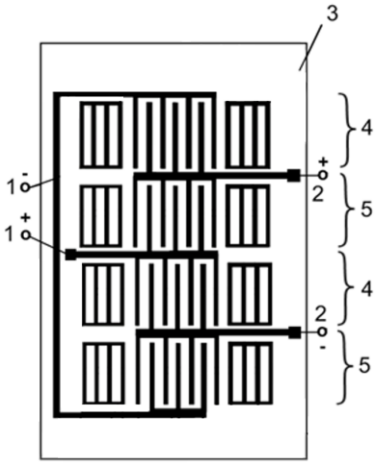


Рис. 7. Топология балансного мостового STW-фильтра

На рис. 8 и рис. 9 представлены расчетные и измеренные АЧХ балансного мостового фильтра с асинхронными одновходовыми резонаторами с высокой добротностью Q = 8000–9000. Как видно из рис. 8, фильтр на f_0 = 766,4 МГц обеспечил уменьшенные ВП = 2 дБ, $\Delta f / f_0$ = 0,14%, затухание в полосе задерживания >35 дБ в согласованном балансном тракте 50 Ом [5].

Расчетные и экспериментальные результаты для двухпреобразовательных фильтров

В двухпреобразовательной структуре (когда между двумя ОР размещены входной и выходной ВШП) с продольно связанными асинхронными STW-резонаторами с высокой добротностью Q = 9500 [1, 6] улучшение избирательности достигалось за счет каскадирования (рис. 10). Конструктивно-топологическая и технологическая оптимизация фильтров проводилась с помощью компьютерного моделирования на основе модели *P*-матриц с учетом согласования с внешними нагрузками [1, 6].

Представлены расчетные (рис. 11) и измеренные (рис. 12) АЧХ двухпреобразовательного фильтра с LC-согласованием на f_0 = 503 МГц в каскадном включении. Фильтр обеспечил небольшие ВП = 4,5 дБ, $\Delta f / f_0$ = 0,1% и высокое затухание в полосе задерживания 50–60 дБ.

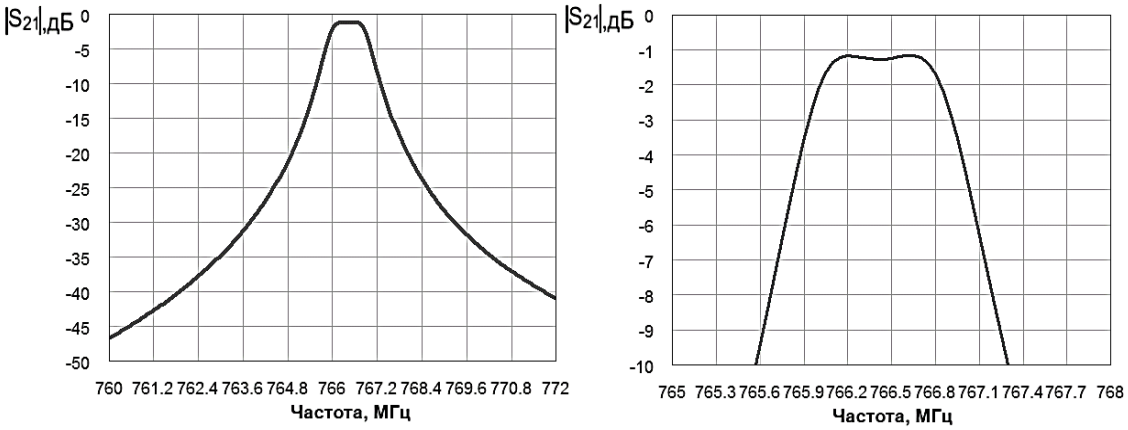


Рис. 8. Расчетные АЧХ балансного мостового STW-фильтра на f_0 = 766,4 МГц с согласованием

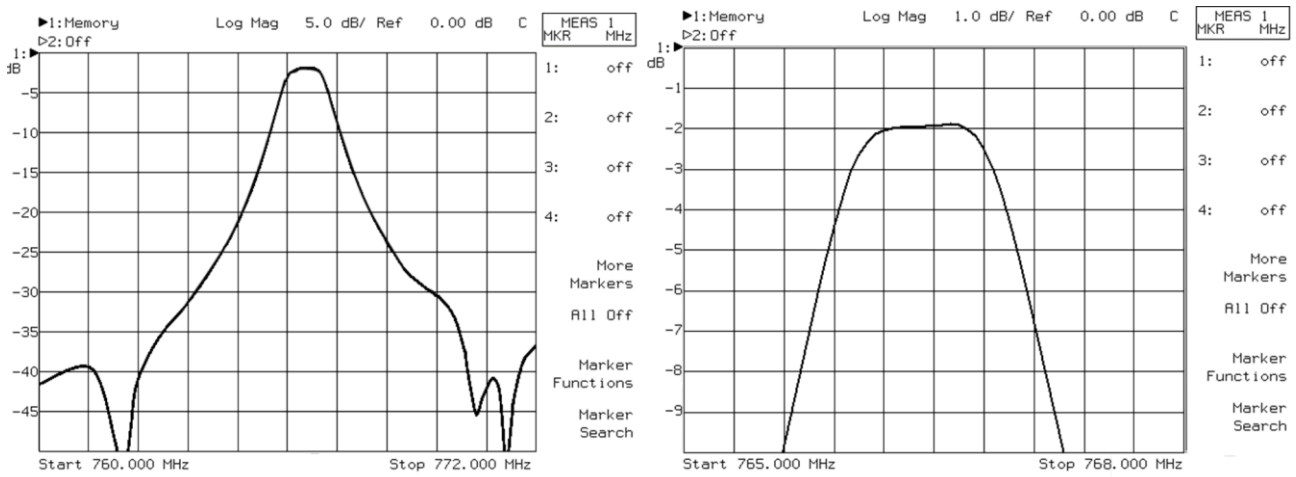


Рис. 9. Измеренные АЧХ балансного мостового STW-фильтра на f_0 = 766,4 МГц с согласованием

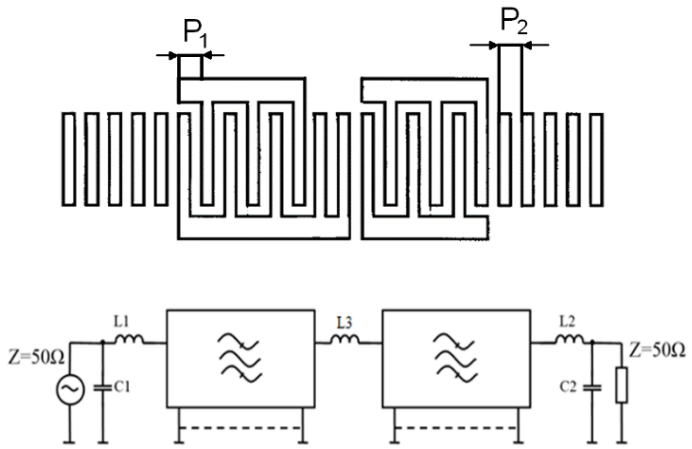


Рис. 10. Топология и схема согласования каскадного двухпреобразовательного фильтра на STW

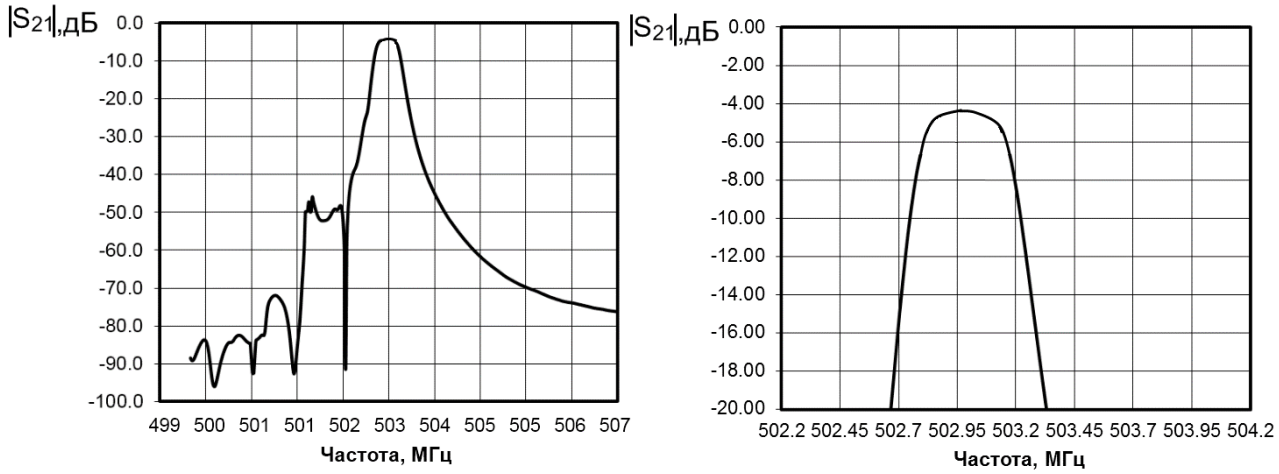


Рис. 11. Расчетные АЧХ двухпреобразовательного фильтра на STW с LC-согласованием на f_0 = 503 МГц в каскадном включении

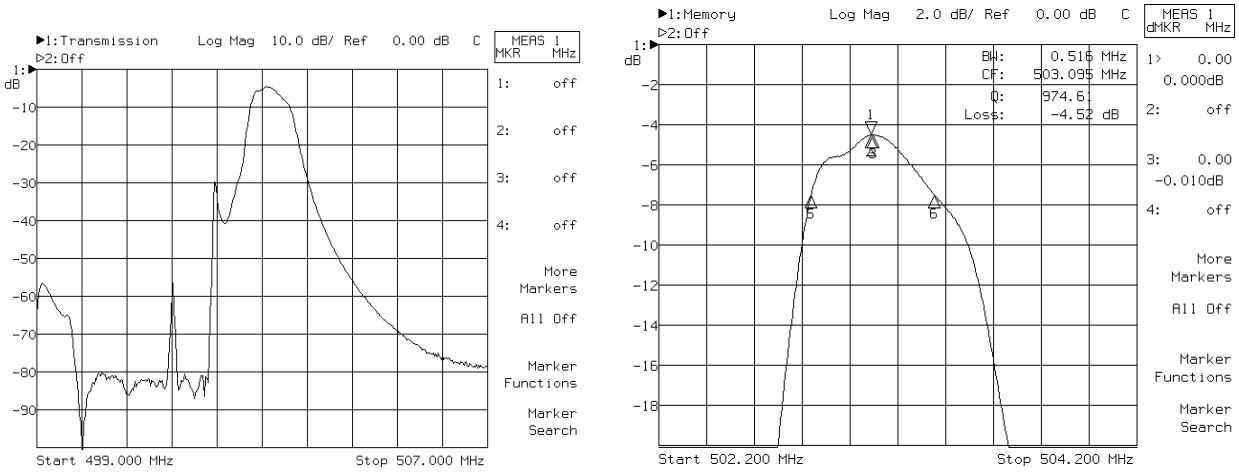


Рис. 12. Измеренные АЧХ двухпреобразовательного фильтра на STW с LC-согласованием на f_0 = 503 МГц в каскадном включении

На рис. 13 даны измеренные АЧХ двухпреобразовательного фильтра на STW с LC-согласованием на f_0 = 1344 МГц в каскадном включении. Фильтр показал уменьшенные ВП = 4,1 дБ, $\Delta f / f_0$ = 0,09% и высокое затухание в полосе задерживания >50 дБ.

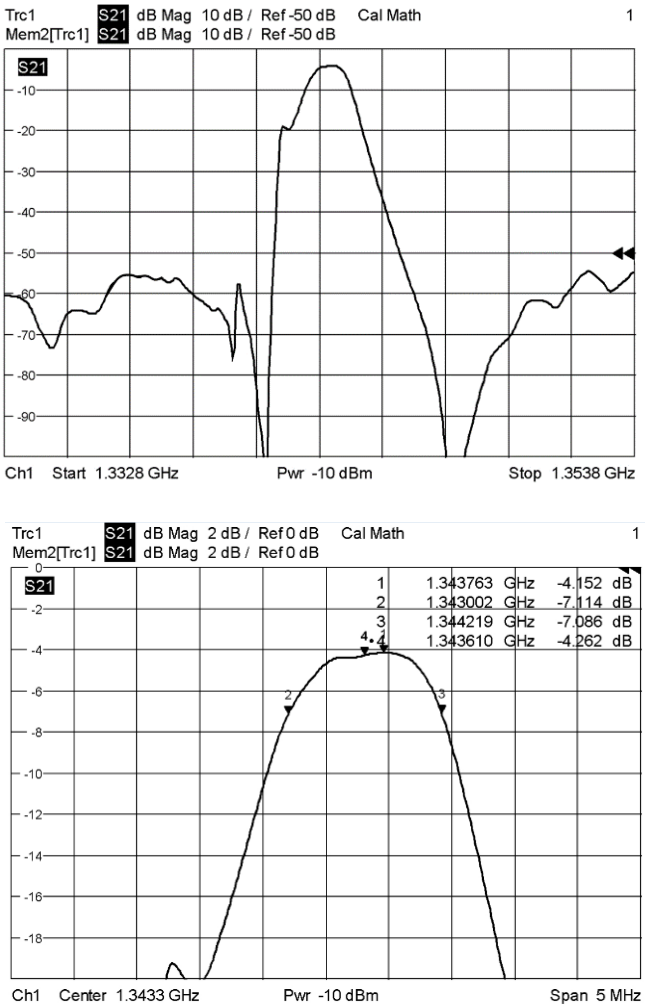


Рис. 13. Измеренные АЧХ двухпреобразовательного фильтра на STW с LC-согласованием на f_0 = 1344 МГц в каскадном включении

Внешний вид STW-фильтра в корпусе размерами 5 × 5 × 1,8 мм показан рис. 14. Измеренная температурно-частотная характеристика (ТЧХ) STW-фильтра на f_0 = 766 МГц приведена на рис. 15. Температура перегиба ТЧХ составляет около 25 °С. Максимальный относительный сдвиг центральной частоты составляет $–290 \cdot 10^{–6}$ в диапазоне температур T от –60 до +85 °С, что соответствует ТКЧ = $–0{,}043 \cdot 10^{–6}$ 1/°С^2. Аналогичные ТЧХ получены для STW-фильтров на частоты f_0 = 503 МГц и f_0 = 1344 МГц.

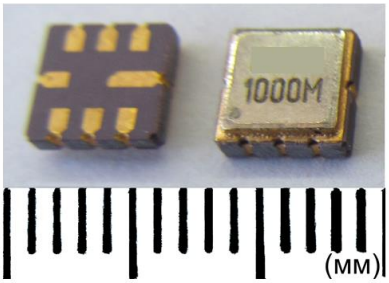


Рис. 14. Фотография STW-фильтра в SMD-корпусе

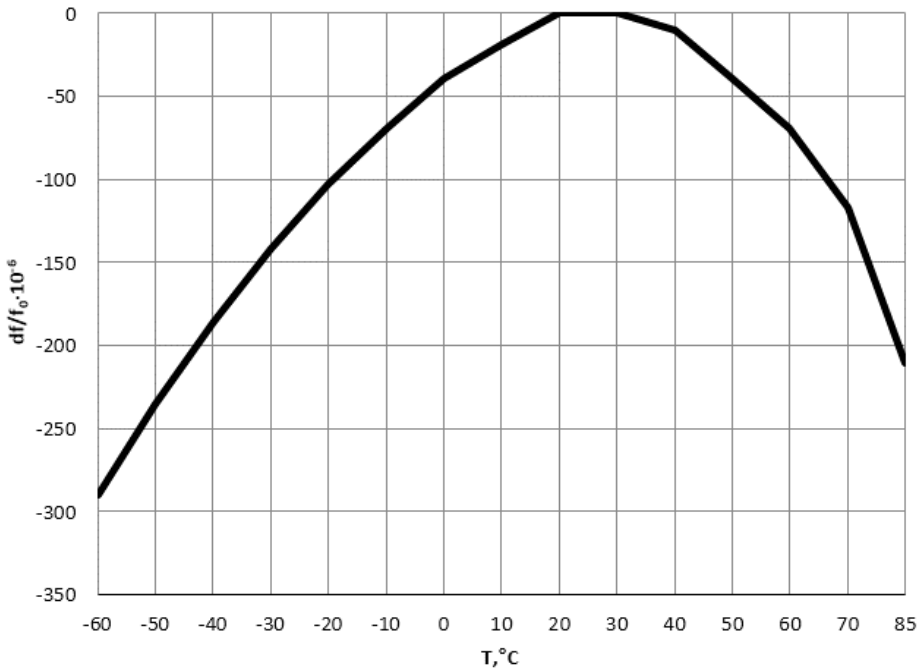


Рис. 15. Температурно-частотная характеристика STW-фильтра на f_0 = 766 МГц

Заключение

По результатам исследования показано, что при использовании асинхронной топологии STW-резонаторов с высокой добротностью, оптимизации с помощью компьютерного моделирования на основе модели *P*-матриц, LC-согласования в узкополосных STW-фильтрах возможно улучшить избирательность без существенного увеличения вносимых потерь. Так в лестничных фильтрах на частоту f_0 = 766 МГц при определенном соотношении емкостей в параллельных и последовательных плечах обеспечивается избирательность до 20 дБ при малых потерях 2 дБ. В балансном мостовом фильтре на частоту f_0 = 766,4 МГц получены уменьшенные потери 2 дБ при избирательности >35 дБ. В двухпреобразовательных фильтрах с продольно связанными резонаторами на частоты f_0 = 503 МГц и f_0 = = 1344 МГц высокая избирательность 50–60 дБ при малых потерях 4,0–4,5 дБ достигается за счет каскадирования.

Улучшенная избирательность и уменьшенные потери узкополосных STW-фильтров позволяют расширить сферу их применения для аппаратуры частотной стабилизации и частотной фильтрации, например, для оптических телекоммуникационных систем, а также позволяют обеспечить импортозамещение и повысить конкурентоспособность российской электронной компонентной базы.

Список источников

1. *Доберштейн С.А., Веремеев И.В., Разгоняев И.К.* Узкополосные фильтры на STW с уменьшенными потерям // Журнал радиоэлектроники. 2024. № 10. doi: http://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.10.13.

2. *Satoh Y., Ikata O.* Ladder Type SAW Filter and its Application to High Power SAW Devices // International Journal of High Speed Electronics and Systems. 2000. Vol. 10, № 3. Pp. 825–865.

3. Свидетельство о государственной регистрации базы данных. Программа расчета частотных характеристик каскадных многозвенных лестничных фильтров из одновходовых ПАВ-резонаторов «LadSimple_6_LC_S» // *В.К. Разгоняев, С.А. Доберштейн, И.В. Веремеев.* № 2024624859; 01.11.2024.

4. *Thorvaldsson T., Plessky V.P., Muskenhirn S., Joray M.* GHz Range STW Resonators and Narrow Band Filters // Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium. 1994. Pp. 99–102.

5. Патент РФ на полезную модель № 231619, H03H 9/64, H03H 9/02, H03H 9/145. Узкополосный балансный мостовой фильтр на поперечных поверхностных акустических волнах / *С.А. Доберштейн, И.В. Веремеев*; заявл. 09.08.2024; опубл. 04.02.2025, Б.И. № 4.

6. Патент РФ на полезную модель № 229711, H03H 9/64. Узкополосный двухпреобразовательный фильтр на поперечных поверхностных акустических волнах / *С.А. Доберштейн, И.В. Веремеев*; заявл. 19.06.2024; опубл. 22.10.2024, Б.И. № 30.

References

1. *Doberstein S.A., Veremeev I.V., Razgonyaev V.K.* Narrow band STW filters with reduced insertion loss. // Journal of Radio Electronics. 2024. No. 10. doi: http://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.10.13.

2. *Satoh Y., Ikata O.* Ladder Type SAW Filter and its Application to High Power SAW Devices // International Journal of High Speed Electronics and Systems. 2000. Vol. 10, No. 3. Pp. 825–865.

3. Svidetel′stvo o gosydarstvennoy registracyi basy dannyh. Programma rascheta chastotnyh haracteristic caskadnyh mnogozvennyh lestnichnyh fil′trov iz odnovhodovyh PAV-resonatorov «LadSimple_6_LC_S» / *V.K. Razgonyaev, S.A. Doberstein, I.V. Veremeev.* No. 2024624859; 01.11.2024 (In Russian).

4. *Thorvaldsson T., Plessky V.P., Muskenhirn S., Joray M.* GHz Range STW Resonators and Narrow Band Filters // Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium. 1994. Pp. 99–102.

5. Pat. RUS na polesnuyu model No. 231619, H03H 9/64, H03H 9/02, H03H 9/145. Uzkopolostnyi balansnyi mostovoi fil′tr na poperechnyh poverhnostnyh acusticheskih volnah / *S.A. Doberstein, I.V. Veremeev*; 4.02.2025, B.I. No. 4 (In Russian).

6. Pat. RUS na polesnuyu model No. 229711, H03H 9/64. Uzkopolostnyi dvuhpreobrazovatelnyi fil′tr na poperechnyh poverhnostnyh acusticheskih volnah / *S.A. Doberstein, I.V. Veremeev*; 10.22.2024, B.I. No. 30 (In Russian).

Информация об авторах

Сергей Александрович Доберштейн, к.т.н., ст. научный сотрудник
Иван Васильевич Веремеев, мл. научный сотрудник
Владимир Константинович Разгоняев, к.т.н., ст. научный сотрудник
Сергей Анатольевич Завьялов, к.т.н., доцент

Information about the authors

Sergey A. Doberstein, Ph.D. in Engineering Sciences, Senior Research Engineer
Ivan V. Veremeev, Junior Research Engineer
Vladimir K. Razgonyaev, Ph.D. in Engineering Sciences, Senior Research Engineer
Sergey A. Zavyalov, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor

Статья поступила в редакцию 19.08.2025
Одобрена после рецензирования 25.08.2025
Принята к публикации 29.08.2025

The article was submitted 19.08.2025
Approved after reviewing 25.08.2025
Accepted for publication 29.08.2025

Правила оформления рукописей, представляемых к публикации в научно-техническом журнале «Теория и техника радиосвязи»

1. Рукопись, подписанная авторами, представляется в 1 экземпляре на листах формата А4 и в виде файла формата doc или docx (на электронный адрес **n.p.fedotova@sozvezdie.su**). Желательно, чтобы объем статьи не превышал 15–20 страниц, а также 8–10 рисунков с графиками и таблицами.

2. К рукописи прилагаются:

– экспертное заключение о возможности опубликования статьи в открытой печати;

– рецензия;

– справка об антиплагиате;

– сведения об авторах, включающие **фамилию, имя, отчество полностью**, ученую степень, ученое звание, область научных интересов, занимаемую должность, полное официальное наименование места работы, контактный телефон и адрес электронной почты.

3. На первой странице рукописи располагаются:

– индекс универсальной десятичной классификации (УДК);

– на русском и английском языках – заголовок статьи, имя, отчество и фамилия автора полностью, аннотация, ключевые слова, сведения о финансировании (при наличии).

На последней странице:

– **на русском и английском языках** – список литературы.

4. Для оформления рукописи используется текстовый редактор MS Office Word. Шрифт для набора текста – Times New Roman **без стилевого оформления**, размер шрифта – 12, междустрочный интервал – полуторный, абзацный отступ – 0,75 см от левого края, заполнение – по ширине страницы. Задается автоматический перенос слов. Латинские обозначения в тексте должны быть набраны курсивом, русские, греческие обозначения и цифры – прямым шрифтом.

5. Формулы должны быть созданы в редакторе Math Type. **Использование встроенного конструктора формул не допускается!** При наборе формул используются следующие параметры:

Size (Размер)		**Написание обозначений**
Full (обычный)	11 pt	латинские – *курсив*
Subscript/Superscript (индекс)	8 pt	греческие – прямой шрифт
Sub-Subscript/Superscript (малый индекс)	7 pt	матрицы, векторы – **прямой, жирный**
Symbol (символ)	15,5 pt	сокращения от русских слов в индексах –
Sub-Symbol (малый символ)	13 pt	прямой шрифт, от английских – *курсив*

Формулы, на которые в тексте есть ссылки, должны быть набраны отдельной строкой и пронумерованы в круглых скобках. Расположение формул – по центру, номер располагается по правому краю.

6. Иллюстрации включаются в текст статьи сразу после того абзаца, в котором они впервые упоминаются. Они должны сопровождаться подрисуночными подписями, содержащими номер рисунка (например, Рис. 1) и краткое название. Для подрисуночной подписи используется шрифт Times New Roman, размер – 10. Иллюстрации должны быть чёткими, контрастными, хорошо различимыми при черно-белой печати и иметь разрешение не ниже 150 точек на дюйм. Пояснения, в том числе к условным обозначениям, на рисунке не допускаются – их следует выносить в подрисуночную подпись, заменяя на рисунке цифрами или буквами. Если рисунок создан средствами MS Office Word или Visio, обозначения в нем должны быть набраны шрифтом Times New Roman, размер шрифта – 9.

7. Для таблиц используется шрифт Times New Roman, размер – 10. Таблицы должны быть пронумерованы (например, Таблица 1), иметь тематический заголовок и располагаться сразу после абзаца, в котором они впервые упоминаются.

8. Ссылки на литературные источники нумеруются в квадратных скобках. Затекстовые библиографические ссылки располагаются в порядке цитирования литературных источников и оформляются в соответствии с ГОСТ Р 7.0.5–2008. **Использование перекрестных ссылок не допускается.**

ДЛЯ ЗАМЕТОК