СОЗВЕЗДИЕ
КОНЦЕРН

ISSN 1995-7009

ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

3
2025

12+

ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 3/2025

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 12.09.2025. Дата выхода в свет: 29.09.2025.
Формат 60×88 ⅛. Уч.-изд. л. – 8,0. Тираж 200 экз. Заказ № 278. 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

№ 3, 2025

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Оценка помехоустойчивости одноканального обнаружителя шумоподобного сигнала с учетом алгоритма контрольной проверки и при наличии эффекта Доплера в принимаемом сигнале
В.И. Борисов, Ю.В. Сидоров, В.И. Шестопалов, А.И. Мордовин …… 5

Разработка новых алгоритмов обработки сигналов OFDM в каналах с памятью
Е.С. Семенов …… 14

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Тенденции и факторы развития автоматизированных систем управления специального назначения
И.В. Владимиров …… 21

Максимальная направленность кольцевой антенной решетки с неизотропными элементами
Л.И. Аверина, А.Ю. Лафицкий …… 31

Электродинамическое моделирование и анализ приемных структур кольцевого типа на основе вертикальных логопериодических антенн
М.В. Кныш, С.Н. Разиньков, О.Э. Разинькова, А.В. Савченко …… 38

Исследование нейросетевой аппроксимации детализирующих коэффициентов дискретного вейвлет-преобразования цифровых изображений
А.В. Велигоша, Н.Н. Малышко …… 46

Формирование структуры системы радиосвязи на основе применения методов векторной оптимизации
А.А. Молев, Д.А. Синяткин, В.В. Ганжа …… 52

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА РАДИОСВЯЗИ

Граничные условия методики анализа электромагнитной совместимости печатных модулей, основанной на методе конечных разностей во временной области
В.В. Глотов, М.А. Ромащенко …… 61

Сравнительный анализ SIW-антенн на отечественном диэлектрике ФАФ-4Д и зарубежных аналогах
С.И. Деревянкин, А.В. Останков, Г.В. Литвинов ……..……. 69

Моделирование волноводных полосно-пропускающих фильтров на фин-лайн КВЧ диапазона
М.Н. Белозеров, А.С. Корнев, А.Ю. Чернышов …… 79

Проектирование перестраиваемых LC-фильтров с расширенным диапазоном перестройки
И.В. Забегайло, А.И. Тюменцев, Т.С. Тимошенко, А.Н. Яковлев …… 85

РАЗНОЕ

Статистические характеристики результатов линейной операции над зашумленными отсчетами периодической функции
А.Ю. Востров ……..…….. 92

Общие вопросы теории радиосвязи

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 3. С. 5–13. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 3. Pp. 5–13. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.391

Оценка помехоустойчивости одноканального обнаружителя шумоподобного сигнала с учетом алгоритма контрольной проверки и при наличии эффекта Доплера в принимаемом сигнале

В.И. Борисов[1], Ю.В. Сидоров[2], В.И. Шестопалов[3], А.И. Мордовин[4]
[1–4]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[1]office@sozvezdie.su, [2]yu.v.sidorov@sozvezdie.su, [3]v.i.shestopalov@sozvezdie.su, [4]a.i.mordovin@sozvezdie.su

Аннотация. *Проведен анализ работы одноканального обнаружителя шумоподобного сигнала при наличии эффекта Доплера в принимаемом сигнале. Получена оценка помехоустойчивости одноканального обнаружителя шумоподобного сигнала при принятии решения по максимальному сигналу на выходе параллельного анализатора спектра для устранения эффекта Доплера с учетом алгоритма контрольной проверки.*

Ключевые слова: *обнаружение шумоподобного сигнала, эффект Доплера, алгоритм контрольной проверки, распределения Релея, Райса.*

Common issues of radio communication theory

A noise immunity evaluation of a single-channel noise-like signal detector taking into account the control check algorithm and in the presence of the Doppler effect in the received signal

V.I. Borisov[1], Yu.V. Sidorov[2], V.I. Shestopalov[3], A.I. Mordovin[4]
[1–4]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[1]office@sozvezdie.su, [2]yu.v.sidorov@sozvezdie.su, [3]v.i.shestopalov@sozvezdie.su, [4]a.i.mordovin@sozvezdie.su

Abstract. *An analysis of a single-channel noise-like signal detector operation in the presence of the Doppler effect in the received signal is carried out. A noise immunity evaluation of a single-channel noise-like signal detector is obtained when making a decision on the maximum signal at the output of a parallel spectrum analyzer to eliminate the Doppler effect taking into account the control check algorithm.*

Keywords: *noise-like signal detection, Doppler effect, control check algorithm, Rayleigh and Rice distributions.*

Для обеспечения высокой помехозащищенности при действии помех в современных системах связи широко используются шумоподобные сигналы (ШПС) прямого расширения спектра с фазовой манипуляцией на основе псевдослучайных последовательностей (ПСП). Работа радиолинии с ШПС сигналами требует обеспечения взаимной синхронизации передающей и приемной аппаратуры [1, 4, 5]. Для обеспечения синхронизации передающей и приемной аппаратуры в суммарном ШПС сигнале передается синхросигнал. Взаимная синхронизация между приходящим от передатчика ШПС сигналом и опорным сигналом от генератора ПСП в приемном устройстве происходит в режиме обнаружения в некогерентном режиме.

© Борисов В.И., Сидоров Ю.В., Шестопалов В.И., Мордовин А.И., 2025

В системах спутниковой связи, использующих ШПС сигнал, большое влияние на синхронизацию оказывает эффект Доплера. Следовательно, при установлении синхронизации в подвижных системах необходимо применять метод компенсации эффекта Доплера.

Одним из методов является параллельный анализ спектра в заданном интервале изменения частоты, при этом схема обнаружителя представляет собой систему из N узкополосных фильтров с прилегающими частотными характеристиками. Возможный вариант одноканального обнаружителя ШПС с параллельным анализатором спектра представлен на рис. 1.

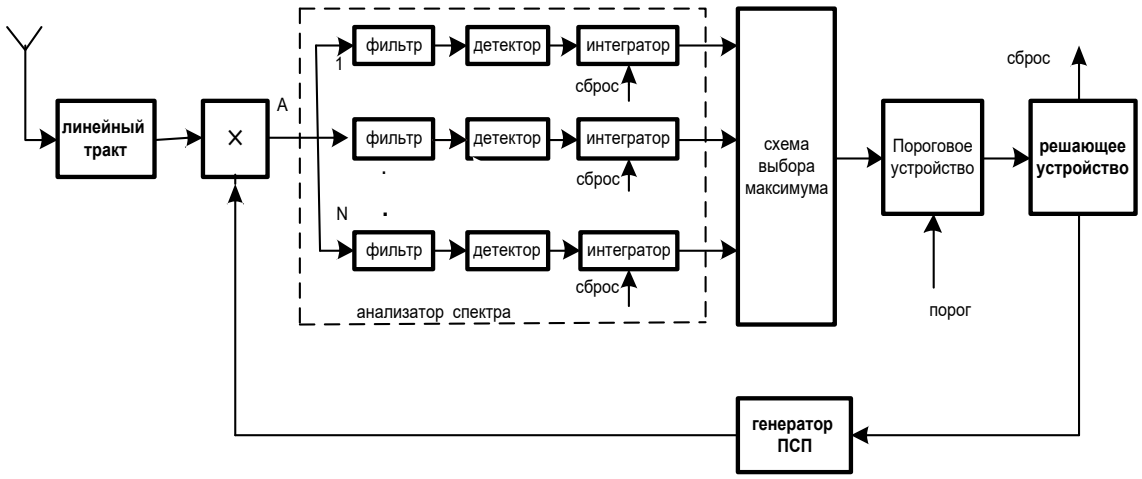


Рис. 1. Функциональная схема одноканального обнаружителя ШПС с параллельным анализатором спектра

Оценка помехоустойчивости одноканального обнаружителя проводится для ШПС сигнала со следующими параметрами: T – период длительности псевдослучайной последовательности (ПСП); τ – длительность элементарного импульса ПСП; $\frac{T}{\tau} = B$ – число элементарных импульсов в периоде ПСП, которые характеризуются как база сигнала ШПС.

Представленное устройство в режиме обнаружения работает следующим образом: принятый сигнал поступает на вход корреляционного канала; в корреляционном канале принятый сигнал умножается на опорную копию ПСП; результат перемножения входного сигнала на опорную копию ПСП поступает в точку A и далее на N параллельных фильтров с полосой $\Delta f = 2/T$, а затем через детекторы на интеграторы с временем интегрирования T. С выхода интеграторов сигнал поступает на схему выбора максимального сигнала, где из N приходящих сигналов выбирается максимальный, который и поступает на пороговое устройство. При наличии сигнала на выходе порогового устройства решающая схема останавливает перестройку опорной копии генератора ПСП и проводит дополнительные проверки в течение контрольного времени, длительность которого определяется выбранным алгоритмом. В настоящей работе рассмотрен алгоритм контрольной проверки, использующий факт наличия превышения порога максимальным сигналом на k подряд интервалах длительностью T на выходе порогового устройства. По результатам анализа этапа контрольной проверки принимается окончательное решение об обнаружении сигнала. Будем считать, что сигналы на выходах интеграторов статистически независимы.

Следовательно, имеем N независимых случайных величин $X_1, X_2, \ldots, X_N$ с плотностями распределения $W_1(X_1), W_2(X_2), \ldots, W_N(X_N)$. Функция распределения величины $Z = \max\{X_1, X_2, \ldots, X_N\}$ имеет вид [2]

$$F_z(x) = \prod_{i=1}^{N} F_i(x),$$

где $F_i(x) = \int_0^x W_i(y_i)\,dy_i$.

Плотность распределения величины $Z = \max\{X_1, X_2, ..., X_N\}$ получается дифференцированием функции распределения $F_z(x)$ и имеет вид [2]

$$W_z(x) = \sum_{j=1}^{N} \frac{W_j(x)}{F_j(x)} \prod_{i=1}^{N} F_i(x). \quad (1)$$

Для N каналов с шумом и без сигнала плотность распределения на выходе схемы выбора максимума в соответствии с выражением (1) имеет вид

$$W_z^1(x) = NW_1(x)F_1^{N-1}(x), \quad (2)$$

где W_1 – плотность распределения шума на выходе интегратора.

Для случая (N–1) каналов с шумом и одного канала с сигналом плотность распределения на выходе схемы выбора максимума в соответствии с выражением (1) имеет вид

$$W_z^2(x) = (N-1)W_1(x)F_1^{N-2}(x)F_2(x) + F_1^{N-1}(x)W_2(x), \quad (3)$$

где W_2 – плотность распределения смеси сигнала и шума на выходе интегратора.

Вероятность ложной тревоги на выходе порогового устройства с учетом плотности распределения выбора максимума из N фильтров в соответствии с выражением (2) можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТМ}} = \int_{\eta}^{\infty} W_z^1(x)dx = \int_{\eta}^{\infty} NW_1(x)F_1^{N-1}(x)dx, \quad (4)$$

где η – порог, который обеспечивает требуемую вероятность ложной тревоги.

Вероятность пропуска сигнала на выходе порогового устройства с учетом плотности распределения выбора максимума из N фильтров и в соответствии с выражением (3) можно представить в виде

$$P_{\text{ПРМ}} = \int_{0}^{\eta} W_z^2(x)dx = \int_{0}^{\eta} (N-1)W_1(x)F_1^{N-2}(x)F_2(x)dx + \int_{0}^{\eta} F_1^{N-1}(x)W_2(x)dx. \quad (5)$$

За весь полный цикл проверки всех точек неопределенности ШПС сигнала вероятность ложной тревоги можно представить через вероятность ложной тревоги $(P_{\text{ЛТМ}})$ в каждой точке неопределенности ШПС сигнала в виде

$$P_{\text{ЛТЦ}} = 1 - (1 - P_{\text{ЛТМ}})^B. \quad (6)$$

С учетом разложения по формуле Ньютона

$$(1-H)^L = \sum_{\gamma=0}^{L} (-1)^{\gamma} C_L^{\gamma} H^{\gamma} \approx 1 - LH \quad (7)$$

вероятность ложной тревоги за полный цикл с учетом выражения (7) можно представить следующим образом:

$$P_{\text{ЛТЦ}} = 1 - (1 - P_{\text{ЛТМ}})^B \approx BP_{\text{ЛТМ}}. \quad (8)$$

В качестве алгоритма проверки будем использовать факт наличия превышения порога максимальным сигналом на k подряд интервалах длительностью T на выходе порогового устройства. Тогда вероятность ложной тревоги за полный цикл с учетом рассматриваемого алгоритма контрольной проверки можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТЦК}} = \left[1 - (1 - P_{\text{ЛТМ}})^B\right] P_{\text{ЛТМ}}^k \approx BP_{\text{ЛТМ}}^{k+1}. \quad (9)$$

Вероятность пропуска при совпадении приходящего сигнала и опорной копии с учетом рассматриваемого алгоритма контрольной проверки можно представить в виде

$$P_{\text{ПРМК}} = 1 - (1 - P_{\text{ПРМ}})^{k+1} \approx (k+1)P_{\text{ПРМ}}. \quad (10)$$

При отсутствии на входе полезного сигнала полный цикл времени проверки всех точек неопределенности ШПС можно представить в виде

$$T_{\text{Ц}} = BT + \Delta, \quad (11)$$

где Δ – время контрольных проверок.

Так как время контрольных проверок можно представить в виде $BP_{\text{ЛТМ}}kT$, то полный цикл времени проверок всех точек неопределенности имеет вид

$$T_{\text{Ц}} = BT + BP_{\text{ЛТМ}}kT. \quad (12)$$

Вероятность ложной тревоги для приемного устройства задается в виде вероятности лож-

ной тревоги за час работы $P_{\text{ЛТЧ}}$ приемного устройства в режиме обнаружения сигнала. Вероятность ложной тревоги за час работы можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТЧ}} = 1 - \left(1 - P_{\text{ЛТЦК}}\right)^{M} \approx M P_{\text{ЛТЦК}}, \quad (13)$$

где $M = \dfrac{3600}{T_{\text{Ц}}}$.

Учитывая малое значение величины $BP_{\text{ЛТМ}}kT$, выражение (12) можно представить в виде

$$T_{\text{Ц}} = BT + BP_{\text{ЛТМ}}\, kT \approx BT. \quad (14)$$

Тогда с учетом (13), (14) и (9)

$$P_{\text{ЛТМ}} = \left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}} T}{3600}\right)^{\frac{1}{k+1}}. \quad (15)$$

При наличии только шума на входе приемника плотность распределения на выходе интегратора каждого фильтра определяется законом Релея [3]:

$$W_1(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right), \quad (16)$$

где σ^2 – дисперсия шума.

Так как $F_i(x) = \int_0^x W_i(y_i)\, dy_i$, то с учетом (16) будем иметь

$$F_1^{N-1}(x) = \left[\int_0^x \frac{y}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma^2}\right) dy\right]^{N-1} =$$

$$= \sum_{v=0}^{N-1} (-1)^v C_{N-1}^v \exp\left(-\frac{vx^2}{2\sigma^2}\right). \quad (17)$$

С учетом выбора максимума из N фильтров вероятность ложной тревоги на выходе порогового устройства можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТМ}} = \int_{\eta}^{\infty} W_z^1(x)\, dx = \int_{\eta}^{\infty} N W_1(x) F_1^{N-1}(x)\, dx =$$

$$= \int_{\eta}^{\infty} N \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \sum_{v=0}^{N-1} (-1)^v C_{N-1}^v \exp\left(-\frac{vx^2}{2\sigma^2}\right) dx = \sum_{k=0}^{N-1} (-1)^v C_{N-1}^v N \int_{\eta}^{\infty} \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{(v+1)x^2}{2\sigma^2}\right) dx. \quad (18)$$

Проведя замену $y = \dfrac{x}{\sigma}$, $\sigma dy = dx$, $\eta_{\text{н}} = \dfrac{\eta}{\sigma}$ (нормированный порог) и используя только первые члены сумм, получим

$$P_{\text{ЛТМ}} = \int_{\eta_{\text{н}}}^{\infty} Ny \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) \sum_{v=0}^{N-1} (-1)^v C_{N-1}^v \exp\left(-\frac{vy^2}{2}\right) dy =$$

$$= \sum_{v=0}^{N-1} (-1)^v C_{N-1}^v N \int_{\eta_н}^{\infty} y \exp\left(-\frac{(v+1)y^2}{2}\right) dy =$$

$$= \sum_{v=0}^{N-1} (-1)^v C_{N-1}^v \frac{N}{v+1} \exp\left(-\frac{(v+1)\eta_{\text{н}}^2}{2}\right) \approx N \exp\left(-\frac{\eta_{\text{н}}^2}{2}\right). \quad (19)$$

Из выражения (19) получим

$$\eta_{\text{н}} = \sqrt{-2\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТМ}}}{N}\right)} = \sqrt{2\ln N - 2\ln P_{\text{ЛТМ}}}. \quad (20)$$

С учетом (15) и (19) получим

$$\eta_{\text{н}} = \sqrt{2(\ln N) - \frac{2}{k+1}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3600}\right)}. \tag{21}$$

При наличии сигнала и шума на входе приемника плотность распределения определяется законом Райса [3]:

$$W_2(x) = \frac{x}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{x^2+A^2}{2\sigma^2}\right)I_0\left(\frac{xA}{\sigma^2}\right), \tag{22}$$

где σ^2 и A – соответственно дисперсия шума и амплитуда сигнала; $I_0\left(\frac{xA}{\sigma^2}\right)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого прядка.

Так как $F_i(x) = \int\limits_0^x W_i(y_i)dy_i$, то с учетом (16) и (22) будем иметь

$$F_1^{N-1}(x) = \left[\int\limits_0^x \frac{y}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma^2}\right)dy\right]^{N-1} = \sum_{v=0}^{N-1}(-1)^v C_{N-1}^v \exp\left(-\frac{vx^2}{2\sigma^2}\right);$$

$$F_1^{N-2}(x) = \left[\int\limits_0^x \frac{y}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma^2}\right)dy\right]^{N-2} = \sum_{v=0}^{N-2}(-1)^v C_{N-2}^v \exp\left(-\frac{vx^2}{2\sigma^2}\right);$$

$$F_2(x) = \int\limits_0^x W_2(y)dy = \int\limits_0^x \frac{y}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{y^2+A^2}{2\sigma^2}\right)I_0\left(\frac{yA}{\sigma^2}\right)dy. \tag{23}$$

С учетом выражений (5) и (23) вероятность пропуска сигнала на выходе порогового устройства можно представить в виде

$$P_{\text{ПРМ}} = \int\limits_0^{\eta} W_z^2(x)dx = \int\limits_0^{\eta}(N-1)W_1(x)F_1^{N-2}(x)F_2(x)dx + \int\limits_0^{\eta} F_1^{N-1}(x)W_2(x)dx =$$

$$= \int\limits_0^{\eta_{\text{н}}}(N-1)x\sum_{v=0}^{N-2}(-1)^v C_{N-2}^v \exp\left(-\frac{(v+1)x^2}{2}\right)\int\limits_0^x y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}yh\right)dydx +$$

$$+ \int\limits_0^{\eta_{\text{н}}}\sum_{v=0}^{N-1}(-1)^v C_{N-1}^v \exp\left(-\frac{vx^2}{2}\right)x\exp\left(-\frac{x^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}xh\right)dx, \tag{24}$$

где $h^2 = \frac{A^2}{2\sigma^2}$ – отношение сигнал–шум.

Для упрощения выражения (24) используем только первые члены сумм при $v = 0$ и получим выражение в виде

$$P_{\text{ПРМ}} = \int\limits_0^{\eta_{\text{н}}}(N-1)x\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\int\limits_0^x y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}yh\right)dydx +$$

$$+ \int\limits_0^{\eta_{\text{н}}} x\exp\left(-\frac{x^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}xh\right)dx. \tag{25}$$

С учетом величины нормированного порога $\eta_н$ (21) вероятность пропуска (25) можно представить в виде

$$P_{\text{ПРМ}} = \int_0^{\sqrt{2\ln N - \frac{2}{k+1}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3600}\right)}} (N-1)x\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\int_0^x y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}yh\right)dydx + \\ + \int_0^{\sqrt{2\ln N + \frac{2}{k+1}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3600}\right)}} x\exp\left(-\frac{x^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}xh\right)dx. \qquad (26)$$

Учитывая (10) и (26), получим окончательное выражение для вероятности пропуска ШПС сигнала для рассматриваемого алгоритма контрольной проверки и при совпадении приходящего сигнала с опорной копией:

$$P_{\text{ПРМК}} = (k+1)\int_0^{\sqrt{2\ln N - \frac{2}{k+1}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3600}\right)}} (N-1)x\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\int_0^x y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}yh\right)dydx + \\ + (k+1)\int_0^{\sqrt{2\ln N + \frac{2}{k+1}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3600}\right)}} x\exp\left(-\frac{x^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}xh\right)dx. \qquad (27)$$

Будем считать, что скорость передачи равна $\frac{1}{T}$. Для наглядности полученного результата по выражению (27) проведены расчеты, которые представлены в табл. 1–3 и на рис. 2–4 при различных значениях параметров.

Таблица 1

Зависимость вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при $N = 1$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$, $k = 1; 2; 3; 5$, $T = \frac{1}{1000} = 10^{-3}$ с (при скорости передачи 1000 бит/с)

	$P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$, $N = 1$, $T = 0{,}001$			
$P_{\text{ПРМК}} = 10^{-1}$	$k = 1$	$k = 2$	$k = 3$	$k = 5$
	$h^2 = 12{,}57$	$h^2 = 11{,}54$	$h^2 = 10{,}97$	$h^2 = 10{,}16$
$P_{\text{ПРМК}} = 10^{-2}$	$k = 1$	$k = 2$	$k = 3$	$k = 5$
	$h^2 = 13{,}78$	$h^2 = 12{,}89$	$h^2 = 12{,}37$	$h^2 = 11{,}53$
$P_{\text{ПРМК}} = 10^{-3}$	$k = 1$	$k = 2$	$k = 3$	$k = 5$
	$h^2 = 14{,}69$	$h^2 = 13{,}8$	$h^2 = 13{,}28$	$h^2 = 12{,}62$

Таблица 2

Зависимость вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при $N = 20,\ P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2},\ k = 1;\ 2;\ 3;\ 5,\ T = \frac{1}{1000} = 10^{-3}$ с (при скорости передачи 1000 бит/с)

	$P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2},\ N = 20,\ T = 0,001$			
$P_{\text{ПРМК}} = 10^{-1}$	$k = 1$	$k = 2$	$k = 3$	$k = 5$
	$h^2 = 13,43$	$h^2 = 12,74$	$h^2 = 12,41$	$h^2 = 12,03$
$P_{\text{ПРМК}} = 10^{-2}$	$k = 1$	$k = 2$	$k = 3$	$k = 5$
	$h^2 = 14,62$	$h^2 = 13,9$	$h^2 = 13,5$	$h^2 = 13,11$
$P_{\text{ПРМК}} = 10^{-3}$	$k = 1$	$k = 2$	$k = 3$	$k = 5$
	$h^2 = 15,36$	$h^2 = 14,79$	$h^2 = 14,41$	$h^2 = 13,98$

Таблица 3

Зависимость вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при $N = 40,\ P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2},\ k = 1;\ 2;\ 3;\ 5,\ T = \frac{1}{1000} = 10^{-3}$ с (при скорости передачи 1000 бит/с)

	$P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2},\ N = 20,\ T = 0,001$			
$P_{\text{ПРМК}} = 10^{-1}$	$k = 1$	$k = 2$	$k = 3$	$k = 5$
	$h^2 = 13,67$	$h^2 = 12,96$	$h^2 = 12,72$	$h^2 = 12,4$
$P_{\text{ПРМК}} = 10^{-2}$	$k = 1$	$k = 2$	$k = 3$	$k = 5$
	$h^2 = 14,72$	$h^2 = 14,1$	$h^2 = 13,79$	$h^2 = 13,45$
$P_{\text{ПРМК}} = 10^{-3}$	$k = 1$	$k = 2$	$k = 3$	$k = 5$
	$h^2 = 15,47$	$h^2 = 14,91$	$h^2 = 14,53$	$h^2 = 14,18$

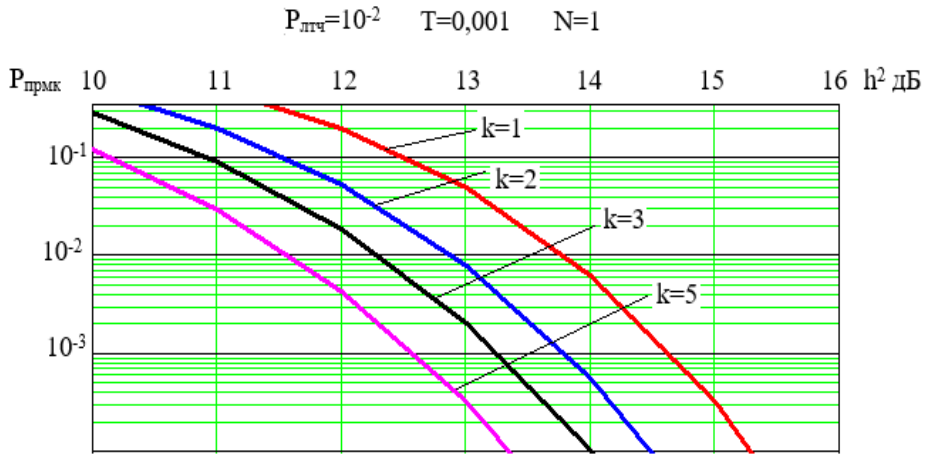


Рис. 2. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при $N = 1,\ P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2},\ k = 1;\ 2;\ 3;\ 5,\ T = \frac{1}{1000} = 10^{-3}$ с (при скорости передачи 1000 бит/с)

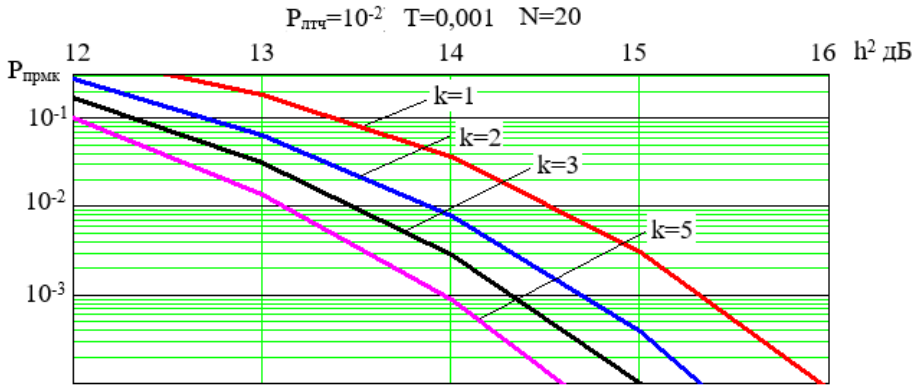


Рис. 3. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при $N = 20$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$, $k = 1;\ 2;\ 3;\ 5$, $T = \dfrac{1}{1000} = 10^{-3}$ с (при скорости передачи 1000 бит/с)

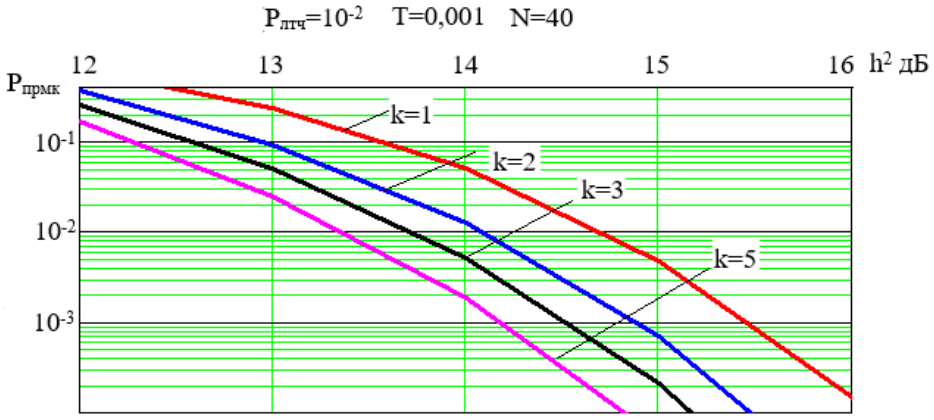


Рис. 4. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при $N = 40$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$, $k = 1;\ 2;\ 3;\ 5$, $T = \dfrac{1}{1000} = 10^{-3}$ с (при скорости передачи 1000 бит/с)

Из проведенных расчетов видно, что в режиме обнаружения ШПС сигнала имеет место ухудшение помехоустойчивости при наличии эффекта Доплера в принимаемом сигнале:

- при контрольной проверке на $k = 3$ интервалах для $P_{\text{ПРМК}} = 10^{-3}$: 1,13 дБ при $N = 20$ и 1,25 дБ при $N = 40$;
- при контрольной проверке на $k = 5$ интервалах для $P_{\text{ПРМК}} = 10^{-3}$: 1,36 дБ при $N = 20$ и 1,56 дБ при $N = 40$

по сравнению с вариантом отсутствия эффекта Доплера в принимаемом сигнале.

Список источников

1. *Варакин Л.Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Советское радио, 1985. 384 с.

2. *Вентцель Е.С., Овчаров Л.Ф.* Теория вероятностей. М.: Наука, 1973.

3. *Тихонов В.И.* Статистическая радиотехника. М.: Советское радио, 1966. 680 с.

4. *Тузов Г.И.* Статистическая теория приема сложных сигналов. М.: Советское радио, 1977. 400 с.

5. *Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Шестопалов В.И.* Помехоустойчивость систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательности / Под. ред. В.И. Борисова. М.: РадиоСофт, 2011. 550 с.

References

1. *Varakin L.E.* Communication systems with noise-like signals. Moscow: Soviet Radio, 1985. 384 p.

2. *Ventzel E.S., Ovcharov L.F.* Probability Theory. Moscow: Science, 1973.

3. *Tikhonov V.I.* Statistical radio engineering. Moscow: Soviet Radio, 1966. 680 p.

4. *Tuzov G.I.* Statistical theory of reception of complex signals. Moscow: Soviet radio, 1977. 400 p.

5. *Borisov V.I., Zinchuk V.M., Limarev A.E., Shestopalov V.I.* Noise immunity of radio communication systems with direct modulation of a pseudo-random sequence / Ed. by V.I. Borisov. Moscow: RadioSoft, 2011. 550 p.

Информация об авторах

Василий Иванович Борисов, д.т.н., профессор, академик РАН, научный руководитель
Юрий Викторович Сидоров, д.т.н., руководитель программ
Виктор Иванович Шестопалов, к.т.н., руководитель аппарата научного руководителя
Андрей Иванович Мордовин, начальник сектора

Information about the authors

V.I. Borisov, D.Sc. in Engineering Sciences, Professor, Academician of RAS, Scientific Adviser
Yu.V. Sidorov, D.Sc. in Engineering Sciences, Program Manager
V.I. Shestopalov, Ph.D. in Engineering Sciences, Head of the Staff of Scientific Adviser
A.I. Mordovin, Head of Section

Статья поступила в редакцию 29.05.2025
Одобрена после рецензирования 03.06.2025
Принята к публикации 06.06.2025

The article was submitted 29.05.2025
Approved after reviewing 03.06.2025
Accepted for publication 06.06.2025

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 3. С. 14–20. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 3. Pp. 14–20. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396.42

Разработка новых алгоритмов обработки сигналов OFDM в каналах с памятью

Евгений Сергеевич Семенов
Волгоградский государственный университет, Волгоград, Россия
essemenov@mail.ru

Аннотация. *Исследуются методы обработки сигналов в системах связи, использующих технологию OFDM. Особенность рассматриваемого подхода заключается в отсутствии защитных интервалов при формировании OFDM-символов на передающей стороне. Передача осуществляется посредством последовательной отправки отсчетов огибающей каждого символа через канал связи. Основное внимание уделено применению метода регуляризации, позволяющего одновременно оценивать как импульсную характеристику канала, так и огибающую OFDM-символа в условиях векторного (разнесенного) приема. Для повышения эффективности использован усовершенствованный алгоритм приема «в целом» с поэлементным принятием решения (ПЦППР), модифицированный в форму алгоритма приема «в целом» с поэлементным формированием оценок (ПЦПФО). В работе представлены результаты численного моделирования, демонстрирующие влияние точности восстановленных отсчетов огибающей на устойчивость приема к помехам.*

Ключевые слова: *OFDM в каналах с памятью, метод регуляризации, алгоритмы оценки, ПЦППР, ПЦПФО.*

Development of new algorithms for processing OFDM signals in memory channels

Evgeny S. Semenov
Volgograd State University, Volgograd, Russia
essemenov@mail.ru

Abstract. *Signal processing algorithms are investigated in communication systems using OFDM technology. A key feature of the considered approach is the absence of guard intervals during the formation of OFDM symbols at the transmitter. Transmission is carried out by sequentially sending the envelope samples of each OFDM symbol through the communication channel. The study focuses on the application of regularization methods to jointly estimate both the channel impulse response and the envelope of the OFDM symbol under conditions of diversity reception (vector channel). An improved form of the PCPPR algorithm is applied, reformulated into a per-symbol reception framework with individual component estimation, known as the PCPFO method. The paper presents results of numerical simulations that demonstrate how the accuracy of envelope estimation affects the robustness of signal reception in the presence of noise.*

Keywords: *OFDM signal processing in memory channels, regularization method, memory channels, PCPPR, PCPFO.*

В последние годы системы с ортогональным частотным мультиплексированием (OFDM) приобрели широкую известность благодаря своим преимуществам в условиях многолучевого распространения. Несмотря на то что OFDM реализует многоканальный подход к передаче сигналов, результаты исследований показывают, что на этапе приема целесообразно применять субоптимальные методы, основанные на принципах последовательной (одноканальной) обработки. Эти алгоритмы, изначально созданные для традиционных систем линейной передачи, позволяют учитывать эффект памяти канала, который приводит к межсимвольной интерференции (МСИ).

Один из таких алгоритмов для приема и обработки дискретных сообщений называется алгоритмом приема «в целом» с поэлементным принятием решения (ПЦППР), и он предполагает реализацию одновременного приема целого блока символов в режиме реального времени.

© Семенов Е.С., 2025

Ключевым условием эффективной работы алгоритма является использование специальных защитных интервалов при передаче последовательностей символов. Длина этих интервалов определяется длительностью импульсной реакции канала связи, которая и отражает память канала. В условиях динамических изменений параметров канала связи возникает необходимость оперативного определения его импульсной характеристики. Данный процесс носит адаптивный характер, т.е. любые модификации параметров канала автоматически инициируют соответствующую коррекцию опорных сигналов в точке приема.

Функционирование алгоритма базируется на применении тестового импульса, соответствующего определенной позиции кодовой последовательности. Путем анализа реакции канала на данный импульс в пределах заданного временного интервала в приемном устройстве становится возможным определить реализации принимаемого сигнала и сформировать корректную обработку при передаче любой последовательности символов.

Такой подход обеспечивает высокую точность и надежность приема дискретных сообщений в условиях изменяющихся параметров канала связи. Данный алгоритм предполагает использование обратной связи по решению (ОСР) и осуществляет оценку символа с произвольной задержкой принятия решения в канале с МСИ и аддитивным шумом на интервале $T_a = [kT,\ (k+1+D)T]$ по следующему правилу [1]:

$$\hat{b}_k = \arg\max_j \left\{ w\left(\left| z(t) - g_{\text{ос}}(t) \right| / \mathbf{B}_j \right) \right\}, j = \overline{1, m^{D+1}}, \quad (1)$$

где $w(\cdot)$ – функционал правдоподобия передачи последовательности $\mathbf{B}_j = \{b_k, b_{k+1}, \ldots, b_{k+D+1}\}$.

Алгоритм основывается на выборе в качестве решения первого символа последовательности $\hat{b}_k$ цепочки $\mathbf{B}_j$, обеспечивающей максимизацию функционала правдоподобия. В процессе приема данных подвергается обработке не полный рабочий пакет сигнала, а фрагмент длительностью M символов, соответствующий интервалу полного формирования канального отклика на анализируемый символ b_k. На этом интервале анализа принимаемый сигнал $z(t)$ содержит, кроме полного отклика на анализируемый символ, частичные отклики на $M-1$ символов, предшествующих анализируемому, и частичные отклики на $M-1$ символов, следующих за ним. Для компенсации межсимвольной интерференции, вызванной предшествующими символами, из принятого сигнала $z(t)$ вычитается сигнал ОСР $g_{\text{ос}}(t)$, который образован этими символами [1].

Прямое использование алгоритма ПЦППР для обработки аналоговой последовательности отсчетов огибающей OFDM-символов, формируемой на выходе обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ), оказывается малоэффективным в случаях высокой размерности, например при использовании 64-QAM. Это связано с тем, что алгоритм ПЦППР требует полного перебора всех возможных вариантов переданных символов на протяжении длины интервала памяти канала, что резко увеличивает вычислительную сложность.

Поэтому существует интерес к усовершенствованию алгоритма ПЦППР, если заменить решение задачи различения гипотез на задачу оценивания [2]. Это позволит сохранить оптимальный подход к обработке последовательности аналоговых отсчетов в канале с памятью.

Оценивание отсчетов огибающей OFDM-символа

Один из способов упростить алгоритм ПЦППР заключается в замене различения оцениванием. Этот подход уже обсуждался в [2], где задачу различения m^k гипотез относительно реализации кодовой последовательности длины K заменили задачей оценивания двоичного вектора-индикатора размерности m^k.

Было доказано, что поиск наилучших оценок m^k взаимно ортогональных вариантов реализации вектора-индикатора по критерию минимума среднеквадратичной ошибки эквивалентен поиску кодовой последовательности по критерию максимума апостериорной вероятности [3].

В настоящем исследовании рассматривается задача формирования совместной оптимальной оценки последовательности отсчетов огибающей OFDM-символа на выходе канала связи с памятью. Такой канал описывается импульсной характеристикой, содержащей отсчеты $h_0, h_1, \ldots h_{M-1}$, определяемые на интервале временного рассеяния $\tau_p \approx M \cdot \Delta t$. Здесь Δt – интервал между передаваемыми отсчетами, а M – общее число отсчетов, описывающее длину импульсной характеристики канала.

Сигнал, поступающий на приемную сторону и соответствующий конкретному OFDM-символу,

наблюдается на интервале анализа $T_a = (N+M-1)\Delta t$ и может быть записан в следующем векторном виде:

$$\dot{z}\left(t, \mathbf{U}_j\right) = \sum_{k=0}^{N-1} \dot{u}_{kj} h\left(t - k \cdot \Delta t\right) + \dot{w}(t), \qquad (2)$$

где $\mathbf{U}_j = \left[\dot{u}_0, \dot{u}_1, \ldots, \dot{u}_{N-1}\right]_j^T$ – вектор отсчетов j-й огибающей $\left(j = 1,2,\ldots m^N\right)$ OFDM-символа, $\dot{w}(t)$ – аддитивная помеха, $\left[\,\cdot\,\right]^T$ – символ транспонирования.

В формуле (2) m – основание кода символов $\dot{d}_k$, модулирующих каждую из N поднесущих ω_k OFDM-сигнала**.**

При этом выражение для отсчетов огибающей на передаче примет вид

$$\dot{u}_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \dot{d}_k e^{i\omega_k n}, \quad \omega_k = \frac{2\pi k}{N}. \qquad (3)$$

Переход от использования алгоритма ПЦППР к модифицированному методу ПЦПФО значительно упрощает процедуру решения задачи приема. В данном случае применяется подход, описанный в [2]. Основная идея метода заключается в следующем: при постановке задачи идентификации переданного вектора $\mathbf{U}_j$ вводится случайный вектор-индикатор $\boldsymbol{\theta}$, компоненты которого принимают бинарные значения: 0 или 1. Оценка этого индикатора осуществляется по байесовскому критерию с использованием квадратичной функции потерь, примененной к наблюдаемому вектору $\dot{z}\left(t, \mathbf{U}_j\right)$. В результате становится возможным определить, какой из векторов $\mathbf{U}_j$ был действительно передан. Таким образом, данный механизм позволяет построить искомую оценку отсчетов OFDM-сигнала [3].

Матричное представление выражения (2) может быть записано в следующем виде:

$$\dot{\mathbf{z}}\left(t, \mathbf{U}_j\right) = \left(\boldsymbol{\theta}\,,\, \mathbf{H}\mathbf{U}_\vee\right) + \dot{\mathbf{w}}(t), \qquad (4)$$

где $\boldsymbol{\theta}$ – индикаторный вектор, в котором только j-я компонента равна единице (при справедливости гипотезы j), а все остальные – нули; $\mathbf{H}\mathbf{U}_\vee$ – блочный вектор, формируемый из векторов, представляющих возможные реализации векторов отсчетов отраженного OFDM-символа; $(\bullet,\bullet)$ – скалярное произведение векторов; $\mathbf{H}$ – блочная диагональная матрица, элементы которой – отсчеты импульсной характеристики.

Размер этой матрицы определяется размерностью $\mathbf{U}_\vee$:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h} & \cdots & 0 \\ \vdots & \mathbf{h} & \\ & & \ddots \\ 0 & & \mathbf{h} \end{bmatrix},$$

где $\mathbf{h} = \left[h_0, h_1, \ldots, h_{M-1}, 0, \ldots, 0_{N-1}\right]^T$; $\mathbf{U}_\vee$ – объединенный вектор, включающий в себя все возможные $\mathbf{U}_j$, $\mathbf{U}_\vee = \left[\mathbf{U}_1,\ \mathbf{U}_2,\ \ldots\ \mathbf{U}_{m^N}\right]^T$.

Для получения оценки вектора $\boldsymbol{\theta}$, определяемой как $\hat{\boldsymbol{\theta}} = \boldsymbol{\psi}\left[\dot{\mathbf{z}}(t)\right]$, минимизируется функционал среднеквадратичной ошибки:

$$\varepsilon(\boldsymbol{\psi}) = E\left\|\boldsymbol{\psi}(\dot{\mathbf{z}}) - \boldsymbol{\theta}\right\|^2. \qquad (5)$$

Предполагая равновероятность модулирующих символов и известность априорного распределения $F\left(\dot{\mathbf{z}} / \mathbf{U}_j\right)$ после усреднения (5), получим оптимальную оценку k-й компоненты вектора $\boldsymbol{\theta}$ [3]:

$$\psi_{k\,opt}\left(\dot{\mathbf{z}}\right) = \frac{\Lambda_k\left(\dot{\mathbf{z}}\right)}{\sum\limits_{i=0}^{m^N-1} \Lambda_i\left(\dot{\mathbf{z}}\right)}, \qquad (6)$$

где $\Lambda_j\left(\dot{\mathbf{z}}\right) = \dfrac{F\left(\dot{\mathbf{z}} / \mathbf{U}_j\right)}{F\left(\dot{\mathbf{z}} / 0\right)}$ – функционал отношения правдоподобия.

На основании выражения (6) можно заключить, что в пределах временного окна $T_a = (N+M-1)\Delta t$ необходимо осуществлять совместную процедуру оценки отсчетов $\dot{u}(l)$, $l = 0,1,\ldots N-1$ с целью максимизации правдоподобия переданных сигналов, составляющих огибающую OFDM-символа.

Если модель канала предполагает неизменяемость параметров во времени, а также наличие аддитивного гауссовского шума с нулевым средним, то наиболее точную (в смысле наименьшей среднеквадратичной ошибки) оценку последовательности $\mathbf{U}$ можно получить по следующей формуле:

$$\hat{\mathbf{U}} = \arg\min_j \left\{ \int_0^{T_a} \left[\dot{z}(t) - \sum_{k=0}^{N-1} \dot{u}_{kj} h(t - k \cdot \Delta t) \right]^2 dt \right\},$$

$$j,k = 0,1,\ldots N-1. \qquad (7)$$

Полученные значения из (7), отражающие структуру оцененных отсчетов OFDM-сигнала, в дальнейшем применяются для демодуляции и преобразования с использованием дискретного преобразования Фурье.

Имеется также альтернативная форма записи выражения (2), позволяющая представить процесс векторно-матричным способом:

$$\dot{\mathbf{z}} = \mathbf{H}\mathbf{U} + \dot{\mathbf{W}}. \qquad (8)$$

Данное представление соответствует классической задаче восстановления исходного сигнала по искаженным наблюдениям.

Таким образом, вычисление оценки вектора $\mathbf{U}$ по критерию минимума среднеквадратической ошибки сводится к решению обратной задачи, заданной в виде матричного уравнения (6), как указано в [3].

Если значения матрицы $\mathbf{H}$ известны, то элементы вектора $\mathbf{U}$ с высокой степенью достоверности могут быть найдены как квазирешение уравнения (6). Это приближенное решение предполагает минимизацию невязки $\left\|\mathbf{H}\hat{\mathbf{U}} - \dot{\mathbf{z}}\right\|$ и нормы $\left\|\hat{\mathbf{U}}\right\|$. Соответственно, элементы вектора $\mathbf{U}$ определяются из условия минимизации следующего функционала:

$$\left\|\mathbf{H}\mathbf{U} - \dot{\mathbf{z}}\right\|^2 + \alpha\left\|\mathbf{U}\right\|^2, \qquad (9)$$

где α является параметром регуляризации. Согласно [3] такой подход позволяет найти оценки составляющих вектора $\mathbf{U}$ с помощью решения системы линейных уравнений, однако обратная связь «по решению» теперь может быть названа обратной связью «по оценке».

Для получения системы уравнений, описывающих регуляризованные оценки $\left\{\hat{u}(k) = \Psi_k\right\}_\alpha$, применяется стандартная методика минимизации соответствующего функционала. Это позволяет сформулировать уравнение

$$\infty\Psi_k + \sum_{i=0}^{N+M-1}\gamma_{ki}\Psi_i = f_k,$$
$$k = 0,1,\ldots,N+M-1, \qquad (10)$$

где $f_k = \sum_{i=0}^{N+M-1} h_{ik} z_i$.

Анализ импульсной характеристики канала

Использование алгоритма ПЦПФО в процессе демодуляции сигналов при наличии многолучевого распространения делает возможным отказ от добавления префиксов и постфиксов в структуру OFDM-символов. Исключение этих элементов на этапе передачи позволяет существенно повысить спектральную эффективность системы передачи данных.

Одной из ключевых задач, сопровождающих процесс усовершенствования рассматриваемого алгоритма, является оценивание импульсной характеристики канала на стороне приема. Как показано в [3], данную задачу можно решать с использованием пилотных сигналов – специально подготовленных и заранее известных последовательностей, которые вставляются между передаваемыми OFDM-символами через определенные интервалы. Это дает возможность оценить отсчеты импульсной характеристики канала, опираясь на выражение (6), где вектор огибающей $\mathbf{U}$ уже известен, а элементы матрицы $\mathbf{H}$ подлежат определению.

Для нахождения решения применяется процедура минимизации регуляризованного функционала, приведенного в формуле (8). Это сводится к решению системы линейных алгебраических уравнений, в которой коэффициенты рассчитываются на основе заранее определенной огибающей OFDM-сигнала, соответствующей текущим условиям приема [4].

В условиях канала с памятью и быстрыми замираниями сигнала рекомендуется использовать структуру групповой передачи, при которой явное включение пилотных символов не требуется. Вместо этого каждый OFDM-символ включает в себя тестовую часть – испытательную комбинацию (ИК), параметры которой известны на приемной стороне, и рабочий пакет (РП), содержащий полезную информацию [3].

В результате поток OFDM-символов принимает структурный вид, отраженный на рис. 1.

Схема иллюстрирует два критически важных параметра: длину испытательной комбинации $L_{ИК}$ и размер рабочего пакета $L_{РП}$. Значение $L_{ИК}$ выбирается таким образом, чтобы временной интервал, в пределах которого наблюдается рассеяние сигнала при текущей скорости передачи, обеспечивал возможность корректной оценки всех необходимых отсчетов импульсной характеристики канала.

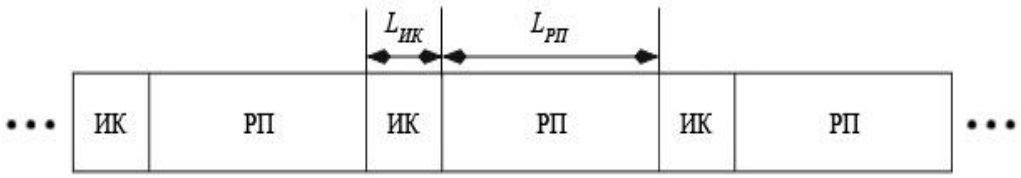


Рис. 1. Обновленная структура потока OFDM-символов

Что касается величины $L_{РП}$, ее определяют исходя из условия, при котором полученные оценки остаются актуальными на всем протяжении обработки соответствующего OFDM-символа. В противном случае существует риск того, что параметры импульсной характеристики устареют еще до завершения обработки, что, в свою очередь, может спровоцировать резкий рост вероятности битовой ошибки вплоть до значения 0,5.

Для обновленной структуры потока OFDM-символов предлагается разработанная модель системы, представленной на рис. 2.

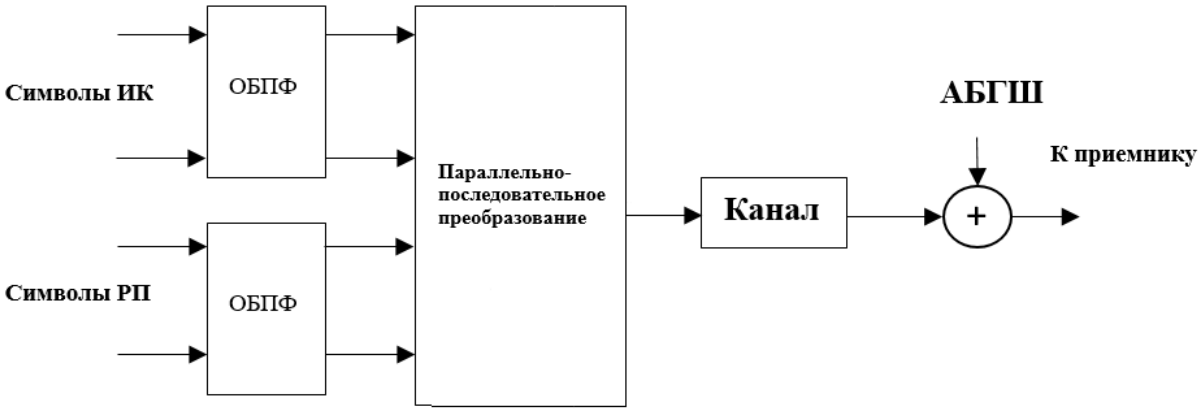


Рис. 2. Структурная схема системы

Анализ структурной схемы, представленной на рис. 2, отображает следующую последовательность обработки сигналов; обратное быстрое преобразование Фурье (ОБПФ) реализуется раздельно для двух типов входных данных, а именно для ИК и символов данных; после выполнения операции ОБПФ формируются комплексные отсчеты сигнала, которые поступают на вход блока параллельно-последовательного преобразования; данный блок осуществляет преобразование структуры сигнала, после чего обработанная последовательность направляется в канал передачи.

Результаты моделирования оценивания отсчетов огибающей

С целью оценки эффективности предложенного подхода была проведена серия численных экспериментов по демодуляции OFDM-сигналов с модуляцией 16-QAM. В рамках моделирования рассматривался канал связи с постоянными характеристиками и присутствием аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ).

Оценка отсчетов импульсной характеристики канала осуществлялась с использованием параметра регуляризации при значении 0,1. Вставка пилотных символов осуществлялась с периодичностью один пилот на 32 переданных OFDM-символа. Графическое представление результатов моделирования, демонстрирующее зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал–шум, приведено на рис. 3.

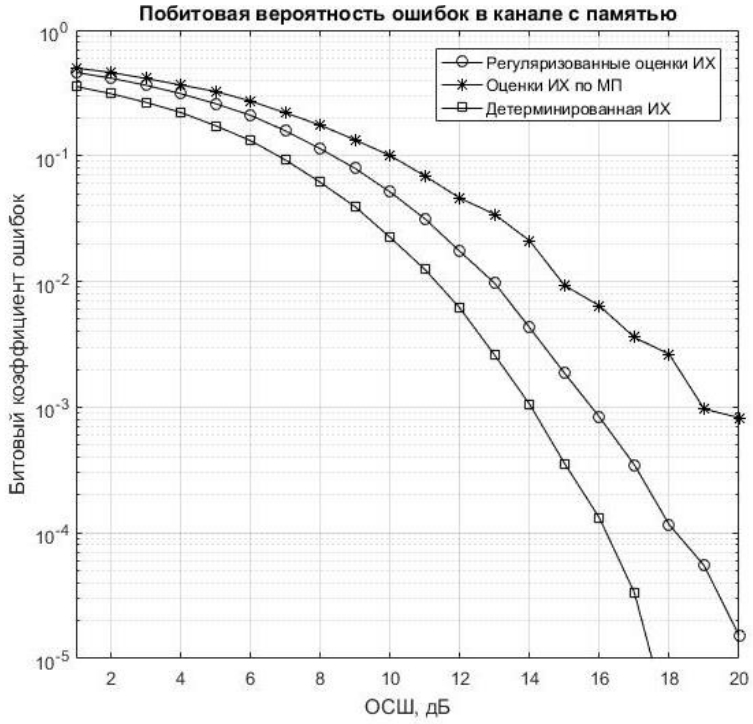


Рис. 3. Вероятность ошибок в канале с памятью

Анализ результатов, полученных в ходе моделирования, свидетельствует о том, что модифицированный алгоритм ПЦПФО, использующий QAM-модуляцию и улучшенную структуру OFDM-кадров, обеспечивает высокую степень устойчивости к помехам. При этом сохраняются достойные характеристики спектральной эффективности, что подтверждает целесообразность применения предложенного подхода в практических системах связи.

Заключение

Результаты, представленные в настоящей работе, показывают, что адаптация алгоритма ПЦППР с переходом от процедуры различения к оценочному методу при обработке OFDM-сигналов в каналах с памятью позволяет надежно восстанавливать отсчеты огибающей OFDM-символа. Такой подход демонстрирует работоспособность и потенциал применения в системах, функционирующих в условиях искажений, вызванных многолучевым распространением.

Список источников

1. *Карташевский В.Г., Мишин Д.В.* Прием кодированных сигналов в каналах с памятью. М.: Радио и связь, 2000. 272 с.

2. *Карташевский В.Г., Семенов Е.С., Слипенчук К.С., Филимонов А.А.* Система OFDM для канала с быстрыми замираниями // XX Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение». М., 2018. С. 122–125.

3. *Карташевский В.Г., Филимонов А.А., Семенов Е.С.* Прием сигналов OFDM в каналах с рассеянием при оценивании параметров канала // Радиотехника. 2016. № 2. С. 48–54.

4. *Дворников С.В., Пшеничников А.В., Манаенко С.С.* Статистические характеристики помехоустойчивых радиолиний с управлением частотным ресурсом // Информационные технологии. 2019. Т. 25, № 1. С. 35–40.

5. *Карташевский В.Г., Шатилов С.В.* Прием пакетов сигналов ФМ-4 в каналах с рассеянием // Радиотехника. 2011. Т. 65, № 7. С. 26–35.

References

1. *Kartashevsky, V.G., Mishin D.V.* Reception of encoded signals in memory channels. Moscow: Radio and Communications, 2000. 272 p.

2. *Kartashevsky V.G., Semenov E.S., Slipenchuk K.S., Filimonov A.A.* OFDM system for a channel with fast fading // In Proc. of the 20th International Conference «Digital Signal Processing and its Applications». Moscow, 2018. Pp. 122–125.

3. *Kartashevsky V.G., Filimonov A.A., Semenov E.S.* Reception of OFDM signals in channels with scattering when estimating channel parameters // Radio Engineering. 2016. No. 2. Pp. 48–54.

4. *Kartashevsky V.G., Shatilov S.V.* Reception of FM-4 signal packets in scattering channels // Radio Engineering. 2011. Vol. 65, No. 7. Pp. 26–35.

Информация об авторе

Е.С. Семенов, зав. кафедрой телекоммуникационных систем, к.т.н., доцент

Information about the author

E.S. Semenov, Head of the Department of Telecommunication System, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor

Статья поступила в редакцию 29.05.2025
Одобрена после рецензирования 04.06.2025
Принята к публикации 06.06.2025

The article was submitted 29.05.2025
Approved after reviewing 04.06.2025
Accepted for publication 06.06.2025

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 3. С. 21–30. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 3. Pp. 21–30. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396

Тенденции и факторы развития автоматизированных систем управления специального назначения

Илья Владимирович Владимиров
Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
i.v.vladimirov@sozvezdie.su

Аннотация. *Проведен анализ тенденций развития автоматизированных систем управления специального назначения по направлениям: архитектура, техническая основа, программно-информационная основа. Определены задачи совершенствования. Предложены направления развития с учетом внедрения существующих и разработки перспективных технологий обеспечения боевых действий.*

Ключевые слова: *автоматизированная система управления, архитектура, программное обеспечение, информационное обеспечение, технологии, искусственный интеллект.*

Trends and factors of development of automated special-purpose control systems

Ilya V. Vladimirov
Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
i.v.vladimirov@sozvezdie.su

Abstract. *The analysis of trends in the development of automated special-purpose control systems was carried out in the following areas: architecture, technical basis, software and information basis. Improvement objectives are defined. Development directions are proposed, taking into account the introduction of existing and development of promising technologies for ensuring hostilities.*

Keywords: *automated control system, architecture, software, information support, technology, artificial intelligence.*

Сегодня в современных войнах для эффективного управления войсками (силами) и оружием необходимы значительные объемы разнообразной информации, отражающей состояние и динамику развития обстановки на поле боя. Повышение уровня информационного обеспечения боевых действий в условиях относительного паритета в вооружениях сухопутных войск становится определяющим фактором достижения тактического превосходства над противником.

Новые формы и способы ведения боевых действий сегодня в значительной степени нацелены на достижение успеха за счет информационного превосходства над противником. Превосходство достигается своевременным пониманием складывающейся ситуации при подготовке и ведении боевых действий, более точным и полным уяснением своих преимуществ и пониманием недостатков противника, способностью использовать их в своих интересах в максимально возможной степени.

Широкое комплексное применение различных средств разведки, особенно беспилотных

© Владимиров И.В., 2025

летательных аппаратов, существенно повышает информированность должностных лиц (командиров). Опережение противника в добывании и своевременном использовании информации о противоборствующей стороне и условиях ведения боевых действий позволяет командирам сформировать ситуационную осведомленность о поле боя и принять рациональные, адекватные складывающейся реальной обстановке решения как по применению сил и средств, так и по нанесению ударов, маневрированию и, в целом, по управлению войсками (силами).

Информационное превосходство – это действия в противоборстве сторон на опережение: в разведке (добывании информации о противнике), в принятии решений на более предпочтительный (превосходящий над противником) вариант применения своих сил и средств, в нанесении удара, в маневре, то есть во всем том, что способствует повышению оперативности и, в целом, эффективности управления войсками (силами) и оружием.

Таким образом, эффективный современный бой – это, в первую очередь, информационная обеспеченность и управляемость войсками (силами), надежность и устойчивость связи. В совокупности решение этих задач реализуется комплексной автоматизацией управления.

Целью статьи является анализ тенденций развития автоматизированных систем управления (АСУ) и факторов, определяющих направления их развития с учетом внедрения существующих и разработки перспективных технологий обеспечения боевых действий.

Методология совершенствования АСУ специального назначения на каждом этапе эволюционного развития включает три взаимоувязанных направления: совершенствование архитектуры системы, технической основы системы, программно-информационной основы системы.

1. ***Совершенствование архитектуры системы.*** Архитектура АСУ как принципиальная организация системы, воплощенная в ее элементах, их взаимоотношениях друг с другом и со средой, а также принципы, направляющие ее проектирование и развитие, совершенствуются на всем периоде жизненного цикла в соответствии с результатами практического внедрения системы и степенью освоения современных инфокоммуникационных технологий.

В основу представления архитектуры АСУ [1] положены модели автоматизированного управления *платформоцентрического*, *сетецентрического*, *информационно-центрического* и *знание-центрического* типов, определяющие общие правила взаимоотношений между компонентами (элементами) системы при решении задач получения, хранения, обработки, преобразования и представления информации о состоянии поля боя, включая информацию по противнику, по своим войскам, местности, обстановке на поле боя.

Внедрение телекоммуникационных технологий, позволяющих интегрировать разнородные каналы связи в единую сеть связи, обеспечивать динамическую маршрутизацию информации с контролем состояния и качества каналов связи с учетом дальностей связи и доступной скорости передачи информации, а также масштабируемость сети связи в зависимости от складывающихся условий, характерно для модели так называемого сетецентрического типа. В такой модели обмен информацией между органами управления (командирами) осуществляется либо «по запросу» (по требованию), либо регламентно (по представлению).

В практической реализации, когда на поле боя применяются средства связи и автоматизации различных технологических поколений, такая модель имеет существенные ограничения, вызванные необходимостью поддерживать принятые алгоритмы организации управления войсками (определенные уставами, наставлениями, правилами работы должностных лиц на пунктах управления) с учетом технических возможностей (устойчивость, надежность, оперативность и скрытность) организации информационного обмена.

Опыт вооруженных конфликтов последних лет показывает [2, 3] необходимость минимизации влияния данных ограничений путем совершенствования архитектуры АСУ в направлении создания инфраструктурных элементов, позволяющих осуществлять непрерывный доступ потребителя к требуемой информации о состоянии поля боя. Это определяет направление развития существующей модели сетецентрического типа до модели информационно-центрического типа [1].

Основное отличие модели информационно-центрического типа заключается в реализации при бесшовном взаимодействии органов управления (командиров) возможностей информационного обеспечения боевых действий с многопользовательским доступом к информации. Реализация такой архитектуры должна позволить органу управления (командиру) осуществить непрерывный доступ к информации о состоянии поля боя при наличии потребности в ней.

Решение этой задачи требует разработки и внедрения совокупности новых технологий обеспечения боевых действий:

– информационного обеспечения состояния поля боя, позволяющего обеспечить автоматическую идентификацию объектов войск противника, автоматическую оценку положения и действий своих войск, автоматическое получение актуальных данных геопространственной информации, автоматическое обновление информации о местности;

– информационного обеспечения условий ведения боя, позволяющего обеспечить автоматическое представление хода выполнения задачи, положения своих войск и войск противника; автоматические расчеты и представление доступных маршрутов перемещений сил и средств; динамическое представление информации по связи, по разграничениям зон действия артиллерии, пролета авиации, РЭБ; обобщение и динамическое представление информации об изменении состояния своих войск и наличии ресурсов;

– информационного обеспечения принятия решений, позволяющего обеспечить автоматическую поддержку принятия решений при планировании действий и при управлении действиями с автоматическим представлением органу управления (командиру) информации об изменении состояния войск противника, своих войск, наличии ресурсов;

– технического обеспечения управления боем, позволяющего обеспечить автоматическую «бесшовную» передачу информации, автоматизированную реконфигурацию системы связи и управления под решаемые тактические задачи.

Следует отметить, что эффект от создания и внедрения этих технологий будет зависеть от достигнутого уровня развития системы связи: возможностей по интеграции разнородных типов (видов) связи, адаптивного предоставления услуг связи (речь, данные, видео), достижения характеристик устойчивости, надежности, оперативности и скрытности.

Основным направлением развития архитектуры АСУ специального назначения в ближайшей перспективе должно стать создание и внедрение таких новых технологий информационного обеспечения боевых действий, которые обеспечат переход от сетецентрической модели автоматизированного управления к информационно-центрической.

2. ***Совершенствование технической основы системы.*** Традиционно [1] при создании АСУ специального назначения основные усилия сосредотачиваются на разработке и внедрении номенклатуры средств автоматизированного управления с применением существующих на момент разработки системы средств подвижности, средств связи, средств телекоммуникаций, средств автоматизации.

В результате при достаточно широкой номенклатуре технических средств автоматизированного управления, применяемых на всех уровнях управления в различных вариантах исполнения: мобильные (на транспортной базе в защищенном исполнении), переносные, носимые, стационарные, – вопрос унификации по номенклатуре средств связи, средств автоматизации, программного и информационного обеспечения общего назначения остается актуальным.

При имеющихся вариантах исполнения технических средств их комплексное применение в различных системах автоматизированного управления, разведки, поражения требует учета ряда системных особенностей, влияющих на практический результат их применения по целевому назначению:

– наличие автоматизированных средств разведки (войсковой, радиоэлектронной, радиотехнической и др.), являющихся первичными источниками информации о противнике на всех уровнях управления и имеющих возможность информационно-технического сопряжения со средствами связи и управления;

– возможность интеграции разнотипных средств разведки, связи и управления различных технологических поколений (в том числе изделий гражданского назначения) в единую систему для организации непрерывного и оперативного

обмена данными в интересах решения целевых задач управления;

– достигнутый уровень устойчивости (живучести, помехоустойчивости и надежности) системы связи, построенной на средствах связи разных поколений, имеющих различные характеристики противодействия противнику.

Учет этих особенностей определяет не только выбор применяемых средств автоматизированного управления и способов обеспечения их интеграции в систему управления воинским формированием, но и дальнейшие целевые задачи совершенствования технической основы в интересах развития АСУ специального назначения в целом:

– обеспечить возможность автоматизированного (в перспективе автоматического) ввода первичной информации о поле боя;

– повысить скрытность и живучесть средств автоматизированного управления, внедряя модульный принцип построения комплексов управления и связи;

– повысить непрерывность и оперативность информационного обмена, совершенствуя средства вторичных сетей связи в целях обеспечения бесшовного взаимодействия различных средств автоматизированного управления и комплексов связи;

– повысить помехозащищенность системы связи, совершенствуя радиосвязь, повышая показатели помехозащищенности средств радиосвязи и улучшая пространственные характеристики системы связи в целом.

Следует отметить, что применение современных помехозащищенных средств радиосвязи и создание на их основе сетей связи для всех уровней управления тактическим воинским формированием, ведущим маневренные боевые действия, является необходимым условием непрерывного предоставления органам управления (командирам) информации как на командных пунктах управления, так и в движении в любых условиях ведения боя.

Основным направлением развития технической основы АСУ специального назначения в ближайшей перспективе должно стать совершенствование средств автоматизированного управления с внедрением комплексов средств связи нового технологического поколения с улучшенными характеристиками помехозащищенности, автоматической маршрутизацией и коммутацией.

3. ***Совершенствование программно-информационной основы системы.*** Программно-информационная основа определяет функциональные возможности АСУ и традиционно [1] реализуется в виде комплекса специальных программных и информационных изделий, используемых должностными лицами для решения, в основном, информационно-расчетных задач. Она строится по модульному принципу, выделяя общие, общесистемные и специальные компоненты.

Целью автоматизации в системе управления является комплексная автоматизация всех процессов управления воинским формированием от получения задачи до управления боем. Суть комплексности состоит в обеспечении программным и информационным обеспечением полноты, актуальности и достоверности информации о состоянии поля боя при ее непрерывном обновлении, хранении, преобразовании и представлении в виде решений командира. Первоочередная задача – это автоматическая визуализация состояния поля боя в динамике изменения его состояния, в том числе отражение актуальных и достоверных на момент принятия командиром решений данных, представляемых в текстовом, графическом, текстографическом видах.

Визуализация различных данных обстановки, особенно визуализация ее изменений на цифровых картах местности, должна позволить командиру повысить качество восприятия и оценки обстановки при принятии решений, при осуществлении планирования и управления действиями, координации, контроле результатов применения различных средств поражения объектов и живой силы противника.

В перспективе в реальном масштабе времени должно быть обеспечено комплексное представление разнородной информации, привязанной к пространству и времени, что может существенно повысить степень адекватности восприятия географической и оперативно-тактической информации должностными лицами органов управления и операторами огневых (ударных) комплексов и систем, повысить оперативность выработки решений и их качество с одновременным снижением нагрузки на лиц командно-управленческого состава за счет освобождения их от рутинной, нетворческой работы.

Для решения задач комплексной автоматизации необходимо пересмотреть подходы к организации программного и информационного видов обеспечения. Необходимо внедрять новые технологические решения, позволяющие обеспечить независимость применяемых программных и информационных изделий от номенклатуры первичных исходных данных (структура системы управления, оргштатные структуры органов управления и т.д.), вводимых в систему и являющихся необходимым условием ее функционирования.

Комплексная автоматизация должна обеспечить гибкость и адаптируемость программных и информационных изделий и способствовать устранению недостатков, присущих существующим АСУ специального назначения, позволив:

– внедрять новые алгоритмы боевого управления, адаптирующиеся к оперативно-тактической обстановке (к характеру действий противника, изменению обстановки и т.п.);

– расширять номенклатуру применяемых цифровых карт местности, обеспечив их соответствие реальной обстановке по местности;

– повышать обоснованность принимаемых решений на различных этапах боевых действий за счет внедрения методов автоматического («бесчеловечного») выполнения комплекса информационно-справочных и информационно расчетных задач, а также задач моделирования, оценивания и прогнозирования боевых возможностей управляемых воинских формирований.

В перспективе комплексная автоматизация, реализованная на практике для оперативного управления применением группировок войск (сил), управления войсками (силами) и средствами при подготовке и ведении боевых действий, достижения превосходства в скорости и качестве подготовки и принятия управленческих решений, должна обеспечить:

– соответствие облика программно-информационной основы АСУ специального назначения решаемым задачам управления, адекватным для требуемого уровня управления;

– единство форм и методов представления данных;

– стандартизацию и унификацию процедур взаимодействия средств различного (разведка, управление, поражение) функционального назначения.

Развитие АСУ специального назначения – это практические мероприятия по дальнейшему совершенствованию характеристик автоматизированных средств управления (стационарных, мобильных, переносных, носимых) с внедрением современных средств связи и телекоммуникаций, программных и информационных изделий, разработанных с учетом опыта практического применения, а также мероприятия по формированию комплексов средств автоматизации (стационарных, мобильных) пунктов управления на новых системотехнических решениях, соответствующих принципам применения воинских формирований и сформированных опытом внедрения.

Основные усилия целесообразно направить на расширение взаимосвязей между средствами управления, повышение «бесшовности» их взаимодействия, в том числе с внешними системами (комплексами).

Например, ключевыми элементами системы управления, требующими особого внимания при комплексной автоматизации в тактическом звене, являются:

– органы управления подразделений, непосредственно ведущие боевые действия, максимально осведомленные об оперативной обстановке на поле боя;

– органы управления соединений (частей, подразделений), осуществляющие непосредственное управление (планирование и координацию) подразделениями (военнослужащими) и их материально-техническое обеспечение.

Сегодня основной целью автоматизации управления в подразделении является информационная поддержка решаемых органами управления (командирами) функциональных задач при осуществлении ими:

– сбора и оценки сведений об обстановке (с учетом прогноза ее развития), о состоянии, положении и характере действий подчиненных подразделений (в том числе приданных) и противника;

– подготовки и проведения тактических расчетов для принятия решений при планировании боя и для их выполнения в ходе боя.

Технической основой автоматизации управления в подразделении являются переносные средства автоматизированного управления, а

также терминалы доступа: портативные (типа «смартфон») и персональные (типа «планшет»). За счет объединения и интеграции в рамках АСУ подразделения средств управления, артиллерийских средств (комплексов) поражения, средств управления поражением армейской и фронтовой авиации, средств разведки (индивидуальных и видовых), робототехнических комплексов, различных комплексов вооружения БТВТ, робототехнических комплексов (в том числе БЛА различных типов) прогнозируется повышение боевой эффективности подразделения как самостоятельной боевой единицы на поле боя. При этом на первое место выходят задачи обеспечения:

– командиров информацией по своим войскам и по противнику, которая позволит решать задачи управления маневром, управления поражением с высокой актуальностью и достоверностью данных по полю боя;

– военнослужащего (солдата) средствами повышения его боевых возможностей при ведении боя в части оперативного получения информации о противнике, соответствующей складывающейся обстановке и имеющемуся (и требуемому) материально-техническому ресурсу), для своевременного его поражения.

Для этого в условиях ограниченного количества автоматизированных средств управления, разведки и поражения необходимо внедрение «простых» в эксплуатации и имеющих модернизационный потенциал средств автоматизированного управления, в первую очередь, позволяющих осуществить ввод первичной информации о поле боя, получить цели, обстановку и задачи, осуществить обмен оперативной информацией, пусть и в неформализованном виде, что является существенным результатом для развития автоматизации в подразделении.

Сегодня [4] эта задача решается внедрением средств межвидовой системы информационного обеспечения. Ввод в АСУ специального назначения информации о противнике (такой как объекты и положение войск и средств), полученной неавтоматизированными средствами, массово применяемыми в войсках (такими как беспилотные летательные аппараты, оптические средства разведки), позволяет осуществить оперативное получение органами управления (командирами) информации по противнику для принятия решения на поражение.

Насыщение войск такими средствами, в которых реализована возможность их настройки «под задачу», позволит командирам организовывать требуемые контуры управления огневым поражением не только на этапе планирования действий, но и в ходе боя, исходя из наличия (доступности) на момент принятия решений средств поражения и выделенного (имеющегося) ресурса. При этом реализованная возможность ввода в систему информации о местоположении и состоянии своих войск (подчиненных подразделений, средств поражения), а также о состоянии боеготовности (ВВТ, материальных средств) позволит обеспечить ситуационную осведомленность командиров о состоянии и положении своих войск.

Развитие комплексов средств автоматизации (КСА) пунктов управления соединения (части, подразделения) – это создание взаимоувязанной по целям и задачам совокупности программно-технических средств, обеспечивающих должностным лицам и их функциональным группам автоматизированное управление частями (подразделениями).

Основной задачей совершенствования является унификация программно-технических средств, основная цель которой – создание модульных, взаимозаменяемых, автоматически перенастраиваемых под функциональные структуры управления средств автоматизированного управления. При этом обеспечение скрытности, функциональной устойчивости управления (включая надежность, живучесть и помехозащищенность средств управления) является ключевым требованием развития [5]. Информационное обеспечение состояния поля боя, условий ведения боя, принятия решений, а также техническое обеспечение управления боем являются минимальными функциональными возможностями для обеспечения управления в современных условиях.

Применяемые в настоящее время в КСА технологические решения позволяют автоматизировать процессы управления на пункте управления по родовому (видовому) стволу. Отдельные направления, например, такие как использование возможностей получения, хранения, обработки, преобразования, представления информации, применение технологий искусственного интеллекта, моделирования, а также расширение функциональных возможностей систем под-

держки принятия решений, требуют дальнейшего развития.

При увеличении объемов информации о состоянии поля боя для повышения оперативности управления и сокращения времени принятия решений требуются новые технологические решения (технологии) по обеспечению обмена информацией, по ее получению, хранению, обработке, преобразованию и представлению. Необходимо расширение функциональных возможностей программного и информационного обеспечения при максимальном переходе от решения задач управления функциональными группами различных родов и видов войск к автоматическому режиму решения задач с автоматизированным принятием решений. При этом минимизация действий операторов должна стать приоритетом в дальнейшем совершенствовании программного обеспечения.

В условиях роста общей динамики боевых действий на первое место выходит проблема повышения качества и оперативности вырабатываемых органами военного управления решений в динамично изменяющейся обстановке. При этом информация, необходимая для принятия таких решений и собираемая из разнотипных источников, при обобщении на пунктах управления имеет не только значительный объем, но и разнородна по виду и типам источников, задачам формирования (добывания) и формам представления.

Сегодня основная часть работы по ее обобщению и объединению в комплексное представление тактической обстановки в динамике выполнения боевых задач органами управления соединением, частями и подразделениями проводится оперативным составом пунктов управления в ходе логико-аналитической деятельности. Реализованные сегодня возможности по организации системы поддержки принятия решений (СППР) функционально ограничены программными изделиями, обеспечивающими автоматизированное формирование документов плана общевойскового боя, включая планирование применения артиллерии общевойскового соединения. Формирование в СППР решения командира соединения на бой как документа происходит автоматизированно, а формирование документов – автоматически. Выбор варианта структуры модели боя, включая выбор варианта вероятностного характера действий противника и своих войск, определяется должностным лицом самостоятельно в соответствии с уровнем его оперативной (тактической) подготовки.

Существующие ограничения в реализованных технологиях принятия решений вызваны низким уровнем обеспеченности должностных лиц, принимающих решения, информацией о состоянии поля боя в связи с ограничениями количества и качества исходной информации, циркулирующей в системе, ввиду недостаточности количества источников первичной информации о состоянии войск противника и своих войск.

В условиях внедрения «простых» в эксплуатации средств автоматизированного управления типа «смартфон», «планшет», в первую очередь, позволяющих осуществить ввод первичной информации о поле боя, получить цели, обстановку и задачи, осуществить обмен оперативной информацией, пусть и в неформализованном виде, развитие существующих систем поддержки принятия решений приобретает практическую актуальность.

Тенденции и факторы развития

Сегодня в развитии существующих АСУ специального назначения особую роль приобретает программное обеспечение, автоматизирующее практически все виды информационной и расчетной деятельности оперативного состава пунктов управления соединения, части, подразделений для всех родов войск и служб.

Количество формализованной информации, априори имеющей возможность практического применения при решении различных задач управления, существенно увеличилось, а с увеличением длительности эксплуатации оно имеет тенденцию роста.

Основным недостатком автоматизированного управления в настоящее время является слабая формализация существенной доли исходной информации о реальном состоянии поля боя и жесткие временные ограничения, накладываемые на принятие решений, особенно в условиях неопределенности.

Поэтому применение традиционных технологий поиска рациональных решений становится менее эффективным по временным параметрам из-за большого объема разнородной информа-

ции, не структурированной по виду и типу источников.

Возрастающие требования к сокращению временных характеристик планирования применения воинских формирований, изменение форм и развитие способов действий противоборствующих сторон, повышение технической оснащенности в средствах управления, разведки и поражения сил противника требуют применения новых методов, средств, технологий автоматизированного управления воинскими формированиями.

Наличие и существенное увеличение объема формализованной и неформализованной информации, вызванное широким внедрением средств межвидовой системы информационного обмена, в ближайшем будущем может создать предпосылки для внедрения технологий искусственного интеллекта, прежде всего в направлениях:

– получения, комплексной обработки и многоаспектного представления разнородной информации о тактической обстановке при ведении действий;

– своевременного обеспечения данными о противнике для каждого уровня управления;

– опознавания объектов войск;

– интеллектуальной поддержки принятия решений;

– рационального планирования и применения средств поражения;

– логистических действий по снабжению всеми видами материально-технического обеспечения.

Внедрение технологий искусственного интеллекта, направленных на обработку и анализ больших данных, аккумулируемых на командных пунктах воинских формирований, может позволить осуществить в реальном масштабе времени обработку данных специальной и радиоэлектронной разведки, средств артиллерийской разведки, беспилотных летательных аппаратов, средств разведки мотострелковых батальонов и полков, а также данных, получаемых с линейных объектов, робототехнических комплексов.

С учетом развития цифровизации управления боевыми платформами появится потенциал применения технологий искусственного интеллекта в их бортовых информационно-управляющих системах, а также применения при управлении группой однородных/разнородных автономных средств, в том числе робототехнических комплексов.

Применение и внедрение технологий искусственного интеллекта со всей совокупностью технологий информационного обеспечения боевых действий на всех уровнях управления (до отдельного элемента боевого порядка) в будущем создаст предпосылки к внедрению методов моделирования действий воинских формирований и оценке результатов выполнения ими боевых задач с когнитивной (интеллектуальной) выработкой решений.

Следует признать, что сегодня существуют ограничения на широкое внедрение технологий искусственного интеллекта, вызванные, в первую очередь, отсутствием инфраструктурных решений, позволяющих осуществлять оперативный сбор, хранение, обработку, преобразование, представление слабо формализованной информации о состоянии поля боя и условиях ведения боя. Отсутствие специализированных серверов данных с реализованными технологиями комплексной обработки, хранения, преобразования информации на пунктах управления воинских формирований снижает эффективность информационного обеспечения командиров (органов управления) и увеличивает риски принятия ими несвоевременных и не соответствующих сложившейся оперативно-тактической обстановке решений по боевому применению войск и оружия.

Одновременно с этим, создание системы хранения разнородной разведывательной информации на базе технологий комплексной обработки и преобразования данных (больших данных), развернутой на пунктах управления воинских формирований, позволит обеспечить полноту информации и значительно расширить формы ее представления для должностных лиц, принимающих решения.

Разработка и внедрение таких технологий, реализованных в серверах данных, являющихся на пунктах управления воинских формирований базовыми элементами инфраструктуры единого информационного пространства, позволят решить многолетнюю задачу обеспечения информационной и программной совместимостей, построить взаимоувязанную по целям и задачам

систему хранения, обработки, преобразования и представления разнородной разведывательной информации различного уровня формализации с возможностью последовательного расширения решаемых функциональных задач и внедрения технологий искусственного интеллекта при обработке и преобразовании данных.

Необходимость этого подтверждается результатами анализа опыта ведения локальных войн и вооруженных конфликтов последних лет [2, 3, 4, 6]. Неадекватная оценка состояния оперативно-тактической обстановки и некорректный прогноз ее развития в зоне (районе) ответственности частей и подразделений может иметь самые неблагоприятные последствия для выполнения поставленных боевых задач, особенно при широком применении на всех уровнях беспилотных летательных аппаратов различных типов (разведывательных, разведывательно-ударных, ударных, FPV дронов, дронов-камикадзе) для борьбы с живой силой и военной техникой противника, огневого поражения важных объектов инфраструктуры.

Создание инфраструктуры единого информационного пространства как взаимосвязанной иерархической распределенной системы серверов данных, позволяющей интегрировать разные виды информации, формирующей обобщенную картину оперативно-тактической обстановки на поле боя, в том числе воздушной обстановки в части беспилотных летательных аппаратов своих войск и войск противника, единую для всех пользователей (должностных лиц), позволит повысить эффективность информационного обеспечения органов и пунктов управления войсками и оружием и обеспечить подготовку и принятие ими своевременных (опережающих), обоснованных и адекватных сложившейся оперативной-тактической обстановке решений по совместному применению географически рассредоточенных сил и средств, в том числе по огневому поражению, в нужном месте, в соответствующее время и с требуемым боевым эффектом, а также значительно снизить риски непредсказуемых (внезапных) действий противника и обеспечить противодействие беспилотным летательным аппаратам.

Кроме этого, для максимально эффективной реализации технологий искусственного интеллекта необходимо обеспечить формализованное представление знаний по рассматриваемой предметной области «Управление войсками и оружием». Необходимо, чтобы вид действий, подлежащий анализу, планированию, динамическому перепланированию, был полностью описан в виде совокупности существенных действий и параметров, влияющих на них, а оценка проводилась с использованием полной группы показателей эффективности.

Для этого необходимо создать модели действий воинских формирований, разработать систему описаний вариантов действий воинских формирований в соответствии с моделью, осуществить формализацию критериев и показателей оценки эффективности действий воинских формирований при выполнении боевых задач, создать инфраструктуру формирования обучающих наборов исходных данных, включая создание средств математического моделирования, средств сбора и обработки статистических данных.

Исходя из приведенных тенденций и факторов развития, можно сделать вывод о том, что для рационального внедрения технологий искусственного интеллекта в интересах развития автоматизированной системы управления тактического звена необходимо создание инфраструктуры хранения, обработки, преобразования и представления разнородной информации и развитие методов описания (представления) принятия решений по видам действий с созданием инфраструктуры формирования обучающих наборов исходных данных, включая создание средств математического моделирования, сбора и обработки статистических данных.

Подводя итог, следует отметить, что к основным направлениями развития АСУ специального назначения на ближайшую перспективу можно отнести:

– создание и внедрение новых технологий информационного обеспечения боевых действий;

– совершенствование средств автоматизированного управления с внедрением комплексов средств связи нового поколения;

– комплексную автоматизацию управления войсками и оружием на новых технологических решениях, позволяющих обеспечить независимость применяемых программных и информационных изделий от номенклатуры первичных исходных данных и устраняющих недостатки существующей АСУ;

– создание систем поддержки принятия решений нового поколения, реализующих комплексную обработку и многоаспектное представление разнородной информации о тактической обстановке с интеллектуальной поддержкой принятия решений на основе методов искусственного интеллекта;

– создание инфраструктуры единого информационного пространства как взаимоувязанной по целям и задачам совокупности пространственно-распределенных серверов данных, позволяющей осуществлять оперативный сбор, хранение, обработку, преобразование, представление слабо формализованной информации о состоянии поля боя, условиях ведения боя и интегрировать различные виды информации.

Список источников

1. *Владимиров И.В.* Автоматизированные системы управления и связи. Состояние и перспективы развития // Теория и техника радиосвязи. 2018. № 2. С. 20–27.

2. *Макарчук И.Л., Троценко К.А.* Характер операций современных армий. Мультиразумные сетевые военные системы и тактика их действий // Военная мысль. 2022. № 11. С. 13–31.

3. *Макарчук И.Л., Троценко К.А.* Характер операций современных армий – назревшие изменения // Военная мысль. 2022. № 12. С. 12–26.

4. *Макарчук И.Л., Астахов С.А., Залесный М.Г.* Организация огневого поражения противника с применением средств межвидовой системы информационного обмена // Военная мысль. 2024. № 10. С. 82–90.

5. *Дудко С.М., Морару А.А., Смелов А.Е.* К вопросам живучести пунктов управления общевойсковых формирований тактического звена // Военная мысль. 2023. № 10. С. 60–68.

6. *Иванов В.Г., Баширов С.Ю., Лукьянчик В.Н.* Обоснования понятия «тактика войск связи», ее структуры, содержания и направления развития с учетом опыта специальной военной операции // Военная мысль. 2024. № 2. С. 31–46.

References

1. *Vladimirov I.V.* Automated control and communication systems. State-and-development prospects // Theory and Technique of Radio Communication. 2018. No. 2. Pp. 20–27.

2. *Makarchuk I.L., Trotsenko K.A.* The nature of operations of modern armies. Multi-intelligent network military systems and tactics of their actions // Military Thought. 2022. No. 11. Pp. 13–31.

3. *Makarchuk I.L., Trotsenko K.A.* The nature of modern armies' operations – the need for changes // Military Thought. 2022. No. 12. Pp. 12–26.

4. *Makarchuk I.L., Astakhov S.A., Zalesny M.G.* The organization of fire damage of the enemy with the use of means of inter-species system of information exchange // Military Thought. 2024. No 10. Pp. 82–90.

5. *Dudko S.M., Moraru A.A., Smelov A.E.* To the issues of survivability of control points of combined arms formations of the tactical link // Military Thought. 2023. No. 10. Pp. 60–68.

6. *Ivanov V.G., Bashirov S.Yu., Lukyanchik V.N.* Substantiation of the concept of «tactics of troops communication», its structure, content and direction of development, taking into account the experience of a special military operation // Military Thought. 2024. No. 2. Pp. 31–46.

Информация об авторе

И.В. Владимиров, к.т.н., доцент, директор НТЦ

Information about the author

I.V. Vladimirov, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor, Director of Scientific and Technical Centre

Статья поступила в редакцию 26.06.2025
Одобрена после рецензирования 01.07.2025
Принята к публикации 04.07.2025

The article was submitted 26.06.2025
Approved after reviewing 01.07.2025
Accepted for publication 04.07.2025

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 3. С. 31–37. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 3. Pp. 31–37. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.375.026

Максимальная направленность кольцевой антенной решетки с неизотропными элементами

Лариса Ивановна Аверина[1], Александр Юрьевич Лафицкий[2]
Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[1]averina@phys.vsu.ru, [2]unexepected@yandex.ru

Аннотация. *Выведены аналитические выражения для расчета максимальной направленности кольцевой антенной решетки с неизотропными излучателями и весовых коэффициентов, обеспечивающих эту направленность. Представлены результаты исследования влияния ширины диаграммы направленности по азимуту и углу места отдельного излучателя антенны на коэффициент направленности решетки, ширину ее диаграммы направленности, уровень боковых лепестков и коэффициент увеличения отношения сигнал–шум.*

Ключевые слова: *кольцевая антенная решетка, коэффициент направленного действия, диаграмма направленности.*

Maximum directivity of a circular antenna array with non-isotropic elements

Larisa I. Averina[1], Alexander Yu. Lafitsky[2]
Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[1]averina@phys.vsu.ru, [2]unexepected@yandex.ru

Abstract. *Analytical expressions for calculating the maximum directivity of a circular antenna array with non-isotropic elements and weighting factors that ensure this directivity are derived. The results of the study of the influence of the azimuth and elevation beam width of a one antenna element on the array directivity factor, the width of its beam, the level of side lobes and the signal-to-noise ratio increase factor are presented.*

Keywords: *circular antenna array, directivity, beam pattern.*

Как известно, помехоустойчивость системы связи в значительной степени зависит от диаграммы направленности (ДН) антенной системы. В известном смысле оптимальной системой является излучающая система с диаграммой, обладающей максимальным коэффициентом направленного действия (КНД) в выделенном направлении.

В современных системах радиосвязи широкое распространение получили кольцевые цифровые антенные решетки (АР). Такие устройства, расположенные перпендикулярно линии отвеса, обеспечивают круговое сканирование по азимуту и частичное – по углу места без механического движения, что является полезным свойством при работе в сети с радиальной структурой. Задача нахождения предельной направленности кольцевой АР с изотропными излучателями решена в работе [1]. Однако используемые на практике излучатели являются направленными как в меридиональной, так и в азимутальной плоскости. Также следует отметить, что, несмотря на важность КНД, он не является единственным и основным параметром решетки, влияющим на помехоустойчивость системы. Поэтому в настоящей работе ставилась задача выведения аналитических выражений для расчета максимальной направленности кольцевой антенной решетки с неизотропными излучателями и весовых коэффициентов, обеспечивающих эту направленность, а также проводилось исследование влияния ширины ДН отдельного излучателя по азимуту и углу места на различные параметры ДН решетки с максимальным КНД.

Предельный КНД кольцевой антенной решетки с неизотропными излучателями

Пусть задана кольцевая АР радиуса R с N направленными излучателями, расположенная в плоскости XOY с центром в начале координат. Излучатели направлены по радиусу решетки и имеют идентичные диаграммы. ДН такой решетки можно записать в виде

© Аверина Л.И., Лафицкий А.Ю., 2025

$$B(\theta,\varphi)=\sum_{m=0}^{N-1} w_m F\left(\theta,\varphi-\frac{2\pi}{N}m\right)\exp\left\{jkR\sin\theta\cos\left(\varphi-\frac{2\pi}{N}m\right)\right\},$$

где w_m – весовой коэффициент; $F(\theta, \varphi)$ – ДН излучателя; k – волновое число; θ – угол места, отсчитываемый от оси Z; φ – азимутальный угол, отсчитываемый от оси X. Пусть диаграмма элемента $F(\theta, \varphi)$ может быть представлена в виде произведения $F(\theta, \varphi) = \Phi(\varphi)T(\theta)$, где $\Phi(\varphi)$ и $T(\theta)$ – диаграмма в азимутальной и меридиональной плоскости соответственно.

ДН в азимутальной плоскости является периодической функцией с периодом 2π, поэтому может быть разложена в ряд Фурье:

$$\Phi(\varphi)=\sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{jk\varphi},$$

$$c_k=\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\Phi(\varphi)e^{-jk\varphi}d\varphi. \qquad (1)$$

Используя известное соотношение [2]

$$\exp\{jz\cos\varphi\}=\sum_{n=-\infty}^{\infty} j^n e^{jn\varphi}J_n(z),$$

а также (1), получаем разложение для ДН

$$B(\theta,\varphi)=\sum_{m=0}^{N-1} w_m T(\theta)\sum_{l=-\infty}^{\infty} c_l e^{jl\left(\varphi-\frac{2\pi}{N}m\right)}\sum_{n=-\infty}^{\infty} j^n e^{jn\left(\varphi-\frac{2\pi m}{N}\right)}J_n\left(kR\sin\theta\right)=$$

$$=\sum_{l=-\infty}^{\infty} c_l e^{jl\varphi}\sum_{n=-\infty}^{\infty} W_{l+n}e^{jn\varphi}j^n J_n\left(kR\sin\theta\right)T(\theta), \qquad (2)$$

где введено обозначение

$$W_{l+n}=\sum_{m=0}^{N-1} w_m e^{-j(l+n)\frac{2\pi}{N}m}.$$

Рассмотрим сумму по n во второй строке (2). Введем обозначение

$$\alpha_n=e^{jn\varphi}j^n J_n\left(kR\sin\theta\right)T(\theta).$$

Учитывая свойства W_{l+n}

$$W_{l+n+mN}=W_{l+n},$$

$$W_{-kN-l-n}=W_{N-n-l},$$

$$k=0,1,2...;\ n=0,1,...N-1,$$

получим

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} W_{l+n}\alpha_n=\sum_{n=0}^{N-1} W_{l+n}\sum_{m=-\infty}^{\infty}\alpha_{n+mN}=\sum_{n=0}^{N-1} W_{l+n}\gamma_n,$$

где для краткости введено обозначение

$$\gamma_n=\sum_{m=-\infty}^{\infty}\alpha_{n+mN}.$$

Используя введенные обозначения, преобразуем далее (2):

$$B(\theta,\varphi)=\sum_{n=0}^{N-1}\gamma_n\sum_{l=-\infty}^{\infty}c_l e^{jl\varphi}W_{l+n}=\sum_{n=0}^{N-1}\gamma_n\sum_{l=0}^{N-1}W_{l+n}\sum_{k=-\infty}^{\infty}c_{l+kN}e^{j(l+kN)\varphi}=\sum_{n=0}^{N-1}\sum_{l=0}^{N-1}\gamma_n W_{l+n}C_l, \tag{3}$$

где введено обозначение

$$C_l=\sum_{k=-\infty}^{\infty}c_{l+kN}e^{j(l+kN)\varphi}.$$

С учетом того, что $C_{-l}=C_{N-l}$, (3) можно преобразовать как

$$B(\theta,\varphi)=\sum_{n=0}^{N-1}W_n\sum_{k=0}^{N-1}\gamma_k C_{n-k}=\sum_{n=0}^{N-1}W_n B_n, \tag{4}$$

где

$$B_n=\sum_{k=0}^{N-1}\gamma_k C_{n-k}.$$

Выражение (4) в развернутом виде запишется следующим образом:

$$B(\theta,\varphi)=\sum_{n=0}^{N-1}W_n\sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{l=-\infty}^{\infty}e^{j(n+(l+m)N)\varphi}\sum_{k=0}^{N-1}j^{k+mN}J_{k+mN}\left(kR\sin\theta\right)T(\theta)c_{n-k+lN}. \tag{5}$$

Запишем выражение для КНД [3] в направлении (θ_0, φ_0) :

$$D=\frac{\left|B\left(\varphi_0,\theta_0\right)\right|^2}{\frac{1}{4\pi}\int\limits_{\Omega}\left|B\left(\varphi,\theta\right)\right|^2 d\Omega}. \tag{6}$$

Числитель с учетом (4) примет вид

$$\left|B(\theta_0,\varphi_0)\right|^2=\left|\sum_{n=0}^{N-1}W_n B_n\right|^2. \tag{7}$$

Интеграл по φ в знаменателе (6) можно записать как

$$I=\sum_{n,n_1=0}^{N-1}\sum_{m,m_1,l,l_1=-\infty}^{\infty}\int_0^{2\pi}\exp\left(j(n-n_1+(l+m)N-(l_1+m_1)N)\varphi\right)d\varphi=$$

$$=2\pi\sum_{n,n_1=0}^{N-1}\delta_{n,n_1}\times\begin{cases}1,\ l+m-l_1-m_1=0,\\ 0,\ l+m-l_1-m_1\neq 0.\end{cases}$$

Его значение будет равно нулю, если показатель экспоненты не равен нулю. В частности, так как $|n-n_1|<N$, то $I=0$ если $n\neq n_1$. В случае, когда интеграл не равен нулю, его значение равно 2π. Тогда знаменатель (6) можно записать как

$$\frac{1}{4\pi}\int\limits_{\Omega}\left|B\left(\varphi,\theta\right)\right|^2 d\Omega=\frac{1}{2}\sum_{n=0}^{N-1}|W_n|^2\sum_{m,m_1,l,l_1=-\infty}^{\infty}\sum_{k,k_1=0}^{N-1}j^{k-k1+(m-m_1)N}c_{n-k+lN}c^{*}_{n-k_1+l_1N}\times$$

$$\times\int_0^{\pi}J_{k+mN}\left(kR\sin\theta\right)J^{*}_{k_1+m_1N}\left(kR\sin\theta\right)|T(\theta)|^2\sin\theta d\theta, \tag{8}$$

где суммирование ведется по таким комбинациям индексов m, m_1, l, l_1, что $l + m - l_1 - m_1 = 0$.

Для относительно больших решеток суммирование по m, m_1 можно ограничить значениями –1, 0, оставив таким образом члены суммы, в которых функция Бесселя имеет порядок не более N. Пределы суммирования по l, l_1 определяются числом значащих членов в сумме.

Введя обозначение для суммы

$$|S_n|^2 = \frac{1}{2} \sum_{m,m_1,l,l_1=-\infty}^{\infty} \sum_{k,k_1=0}^{N-1} (...)_n ,$$

(8) можно переписать как

$$\frac{1}{4\pi} \int_{\Omega} \left| B(\varphi,\theta) \right|^2 d\Omega = \sum_{n=0}^{N-1} |W_n|^2 |S_n|^2 .$$

Тогда выражение для коэффициента направленного действия (6) с учетом (7) примет вид

$$D = \frac{\left| \sum_{n=0}^{N-1} W_n B_n \right|^2}{\sum_{n=0}^{N-1} |W_n|^2 |S_n|^2}. \qquad (9)$$

Найдем максимум функционала (9). Введем обозначение $\alpha_n = B_n^* / |S_n|$ и перепишем (9) в векторном виде

$$D = \frac{\left| \sum_{n=0}^{N-1} W_n \alpha_n^* |S_n| \right|^2}{\sum_{n=0}^{N-1} |W_n|^2 |S_n|^2} =$$

$$= \frac{(\mathbf{W} \odot \mathbf{S})^H \boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\alpha}^H (\mathbf{W} \odot \mathbf{S})}{(\mathbf{W} \odot \mathbf{S})^H (\mathbf{W} \odot \mathbf{S})}, \qquad (10)$$

где жирным шрифтом обозначены векторы–столбцы $\mathbf{W} = [W_0, W_1, \ldots W_{N-1}]^{\mathrm{T}}$, $\mathbf{S} = [|S_0|, |S_1|, \ldots |S_{N-1}|]^{\mathrm{T}}$ и $\boldsymbol{\alpha} = [\alpha_0, \alpha_1, \ldots \alpha_{N-1}]^T$. Знак T означает транспонирование, $\odot$ – поэлементное умножение векторов (произведение Адамара).

Функционал (10) представляет собой отношение Рэлея, его максимум достигается на векторе $(\mathbf{W}_{opt} \odot \mathbf{S}) = \boldsymbol{\alpha}$ и равен

$$D_{max} = \boldsymbol{\alpha}^H \boldsymbol{\alpha} = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{|B_n|^2}{|S_n|^2} .$$

Весовые коэффициенты решетки, обеспечивающие максимум КНД, могут быть получены с помощью обратного дискретного преобразования Фурье от $\mathbf{W}_{opt}$:

$$W_n^{opt} = \frac{B_n^*}{|S_n|^2},$$

$$w_n^{opt} = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} W_m^{opt} \exp\left\{ j \frac{2\pi}{N} nm \right\},$$

$$n = 0,1,...,N-1. \qquad (11)$$

Влияние ширины ДН отдельного излучателя на характеристики ДН антенной решетки

Далее с помощью компьютерного моделирования, используя выведенные соотношения, исследовалось влияние ширины ДН отдельного излучателя по азимуту и углу места на различные параметры ДН решетки с максимальным КНД. В качестве примера системы была выбрана узкополосная кольцевая решетка с параметрами, представленными в таблице.

Таблица

Параметры кольцевой антенной решетки

Число антенных элементов	12
Радиус решетки в длинах волн	0.7442 λ

Моделирование отдельного антенного элемента проводилось в предположении, что его ДН факторизуется. Форма диаграммы в азимутальной и меридиональной плоскостях моделировалась функцией Гаусса. Основным параметром, характеризующим элемент, выступает ширина диаграммы по половине мощности (ШПМ). ДН описывается выражением

$$F(\varphi,\theta) = \Phi(\varphi) T(\theta) = C \exp\left(-\alpha_1 \varphi^2\right) \exp\left(-\alpha_2 \theta^2\right),$$

где α_1 и α_2 – параметры модели, C – нормировочная константа, определяемая из условия

$$\frac{1}{4\pi} \int_{\Omega} \left| \Phi(\varphi) T(\theta) \right|^2 d\Omega = 1 .$$

В системах связи кольцевые решетки, как правило, расположены в горизонтальной плоскости и предназначены для работы с фиксированным углом места $\theta_0 = \pi/2$ [4]. Повсюду в дальнейшем будем считать угол места $\theta_0 = \pi/2$.

Сначала сравнивались значения КНД, полученные с помощью различных способов синтеза

весовых коэффициентов антенной решетки. На рис. 1 изображены зависимости КНД от ширины ДН отдельного элемента в угломестной плоскости (в азимутальной плоскости элементы всенаправленные). Сплошной линией изображена зависимость максимально достижимого КНД, рассчитанного с помощью выведенных соотношений; штриховой линией – зависимость максимально достижимого КНД, рассчитанного с помощью соотношений из [1]; штрихпунктирной линией – КНД для весовых коэффициентов, максимизирующих увеличение отношения сигнал–шум (УР) из [6]. Из полученных результатов видно, во-первых, что применение весовых коэффициентов для УР дает самый низкий КНД из рассмотренных вариантов: при ширине ДН элемента 140 градусов направленность системы на 2 дБ меньше максимальной, а при ширине 10 градусов – меньше на 1.6 дБ; во-вторых, применение весовых коэффициентов, рассчитанных без учета направленности ДН излучателей, приводит к уменьшению направленности системы, особенно при узкой ДН отдельного элемента в угломестной плоскости.

Далее анализировались следующие характеристики ДН антенной решетки: значение максимального КНД, коэффициент увеличения отношения сигнал–шум (ОСШ) для приемной решетки, ширина ДН антенной решетки по первому нулю (ШПН) в азимутальной плоскости, максимальный уровень боковых лепестков (УБЛ). На рис. 2 изображена нормированная ДН, с нанесенными на нее характеристиками ШПН, УБЛ и ШПМ.

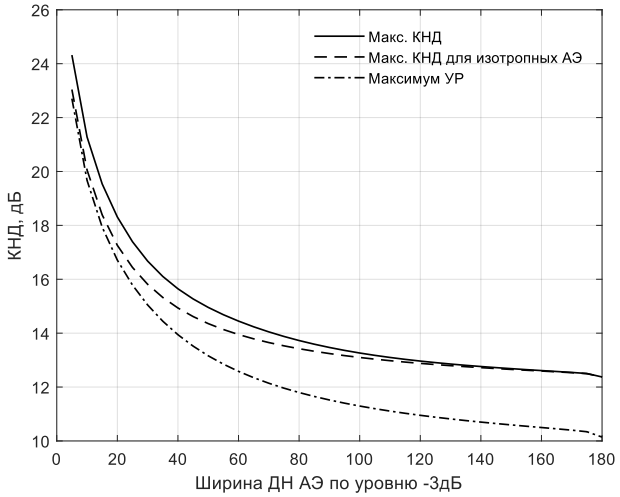


Рис. 1. Зависимость КНД от ШПМ излучателя

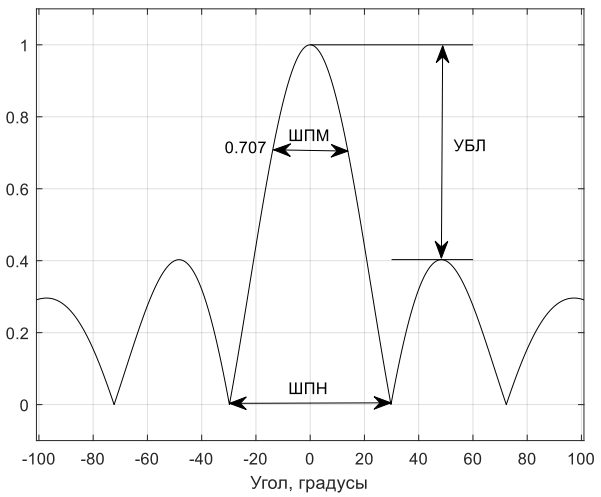


Рис. 2. Характеристики ДН

При исследованиях рассматривались зависимости данных параметров от ширины ДН отдельного излучателя в угломестной плоскости для различных азимутальных диаграмм. При этом использовались три различных диаграммы: всенаправленная, шириной 180 градусов и шириной 60 градусов. На рис. 3 сплошные кривые соответствуют всенаправленному излучателю, штриховые – излучателю с ШПМ 180 градусов в азимутальной плоскости, штрихпунктирные – излучателю с шириной ДН 60 градусов.

На рис. 3а изображена зависимость КНД от ШПМ элемента. Видно, что для всех элементов с уменьшением ширины диаграммы в угломестной плоскости направленность увеличивается, причем ее значение практически не зависит от ширины ДН элемента в азимутальной плоскости. На рис. 3б изображена зависимость коэффициента увеличения ОСШ решетки. Видно, что при уменьшении угломестной ШПМ элемента данная величина увеличивается. При этом для направленных по азимуту элементов увеличение продолжается для значений ширины ДН вплоть до 5 градусов, тогда как для изотропного на кривой виден максимум на 15 градусах. На рис. 3в изображена зависимость ширины диаграммы решетки по первому нулю в азимутальной плоскости при изменении параметров отдельного излучателя. Для всех рассмотренных случаев наблюдается увеличение ШПН с уменьшением ШПМ. Для ненаправленного элемента и элемента шириной 180 градусов кривые практически совпадают. И, наконец, кривые зависимости уровня боковых лепестков диаграммы решетки

от параметров излучателя изображены на рис. 3г. Видно, что для трех рассмотренных случаев УБЛ уменьшается с уменьшением ширины ДН элемента. При этом для ненаправленного излучателя и излучателя с шириной диаграммы 180 градусов по азимуту кривые расположены близко, однако на кривой направленного элемента нет неравномерности, присутствующей в случае ненаправленного элемента. Кривая, соответствующая элементу с шириной ДН 60 градусов, имеет более пологий вид, а ее максимум на 2.5 дБ ниже, чем для двух других элементов.

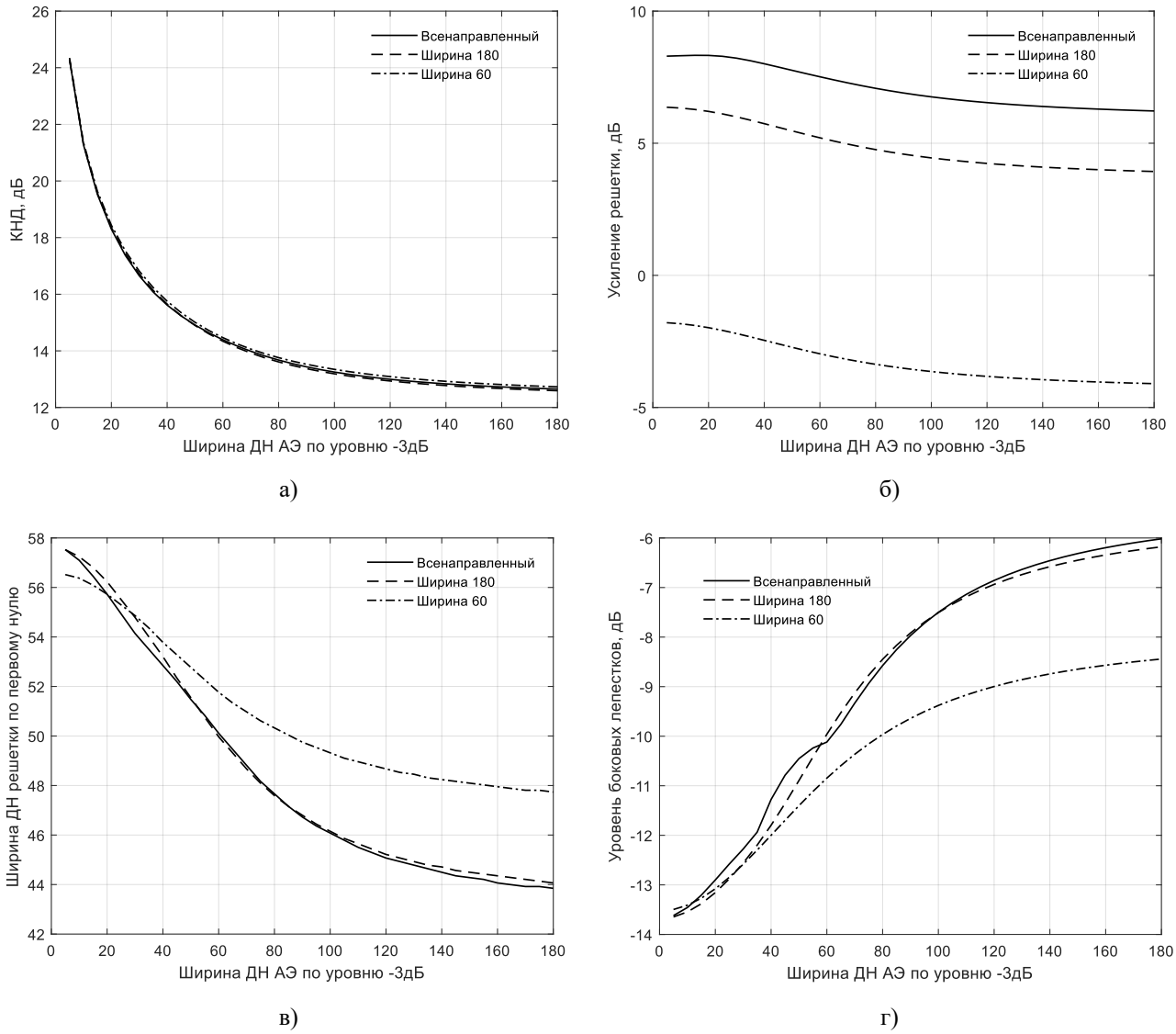


Рис. 3. Зависимости основных параметров ДН антенной решетки
от угломестной ширины отдельного элемента для различных значений азимутальной ШПМ

Заключение

Выведенные соотношения позволяют не только более точно определить максимальный КНД кольцевой антенной решетки с неизотропными элементами, но и более корректно рассчитать весовые коэффициенты решетки, формирующие ее соответствующую ДН. Показано, что наибольший корректирующий эффект выведенные соотношения демонстрируют при узкой ДН отдельного излучателя. При этом установлено, что максимально достижимый КНД решетки не зависит от ширины ДН единичного элемента в азимутальной плоскости в рассмотренных пределах. Также с помощью выведенных соотношений показано, что сужение ДН излучателя в угломестной плоскости приводит не только к уве-

личению направленности системы, но и к увеличению ОСШ системы, ширины основного лепестка ДН решетки в азимутальной плоскости, а также к уменьшению уровня боковых лепестков.

Список источников

1. *Рыбалко А.М., Павлюк В.А.* Предельная направленность кольцевой антенной решетки // Радиотехника и электроника. 1985. Т. 30, № 1. С. 82–85.

2. *Бейтмен Г., Эрдейи А.* Высшие трансцендентные функции. Функции Бесселя, функции параболического цилиндра, ортогональные многочлены. М.: Наука, 1966. 296 с.

3. *Сазонов Д.М.* Антенны и устройства СВЧ. М.: Высшая школа, 1988. 432 с.

4. *Чаркин Д.Ю.* Перспективы развития систем радиосвязи комплексов ПВО–ПРО // Теория и техника радиосвязи. 2018. № 1. С. 5–12.

5. *Van Trees H.L.* Optimum Array Processing. Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory. New York: Wiley–Interscience, 2002. 1472 p.

6. *Аверина Л.И., Лафицкий А.Ю., Чаркин Д.Ю.* Аспекты практической реализации пространственно-временной обработки сигналов в адаптивных антенных решетках в условиях сложной электромагнитной обстановки // Радиотехника. 2022. № 1. С. 81–92.

References

1. *Rybalko A.M., Pavljuk V.A.* Maximum directivity of a circular antenna array // Radio Engineering and Electronics. 1985. Vol. 30, № 1. Pp. 82–85.

2. *Bateman H., Erdelyi A.* Higher transcendental functions. Bessel Functions, Parabolic Cylinder Functions and Orthogonal Polynomials. Moscow: The Science, 1966. 296 p.

3. *Sazonov D.M.* Antennas and microwave devices Moscow: Higher school, 1988. 432 p.

4. *Charkin D.Yu.* Prospects of development of radio communication systems for anti-aircraft defense and missile defense complexes // Theory and Technology of Radio Communication. 2018. № 2. Pp. 46–50.

5. *Van Trees H.L.* Optimum Array Processing. Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory. New York: Wiley–Interscience, 2002. 1472 p.

6. *Averina L.I., Lafitsky A.Yu., Charkin D.Yu.* Aspects of practical implementation of space-time signal processing in adaptive antenna arrays in a complex electromagnetic environment // Radio Engineering. 2022. № 1. Pp. 81–92.

Информация об авторах

Л.И. Аверина, д.ф.-м.н., руководитель программ
А.Ю. Лафицкий, ведущий конструктор

Information about the authors

L.I. Averina, D.Sc. in Physics and Mathematics, Program Manager
A.Yu. Lafitsky, Leading Design Engineer

Статья поступила в редакцию 22.08.2025
Одобрена после рецензирования 27.08.2025
Принята к публикации 29.08.2025

The article was submitted 22.08.2025
Approved after reviewing 27.08.2025
Accepted for publication 29.08.2025

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 3. С. 38–45. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 3. Pp. 38–45. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396.67: 629.735.051

Электродинамическое моделирование и анализ приемных структур кольцевого типа на основе вертикальных логопериодических антенн

М.В. Кныш[1], С.Н. Разиньков[2], О.Э. Разинькова[3], А.В. Савченко[4]
[1]Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны
им. Маршала Советского Союза Л.А. Говорова, Ярославль, Россия
[2–4]Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина, Воронеж, Россия
✉Сергей Николаевич Разиньков, razinkovsergey@rambler.ru

Аннотация. *Для анализа обстановки по излучениям радиоэлектронных средств, расположенных в контролируемом районе, в комплексах дистанционного мониторинга предложено использовать приемные структуры кольцевого типа на базе вертикальных логопериодических антенн. Применение антенных систем выбранного типа позволяет выполнять прием сигналов в широкой полосе частот при круговом обзоре пространства с сохранением требуемых форм диаграмм направленности и значений коэффициентов направленного действия. Разработана электродинамическая модель приемной решетки вертикальных логопериодических антенн, расположенных на радиальных лучах для приема сигналов в пределах 360º. Постановка краевой задачи для структуры выполнена в форме интегральных уравнений Халлена; для расчета эквивалентных токов антенн в приближении осевых распределений реализована процедура частичного обращения интегрального оператора краевой задачи методом Крылова–Боголюбова. Получены и исследованы диаграммы направленности приемных структур при различном числе логопериодических антенн и входящих в их состав вибраторов.*

Ключевые слова: *кольцевая решетка, логопериодическая антенна, метод интегральных уравнений, электродинамическая модель приемной структуры.*

Electro-dynamic modeling and analysis of ring-type receiving structures based on vertical log-periodic antennas

M.V. Knysh[1], S.N. Razinkov[2], O.E. Razinkova[3], A.V. Savchenko[4]
[1]Yaroslavl Higher Military Academy of Air Defense
named after Marshal of the Soviet Union L.A. Govorov, Yaroslavl, Russia
[2–4]Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin, Voronezh, Russia
✉Sergey N. Razinkov, razinkovsergey@rambler.ru

Abstract. *It to use ring-type receiving structures based on vertical log-periodic antennas in remote monitoring complexes is to analyze the situation by radiation of radio electronic means located in the controlled area proposed. The use of antenna systems of the selected type makes it possible to receive signals in a wide frequency band during circular scanning of space while maintaining the required shapes of radiation patterns and values of directional action coefficients. An electro-dynamic model of the receiving array of vertical log- periodic antennas located on radial beams for receiving signals within 360º has been developed. Setting the boundary value problem for the structure is in the form of integral Hallen equations; to calculate equivalent antenna currents in the approximation of axial distributions, the procedure for partial inversion of the integral operator of the boundary value problem by the Krylov–Bogolyubov method is implemented. Directional patterns of receiving structures with different number of logo-periodic antennas and included vibrators are investigated.*

Keywords: *ring array log-periodic antenna, method of integral equations, electro-dynamic model of receiving structure.*

Эффективные способы дистанционного мониторинга обстановки базируются на приеме и обработке сигналов радиоэлектронных объектов, расположенных в областях пространства, определенных для контроля [1, 2]. Результативность обнаружения, оценки частотно-временных параметров излучений, распознавания типов (экземпляров) и (или) режимов функционирования

© Кныш М.В., Разиньков С.Н., Разинькова О.Э., Савченко А.В., 2025

их источников в значительной мере зависит от показателей пространственно-частотной избирательности и предельных энергетических порогов [2] приемной аппаратуры.

Ввиду того что в современных приемопередающих устройствах применяются сигналы со сложными законами модуляции, адаптивной или программной перестройкой характеристик в широкой полосе частот, а целевые функции информационного обмена выполняются при пониженных уровнях средней мощности излучения [3, 4], комплексы дистанционного мониторинга должны оснащаться диапазонными антенными системами с протяженными секторами одновременного обзора пространства.

Как отмечено в [5], для обзора пространства в плоскости азимута в пределах 360° с высоким коэффициентом направленного действия целесообразно применять кольцевые решетки вертикальных логопериодических антенн. Такие антенны представляют собой системы симметричных вибраторов монотонно изменяющейся длины, соединенных параллельно с помощью распределительной линии [6]. Диапазонные свойства приемных структур обеспечиваются за счет больших (порядка 4…20) коэффициентов перекрытия диапазонов рабочих частот логопериодических антенн [7]. Кольцевой тип конструкции решеток, реализуемый при расположении антенн на радиальных лучах таким образом, что вибраторы находятся на концентрических окружностях, позволяет осуществлять прием сигналов с усилением в круговом секторе углов.

Для определения рациональных вариантов построения приемных структур на базе логопериодических антенн с применением метода интегральных уравнений построена их электродинамическая модель и исследованы диаграммы направленности.

Цель работы – анализ направленных свойств решеток логопериодических антенн и установление их взаимосвязей с параметрами конструкции, позволяющих определять технический облик приемных структур для комплексов дистанционного мониторинга.

Метод исследования приемных структур на основе логопериодических антенн

Размеры несимметричных вибраторов логопериодической антенны с продольными направленными свойствами изменяются пропорционально значению логарифма частоты; координаты точек подключения вибраторов в осевых разрывах поверхностей к распределительной линии выбираются из условия масштабной инвариантности соотношений их размеров в различных периодах антенны [7, 8]. Противофазное возбуждение соседних антенных элементов осуществляется за счет задания набегов фаз токов 180º фазовращателями или разомкнутыми на концах шлейфами [8], подключаемыми к распределительной линии в точках, расположенных на расстояниях, равных средним геометрическим длинам отрезков между точками присоединения соседних вибраторов [8].

Длина плеча наименьшего вибратора выбирается равной 1/6 минимальной длины волны, размеры наибольшего элемента составляют 1/2 от максимальной длины волны рабочего диапазона. Вибратор с электрической длиной 1/2 на рабочей длине волны и ближайшие к нему элементы, выполняющие функции рефлекторов и директоров [6], образуют активную область антенны. Их токи с амплитудами, не менее чем на два-три порядка превышающими абсолютные значения токов, возбуждаемых на вибраторах, не принадлежащих активной области [8], формируют диаграмму направленности антенны, ориентированную вдоль продольной оси в направлении наименьшего элемента, и определяют коэффициент направленного действия антенны.

Ширина диаграммы направленности и значение коэффициента направленного действия антенны зависят от периода структуры и угла раскрыва при вершине в точке пересечения продольной оси и линии, соединяющей вершины элементов. Направленные свойства логопериодической антенны могут быть повышены при фиксированном угле раскрыва за счет увеличения периода, приводящего к сокращению числа вибраторов в активной области, и при фиксированном периоде за счет уменьшения угла раскрыва, расширяющего границы активной области антенны вследствие уменьшения плотности размещения элементов [6, 8].

За счет изменения рабочей длины волны активная область антенны перемещается вдоль распределительной линии при сохранении скейлинговых соотношений размеров элементов и расстояний между ними. При этом масштабно-инвариантное подобие участков антенны и наличие автоматической отсечки токов элементов с нерезонансным возбуждением [8] обеспечивают постоянство показателей пространственно-частотной избирательности приема сигналов в диапазоне частот.

В [1] отмечено, что антенны горизонтальной поляризации обладают более высокой эффективностью приема за счет слабого поглощения согласованных по поляризации сигналов на трассах распространения и малых уровней индустриальных помех. Вместе с тем вертикальные логопериодические антенны не требуют громоздких и конструктивно сложных устройств подвеса (несущих балок, каркасов для размещения антенных полотен), позволяют исключить влияние пространственно-коррелированных помех, обусловленных дифракцией электромагнитных волн на подстилающей поверхности [1, 9], на приемные устройства. При ширине диаграмм направленности в плоскости угла места порядка 60…70º они обеспечивают прием коротких волн, распространяющихся по ионосферным каналам, от источников, удаленных до 12000 км, при возможных изменениях лучевых траекторий и замираниях сигналов вследствие рефракции в ионизированных слоях атмосферы [1].

Для построения электродинамической модели кольцевой приемной структуры на основе логопериодических антенн используем метод интегральных уравнений [10]. Для установления взаимосвязей токов вибраторов с комплексной амплитудой электрического поля, позволяющих исследовать диаграммы направленности при различных параметрах конструкции антенн, по аналогии с [5, 6, 11] используем интегральные уравнения Халлена, ядрами которых выступают функции Грина для точечных источников электрического поля в свободном пространстве [10].

Математическая некорректность краевой задачи определяет необходимость поиска токов вибраторов в виде последовательностей кусочно-постоянных базисных функций с весовыми коэффициентами, вычисляемыми путем частичного обращения операторов интегральных уравнений методом Крылова–Боголюбова [10]. Вследствие фильтрующего свойства пробной δ-функции обеспечивается минимальная сложность формирования матрицы обобщенных импедансов системы линейных алгебраических уравнений для расчета комплексных амплитуд токов в точках дискретизации их распределения. При этом, как показано в [5, 6], частичное обращение матричного оператора сформированной системы линейных уравнений позволяет получить строгое решение задачи возбуждения логопериодических антенн при конечном числе базисных функций для распределения токов, определяемым требуемой точностью вычислений. За счет рационального компромиссного выбора длины последовательности для аппроксимации решения краевой задачи и различий значений комплексных амплитуд токов, требуемых для устранения линейной зависимости строк матрицы обобщенных импедансов, при задании величины интервалов и местоположения точек разбиения поверхностей логопериодических антенн реализуются высокие показатели сходимости и устойчивости частичного обращения операторов интегральных уравнений.

Электродинамическая модель кольцевой решетки логопериодических антенн

Для нахождения распределения токов вибраторов при построении модели введем в рассмотрение декартову систему координат *XOYZ*, а для нахождения диаграммы направленности кольцевой решетки – сферическую систему координат (r,θ,φ), начало которой совмещено с точкой *O*. Угол места θ отсчитывается от оси *Oz*, а угол азимута – от оси *Ox* против часовой стрелки.

Будем полагать, что кольцевая решетка состоит из *S* логопериодических антенн, каждая из которых содержит *N* симметричных вибраторов с бесконечно малыми осевыми разрывами с центральными точками для подключения к противофазно-симметричной распределительной линии с перекрещивающимися проводниками в плоскости $z = 0$. Перекрещивающиеся проводники распределительной линии создают дополнительную инверсию фаз токов соседних антенных элементов. Распределительная линия антенны выполняется в виде симметричного фидера или коаксиального кабеля, проложенного внутри одного из проводников фидера. Центральная жила кабеля присоединена ко второму проводнику симметричной линии, поэтому двухпроводная линия играет роль трансформатора [6]. Антенны располагаются на радиальных лучах, исходящих из точки *O*, таким образом, чтобы продольная ось *s*-й антенны была отклонена от оси *Ox* на угол $\varphi_s = 2\pi(s-1)S^{-1}$, $s = 1,\ldots,S$, в плоскости азимута.

Вибраторы каждой антенны, представимые идеально проводящими трубками с радиусом поперечного сечения a_n, $n = 1,\ldots,N$, и бесконечно тонкими стенками, имеют длину плеча L_n,

$n = 1,..., N$. Значения L_n, $n = 1,..., N$ при наименьших размерах первого элемента L_1 удовлетворяют условию $L_n = L_1 \tau^{-(n-1)}$, $n = 1,..., N$, где τ – период антенны, выбираемый из условия $\tau \in (0; 1)$. Вибраторы наибольшей длины L_N расположены на окружности радиуса r_1; элементы с порядковым номером $n > 1$ удалены от точки O на расстояние $r_n = r_1 + 0{,}5(L_n - L_1)\operatorname{ctg}\alpha$, $n = 1,..., N$, где α – угол раскрыва антенны [6].

Таким образом, логопериодические антенны можно рассматривать как системы из двух параллельно соединенных многополюсников, первый из которых представляет собой структуру из N вибраторов с электромагнитными связями [11], создаваемыми полем вторичного излучения, а второй – распределительную линию с переменно-фазными отводами для подключения вибраторов.

Напряжения, поступающие на входы вибраторов, связаны с электродвижущими силами, развиваемыми на выходах распределительных линий, в соответствии с первым законом Кирхгофа. Они вычисляются путем умножения токов, протекающих в линии, на элементы матрицы ее импедансов $\dot{Z}^f_{nm}$, $n, m = 1, \ldots, N$. Значения импедансов находятся по результатам обращения матрицы проводимостей, в которой отличные от нуля элементы вычисляются по рекуррентному правилу [6]

$$Y^f_{nn} = -\frac{j}{W_0}\left[\operatorname{ctg}\left(k\left(l_{n-1} - l_{n-2}\right)\right) + \operatorname{ctg}\left(k\left(l_n - l_{n-1}\right)\right)\right], \qquad n, m = 1, \ldots, N,$$

при

$$Y^f_{11} = -\frac{j}{W_0}\operatorname{ctg}\left(k\left(l_2 - l_1\right)\right), \quad Y^f_{n,n+1} = Y^f_{n+1,n} = \frac{-j}{W_0 \sin\left(k\left(l_{n-1} - l_n\right)\right)}, \quad n = 1, \ldots, N,$$

где $l_n = -L_n \operatorname{ctg}\alpha / 2$ – расстояние от n-го вибратора, $n = 1,..., N$, до вершины антенны; W_0 – волновое сопротивление свободного пространства; $k = 2\pi\lambda^{-1}$ – волновое число; λ – длина волны.

Токи антенных элементов $\dot{I}^{(s)}_n(z)$, $s = 1, \ldots, S$, $n = 1,..., N$ и распределительной линии в точках соединения $(z = 0)$ удовлетворяют второму закону Кирхгофа для токов в узлах электрической цепи.

Полагая по аналогии с [6, 11], что паразитный прием сигналов распределительной линией отсутствуют, источники электродвижущих сил, возбуждающие вибраторы [6, 7], представим эквивалентными генераторами, включенными в бесконечно малые осевые разрывы их поверхностей в точках присоединения к клеммам распределительной линии. В двухпроводной линии передачи нежелательный прием электромагнитных волн может возникать при нарушении симметрии расположения проводников [6], в коаксиальном кабеле – по причине нарушения контакта между внешней оболочкой и заземлением [8]. В результате наведения паразитных токов на проводниках, не предназначенных для приема излучений, возможно искажение диаграммы направленности и снижение коэффициента направленного действия антенны. Конструктивно-технические способы снижения указанных негативных эффектов до пределов, позволяющих пренебречь их влиянием на показатели пространственно-частотной избирательности приема сигналов, приведены в [6, 8].

Учитывая, что эквивалентные токи вибраторов непрерывны в областях зазоров, где их значения определяются тангенциальными составляющими [6, 8] принимаемого электрического поля, и обращаются в нуль [6, 7] при $z = \pm L_n$, $n = 1, \ldots, N$, из граничных условий на идеально проводящих поверхностях [8, 10] запишем систему интегральных уравнений Халлена для решетки вертикальных логопериодических антенн:

$$\sum_{q=1}^{S}\sum_{m=1}^{N}\int_{-L_m}^{L_m}\dot{I}_m^{(q)}(z')K_{nm}^{(sq)}(z,z')\,dz'+\dot{I}_m^{(q)}(0)\frac{\dot{Z}_{nm}^{f}}{2W_0}\sin\left(k|z|\right)=$$

$$=C_{n1}^{(s)}\cos(kz)+C_{n2}^{(s)}\sin\left(k|z|\right)+\frac{j}{2W_0}\left[\dot{I}_n^{(s)}(0)\dot{Z}_{nm}^{f}\sin\left(k|z|\right)+\left|\dot{E}_0\right|\dot{J}_n^{(s)}(z)\sin\theta\right], \qquad (1)$$

$$z\in\left[-L_n;\ L_n\right],\quad s=1,\ldots,S,\quad n=1,...,N,$$

где

$$K_{nm}^{(sq)}(z,z')=\frac{1}{4\pi}\exp\left(-jk\sqrt{(z-z')^2+\left(\Delta_{nm}^{(sq)}\right)^2}\right)\Big/\sqrt{(z-z')^2+\left(\Delta_{nm}^{(sq)}\right)^2} \qquad (2)$$

– ядро интегрального уравнения; $C_{n1}^{(s)}$, $C_{n2}^{(s)}$ – постоянные интегрирования тока n-го элемента s-й антенны, определяемые в соответствии с требованием $\dot{I}_n^{(s)}(\pm L_n)=0$, $s=1,\ldots,S$, $n=1,...,N$; $\dot{E}_0$ – комплексная амплитуда облучающего электрического поля;

$$\dot{J}_n^{(s)}(z)=\int_{-L_n}^{L_n}\sin\left(k|z-z'|\right)\exp\left(jk\left(z'\cos\theta+r_n\sin\theta\sin(\varphi-\varphi_s)\right)\right)dz' \qquad (3)$$

– распределение его тангенциальной составляющей на поверхности приемной структуры;

$$\Delta_{nm}^{(sq)}=\begin{cases}a_0 & \text{при } s=q,\ n=m;\\ \sqrt{r_n^2+r_m^2-2r_nr_m\cos(\varphi_s-\varphi_q)} & \text{при } s\neq q,\ n\neq m\end{cases}$$

– расстояние от m-й нити эквивалентного тока q-й антенны до поверхности n-го вибратора s-й антенны, $n,m=1,\ldots,N$, $s,q=1,\ldots,S$.

При решении системы интегральных уравнений Халлена (1) методом Крылова–Боголюбова токи приемной структуры найдены в виде последовательностей кусочно-постоянных функций с весовыми коэффициентами, равными комплексным амплитудам $\dot{I}_n^{(s)}(z)$, $s=1,\ldots,S$, $n=1,...,N$, в точках дискретизации вибраторов. Эти коэффициенты являются корнями системы линейных алгебраических уравнений с оператором типа Фредгольма [12] в виде матрицы обобщенных импедансов.

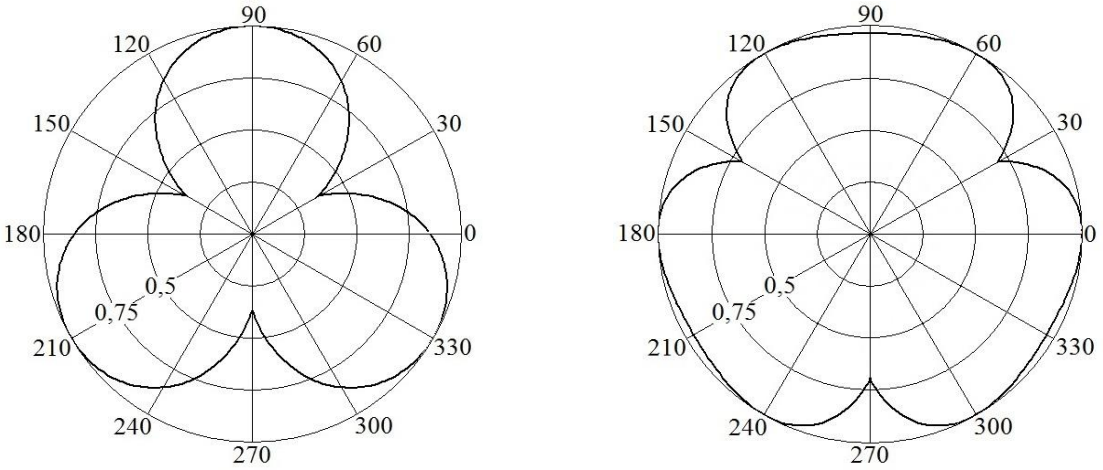
Для обеспечения точности вычисления искомых токов при ограничениях на число базисных функций и устойчивости частичного обращения операторов краевой задачи, достигаемой при линейной независимости векторов токов вибраторов, необходимо осуществлять равномерное разбиение поверхностей логопериодических антенн при монотонном увеличении числа интервалов дискретизации с ростом электрических размеров вибраторов. Интервал дискретизации поверхностей антенн выбирается по результатам оценки числа обусловленности матрицы обобщенных импедансов [5, 11] и остаточной невязки граничных условий для электрически малых антенных элементов. По данным вычислительных экспериментов в [5] установлено, что расчет характеристик антенн с коэффициентом перекрытия диапазона частот 20 необходимо проводить при интервале дискретизации вибраторов, равном 0,1…3,4% от их длины.

Анализ диаграмм направленности кольцевых приемных структур на основе логопериодических антенн

На рисунке представлены диаграммы направленности решетки, составленной из $S=3$ логопериодических антенн, содержащих по $N=20$ элементов с периодом $\tau=0{,}836$ при соотношении $\lambda/\lambda_{\max}=0{,}75$ для $\alpha=15^{\circ}$ (а) и $\alpha=20^{\circ}$ (б) в азимутальной плоскости, где $\lambda_{\max}$ – максимальная длина волны рабочего диапазона.

На основании анализа представленных зависимостей установлено, что в составе решетки соотношение длин волн, являющихся резонансными для различных элементов, равно периоду логопериодической антенны. При сохранении пропорции между размерами вибраторов и резонансной длины волны диаграммы направленно-

сти антенн остаются неизменными в области главных лучей. Наблюдается изменение формы боковых лепестков вследствие вторичного излучения принимаемых радиоволн элементами, в том числе расположенными за пределами активной области антенны. С уменьшением периода до $\tau = 0{,}55$ ширина диаграммы направленности антенны в азимутальной плоскости увеличивается в 1,2 раза ввиду сокращения числа вибраторов, входящих в активную область; при уменьшении α с 10 до 5º ширина главного луча диаграммы направленности уменьшается в 1,3 раза за счет расширения активной области антенны, обусловленного увеличением расстояния между элементами [11]. Увеличение активных областей антенн сопровождается значительным изменением формы диаграммы направленности приемной структуры в секторах боковых лепестков с возрастанием глубины локальных экстремумов на 2,7…3,2 дБ.



а) б)

Рисунок. Диаграммы направленности решетки из трех логопериодических антенн при α = 15º (а) и α = 20º (б)

Смещение активной области антенны вдоль продольной оси по мере изменения длины облучающей волны сопровождается изменением диаграммы направленности в секторе боковых и заднего лепестков при практически инвариантной форме главного луча. Этот эффект обусловлен взаимным влиянием антенных элементов вследствие вторичного электромагнитного излучения. Различие фаз токов вибраторов, приводящее к формированию диаграммы направленности с максимумом в направлении на угол раскрыва, возникает не только за счет фазовых набегов напряжений на выходах распределительной линии и инверсии фаз соседних элементов с переменно-фазным возбуждением, но и за счет фазовых сдвигов рассеиваемых полей. В логопериодической антенне из $N = 20$ элементов с углом раскрыва $\alpha = 15^{\circ}$ и периодом $\tau = 0{,}836$ уровень боковых лепестков диаграммы направленности на максимальной рабочей длине волны может достигать 0,3. С уменьшением периода логопериодической антенны с $\tau = 0{,}836$ до $\tau = 0{,}81$ ее диаграмма направленности расширяется примерно в 1,15 раза вследствие уменьшения числа вибраторов, входящих в активную область. При уменьшении угла α с 15º до 10º происходит аналогичное сужение диаграммы направленности по причине увеличения межэлементных расстояний, обусловливающих расширение активной области антенны. За счет взаимного влияния антенных элементов при уменьшении длины волны диаграмма направленности решетки несколько сужается. Для расширения сектора углов одновременного обзора пространства требуется увеличивать количество антенн в решетке. Диаграмма направленности каждой антенны может быть расширена при увеличении угла раскрыва и количества вибраторов.

Выводы

С использованием метода интегральных уравнений [11] и способа частичного обращения их операторов построена модель приемной струк-

туры на основе вертикальных логопериодических антенн для комплексов мониторинга [1, 2].

Для постановки краевой задачи применялся аппарат интегральных уравнений Халлена с представлением амплитудно-фазового распределения поверхностных токов эквивалентными распределениями вдоль осей вибраторов при отсутствии вариаций по окружностям поперечных сечений. Решение интегральных уравнений найдено методом Крылова-Боголюбова в виде последовательности кусочно-постоянных функций при задании в качестве весовых коэффициентов значений комплексных амплитуд токов в точках дискретизации поверхностей логопериодических антенн.

При построении модели выполнены условия непрерывности токов на клеммах распределительной линии и граничные условия возбуждения вибраторов принимаемым и рассеиваемым полями. Выбранная концепция моделирования, в отличие от моделей, в которых токи вычисляются только при сшивании их значений в точках соединения вибраторов и распределительной линии, позволяет установить электромагнитные связи между антенными элементами как через токи фидерного тракта, так и через поля вторичного излучения. В результате реализуются возможности анализа решетки из логопериодических антенн в диапазоне частот с коэффициентами перекрытия порядка 4…20 за счет совместного вычисления принимаемого поля и полей, отраженных вибраторами, собственные токи которых не превышают порога автоматической отсечки.

Электродинамическая модель и выявленные на ее основе взаимосвязи показателей пространственно-частотной избирательности и параметров конструкции кольцевой решетки вертикальных логопериодических антенн способствуют совершенствованию методических основ построения диапазонных приемных структур с широкоугольным обзором пространства и позволяют выработать рекомендации по развитию технологий и созданию комплексов дистанционного мониторинга обстановки.

Список источников

1. *Вартанесян В.А.* Радиоэлектронная разведка. М.: Воениздат, 1975. 255 с.

2. *Смирнов Ю.А.* Радиотехническая разведка. М.: Воениздат, 2001. 645 с.

3. *Трухачев А.А.* Адаптивные пороговые уровни в устройствах обнаружения радиолокационных сигналов. М.: НПО «Алмаз», 2017. 344 с.

4. *Варюхин В.А.* Основы теории многоканального анализа. Киев: Наукова думка, 2015. 168 с.

5. *Разиньков С.Н., Федоров А.В.* Электродинамическая модель и анализ кольцевой решетки логопериодических вибраторных антенн // Антенны. 2017. № 7 (239). С. 10–16.

6. *Петров Б.М., Костромитин Г.И., Горемыкин Е.В.* Логопериодические вибраторные антенны. М.: Горячая линия–Телеком, 2005. 239 с.

7. *Драбкин А.Л., Зузенко В.Л., Кислов А.Г.* Антенно-фидерные устройства. М.: Советское радио, 1974. 536 с.

8. *Неганов В.А., Табаков Д.П., Яровой Г.П.* Современная теория и практические применения антенн. М.: Радиотехника, 2009. 720 с.

9. *Разиньков С.Н., Разинькова О.Э., Кныш М.В.* Конструкции и характеристики антенных систем для приема радиосигналов при распространении по ионосферному каналу // Дальняя радиолокация на службе Отечеству: труды X Всероссийской научно-технической конференции. М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2024. С. 240–249.

10. *Ильинский А.С., Кравцов А.С., Свешников А.Г.* Математические модели электродинамики. М.: Высшая школа, 1991. 224 с.

11. *Разиньков С.Н., Федоров А.В.* Электродинамический анализ токов и диаграммы направленности логопериодической вибраторной антенны // Радиотехника. 2016. № 10. С. 165–170.

12. *Тихонов А.Н., Арсенин В.Я.* Методы решения некорректных задач. М.: Наука, 1986. 288 с.

References

1. *Vartanesyan V.A.* Electronic intelligence. Moscow: Military Publishing House, 1975. 255 p.

2. *Smirnov Yu.A.* Radio intelligence. Moscow: Military Publishing House, 2001. 645 p.

3. *Trukhachev A.A.* Adaptive Threshold Levels in Radar Signal Detection Devices. Moscow: Almaz, 2017. 344 p.

4. *Varyukhin V.A.* Fundamentals of theory of multichannel analysis. Kyiv: Naukova Dumka, 2015. 168 p.

5. *Razinkov S.N., Fedorov A.V.* Electro-dynamic model and analysis of the ring array of log-periodic vibrator antennas // Antennas. 2017. No. 7 (239). Pp. 10–16.

6. *Petrov B.M., Kostromitin G.I., Goremykin E.V.* Log-periodic vibrator antennas. Moscow: Hotline-Telecom, 2005. 239 p.

7. *Drabkin A.L., Zuzenko V.L., Kislov A.G.* Antenna-feeder devices. Moscow: Soviet Radio, 1974. 536 p.

8. *Neganov V.A., Tabakov D.P., Yarovoy G.P.* Modern theory and practical applications of antennas. Moscow: Radio engineering, 2009. 720 p.

9. *Razinkov S.N., Razinkova O.E., Knysh M.V.* Designs and characteristics of antenna systems for receiving

radio signals when propagating through the ionosphere channel // Long-range radar in the service of the Fatherland: works of the X All-Russian Scientific and Technical Conference. Moscow: MSTU named after N.E. Bauman, 2024. Pp. 240–249.

10. *Ilyinsky A.S., Kravtsov A.S., Sveshnikov A.G.* Mathematical models of electro-dynamics. Moscow: Higher School, 1991. 224 p.

11. *Razinkov S.N., Fedorov A.V.* Electro-dynamic analysis of currents and directional diagrams of a log-periodic vibrator antenna // Radio engineering. 2016. No. 10. Pp. 165–170.

12. *Tikhonov A.N., Arsenin V.Ya.* Methods for solving incorrect problems. Moscow: Science, 1986. 288 p.

Информация об авторах

Марина Владимировна Кныш, к.ф.-м.н., доцент
Сергей Николаевич Разиньков, д.ф.-м.н., доцент
Ольга Эдуардовна Разинькова, д.т.н., старший научный сотрудник
Аркадий Вячеславович Савченко, адъюнкт

Information about the authors

Marina V. Knysh, Ph.D. in Physics and Mathematics, Associate Professor
Sergey N. Razinkov, D.Sc. in Physics and Mathematics, Associate Professor
Olga E. Razinkova, D.Sc. in Engineering Sciences, Senior Research Engineer
Arkady V. Savchenko, Graduate Student

Статья поступила в редакцию 16.05.2025
Одобрена после рецензирования 22.05.2025
Принята к публикации 27.05.2025

The article was submitted 16.05.2025
Approved after reviewing 22.05.2025
Accepted for publication 27.05.2025

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 3. С. 46–51. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 3. Pp. 46–51. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 681.3

Исследование нейросетевой аппроксимации детализирующих коэффициентов дискретного вейвлет-преобразования цифровых изображений

Александр Васильевич Велигоша[1], Николай Николаевич Малышко[2]
[1,2]Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого, Серпухов, Россия
[1]aveligosha@mail.ru, [2]nikolay7777777@mail.ru

Аннотация. *Представлен подход, позволяющий обеспечивать восстановление детализирующих отсчетов дискретного вейвлет-преобразования цветных изображений посредством применения искусственной нейронной сети вида «многослойный персептрон». Применение нейросетевой аппроксимации отсчетов позволяет повысить значение пикового отношения сигнал–шум при полном отсутствии информации о значениях детализирующих коэффициентов, используя для восстановления сигналов цифровых изображений аппроксимирующие коэффициенты одноуровневого дискретного вейвлет-преобразования.*

Ключевые слова*: дискретное вейвлет-преобразование, искусственные нейронные сети, многослойный персептрон, пиковое отношение сигнал–шум.*

Investigation of neural network approximation of the detailing coefficients of discrete wavelet transform of digital images

Alexander V. Veligosha[1], Nikolay N. Malyshko[2]
[1,2]Military Academy of Strategic Missile Forces named after Peter the Great, Branch in Serpukhov, Russia
[1]aveligosha@mail.ru, [2]nikolay7777777@mail.ru

Abstract. *An approach is presented that makes it possible to restore the detailed samples of the discrete wavelet transform of color images using an artificial neural network of the «multilayer perceptron» type. The use of neural network approximation of samples makes it possible to increase the value of the peak signal-to-noise ratio in the complete absence of information about the values of the detailing coefficients, using approximating coefficients of a single-level discrete wavelet transform to restore digital image signals.*

Keywords: *discrete wavelet transform, artificial neural networks, multilayer perceptron, peak signal-to-noise ratio.*

Известно, что современные алгоритмы цифровой обработки изображений имеют широкий спектр применения в различных областях науки и техники, таких как машинное зрение, медицина, системы охраны, системы обмена изображениями специального назначения и другие [1, 2]. Приложения цифровой обработки изображений, которые используются в перечисленных выше областях, должны обладать, с одной стороны, простотой аппаратной реализации, низким энергопотреблением системы, высокой скоростью обработки информации, с другой стороны, математическими методами обработки, которые приведут к улучшению качества изображения (визуальное сопоставление, пиковое отношение сигнал–шум), получаемого в ходе обработки [1, 2].

Применение современных алгоритмов цифровой обработки сигналов изображений с использованием искусственных нейронных сетей (ИНС) в составе специализированных систем двойного назначения направлено на повышение уровня различимости наблюдаемых объектов и увеличение коэффициента сжатия их сигналов при передаче по каналам связи с ограниченной пропускной способностью [3, 4]. Применение алгоритмов сжатия сигналов цифровых изображений выполняется после дискретных преобразований, которые позволяют эффективно снижать их избыточность и восстанавливать передаваемые сигналы на приемной стороне с заданной точностью. В настоящее время к одним из наиболее широко применяемых на практике преобразований относят дискретное вейвлет-преобразование (ДВП), которое является базо-

© Велигоша А.В., Малышко Н.Н., 2025

вым преобразованием формата JPEG2000. Для оценки эффективности обработки сигналов цифровых изображений при их восстановлении после ДВП используется показатель пикового отношения сигнал–шум (ПОСШ) (1) [3, 4]:

$$PSNR = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{255^2}{MSE_{IMG}}\right), \qquad (1)$$

где MSE_{IMG} – среднеквадратическое отклонение между двумя анализируемыми изображениями, которое оценивается согласно (2):

$$MSE_{IMG} = \frac{1}{3}\sum_{z=1}^{3}\sum_{x=0}^{x-1}\sum_{y=0}^{y-1}\frac{\left|I_{исх.}(x,y,z) - I_{восст.}(x,y,z)\right|^2}{X \cdot Y}. \qquad (2)$$

Последовательность операций снижения избыточности сигналов цифровых изображений на основе использования дискретного вейвлет-преобразования представляется в виде следующей схемы, показанной на рис. 1.

Обработка цветного изображения в соответствии со схемой, показанной на рис. 1, включает в себя стандартные процедуры по определению интенсивностей яркостей пикселей по каждому каналу RGB цветового пространства, последовательному выполнению одноуровневого ДВП над каждой из трех матриц отсчетов, округлению и обнулению детализирующих коэффициентов. Применение фильтра Добеши-4 обусловлено необходимостью использования отсчетов одноуровневого ДВП для последующей настройки ИНС и точного восстановления сигналов. Процедура округления отсчетов аппроксимирующих коэффициентов выполняется для дополнительного снижения избыточности сигналов цифровых изображений. Восстановление исходного значения цвета пикселя выполняется в обратном порядке на основе нулевых значений областей детализирующих коэффициентов и округленных целочисленных значений аппроксимирующих коэффициентов. Оценка объемов данных, необходимых для хранения цифрового изображения выполняется на основе анализа значений вероятностей интенсивностей яркостей пикселей по каждому цветовому каналу и значений вероятностей отсчетов результатов преобразования после их округления и обнуления.

В качестве входных значений, использованных для обучения ИНС, применяются отсчеты аппроксимирующих коэффициентов после их округления и детализирующих коэффициентов в их первоначальном представлении, показанном на рис. 2.

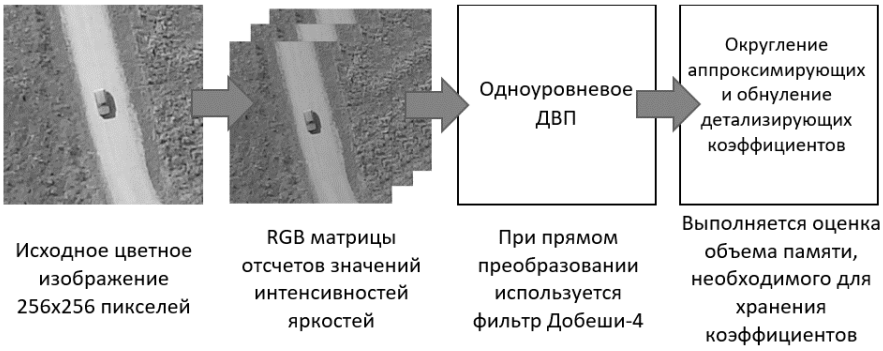


Рис. 1. Схема обработки сигналов цифровых изображений размером 256 × 256 пикселей

176	181	191	187	2,48416492	1,89717648	-7,08965018	1,51823909
202	184	192	195	0,776457135	1,73309178	-4,31199104	5,96893084
189	240	193	191	2,31078903	-1,25012886	-0,328169399	-9,75399261
140	148	148	147	-1,99191082	-2,76836796	-0,482962913	-0,612372436

Рис. 2. Пример последовательности отсчётов, использованных для настройки весовых коэффициентов

Таким образом, аппроксимация детализирующих коэффициентов ДВП цифровых изображений заключается в определении их соответствия вектору значений аппроксимирующих коэффициентов посредством расчета откликов выходных значений обученной ИНС. В этом случае восстановление сигналов цифрового изображения возможно на основе только аппроксимирующих коэффициентов без передачи информации о детали-

зирующих коэффициентах, что снижает вычислительные нагрузки и объем передаваемых данных.

В качестве образца, использованного для задания обучающей выборки, выбрано изображение, показанное на рис. 1. Обучение ИНС выполнено с применением алгоритма BGFS и остановлено на 260-й итерации, архитектура ИНС включает 16 входов, 32 скрытых элемента и 16 выходов.

Выбор длины входного и выходного вектора отсчетов $N = 16$ обусловлен необходимостью оценки нескольких значений для наиболее точной аппроксимации отсчетов детализирующих коэффициентов.

Количество элементов скрытого слоя $M = 32$ выбрано эмпирически в целях обеспечения высокой скорости вычислений и повышения уровня ПОСШ при обработке цифровых изображений. Изображения, использованные для оценки эффективности применения ИНС при аппроксимации детализирующих коэффициентов, показаны на рис. 3.

а) автомобиль б) лесная местность в) скрытый объект г) смешанная местность

Рис. 3. Образцы изображений для оценки эффективности обработки с применением ИНС

Обработка цифровых изображений, представленных на рис. 3, выполнялась в следующей последовательности:

1. Декомпозиция исходной 24-битной матрицы 256 × 256 пикселей на три матрицы в *R*, *G* и *B* представлении интенсивности пикселей.

2. Расчет объема памяти, требуемого для хранения изображения, по оценке вероятностей интенсивностей пикселей каждой из трех матриц RGB цветового пространства.

3. Одноуровневое прямое и обратное дискретное вейвлет-преобразование (ОДВП) с применением фильтра Добеши-4 каждой из полученных в п. 1 матриц.

4. Восстановление исходного цифрового изображения и оценка уровня ПОСШ.

Выполнение преобразования в соответствии с п. 1–4 для снижения объемов памяти, необходимой для хранения цифровых изображений, выполнялось на основе условного схематичного представления, показанного на рис. 4.

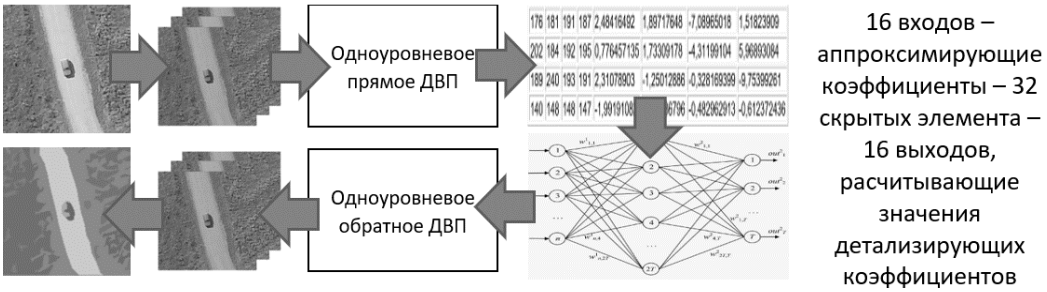


Рис. 4. Схема обработки сигналов цифровых изображений с применением ИНС

В соответствии со схемой, показанной на рис. 4, сигналы цифровых изображений обрабатываются аналогично стандартной схеме, описанной в соответствии с п. 1–4, за исключением включения дополнительного этапа восстановления отсчетов детализирующих коэффициентов

путем расчета откликов ИНС в соответствии со значениями входного вектора аппроксимирующих коэффициентов. Определение показателей качества при обработке сигналов цифровых изображений выполнено на следующих этапах, указанных в таблице.

Таблица

Содержание этапов определения показателей качества восстановления цифровых изображений

Название этапа обработки изображения	Рассчитываемые показатели
Декомпозиция на 3 матрицы RGB пространства	ПОСШ, объем памяти
Восстановление изображения при ОДВП без изменения значений коэффициентов	ПОСШ
Восстановление изображения при ОДВП после округления коэффициентов	ПОСШ, объем памяти
Восстановление изображения при ОДВП после округления аппроксимирующих и обнуления детализирующих коэффициентов	ПОСШ, объем памяти
Восстановление изображения при обратном преобразовании после округления, обнуления и аппроксимации коэффициентов с применением ИНС	ПОСШ

Оценка уровня ПОСШ и величины объема памяти, необходимой для хранения сигналов цифровых изображений, после этапа декомпозиции на 3 матрицы RGB пространства (таблица) важна для определения исходных значений показателей качества и сравнения с последующими их значениями, получаемыми после выполнения ДВП и ОДВП, при коррекции значений коэффициентов с применением ИНС. Результаты определения показателей качества, приведенных в таблице, показаны на рис. 5 и 6.

Результаты, представленные на рис. 5, показывают, что исходный уровень ПОСШ составляет значение выше 50 дБ, что свидетельствует о наличии ошибок округления при восстановлении исходного образа изображений. При округлении результатов ДВП уровень ПОСШ снижается на значение ~2 дБ, что является следствием увеличения ошибки восстановления исходных отсчетов интенсивностей пикселей цифровых изображений. Значительное снижение уровня ПОСШ до 30,03…34,87 дБ во всех случаях (для изображений 3а–3г) обусловлено обнулением детализирующих коэффициентов, что приводит к снижению объемов памяти, необходимой для хранения сигналов цифровых изображений V, кБайт (рис. 6).

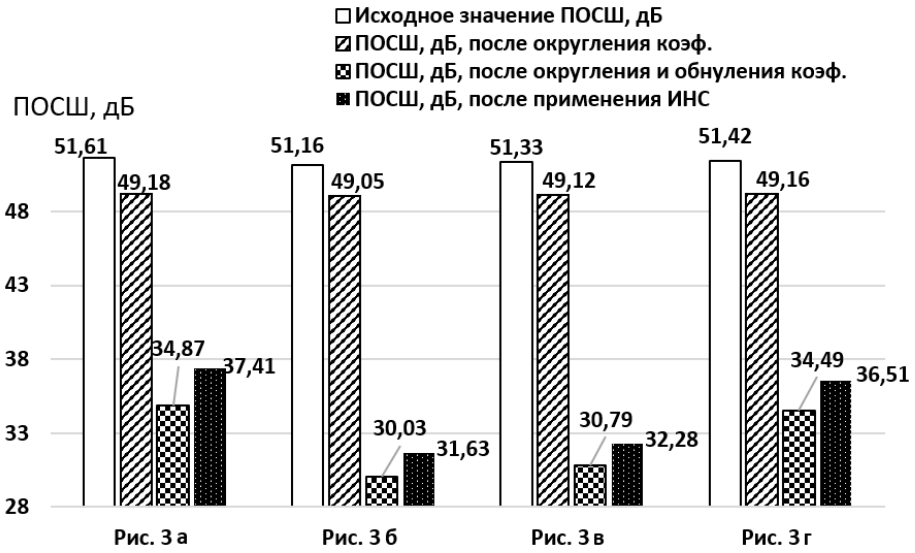


Рис. 5. Уровень ПОСШ при обработке сигналов цифровых изображений

Рис. 6. Изменение объема памяти, необходимой для хранения сигналов цифровых изображений *V*, кБайт

Таким образом, применение ИНС вида «многослойный персептрон» позволяет повысить качество восстановления сигналов цифровых изображений по значению ПОСШ путем аппроксимации детализирующих коэффициентов на основе использования в качестве входных данных аппроксимирующих коэффициентов одноуровневого ДВП. Полученные результаты позволяют сделать вывод о применимости рассмотренного подхода в задаче увеличения коэффициента сжатия сигналов цифровых изображений при обеспечении заданного уровня ПОСШ на основе применения ДВП и ИНС. Рассмотренный подход показывает, что применение ИНС, обученной на образце цифрового изображения, показанном на рис. 3а, позволяет достигать повышения уровня ПОСШ при обработке образцов, показанных на рис. 3б–3г, которые ранее не использовались при настройке весовых коэффициентов ИНС. Сравнительно невысокий прирост уровня ПОСШ (~2 дБ) связан с необходимостью усложнения архитектуры применяемой ИНС и увеличения объема обучающей выборки. Предложенный подход позволяет полностью исключить из цикла восстановления сигналов цифровых изображений необходимость хранения и передачи отсчетов детализирующих коэффициентов и может использоваться в перспективных системах обработки сигналов специального назначения.

Список источников

1. *Велигоша А.В., Малышко Н.Н., Струков Р.И.* Интерпретация целочисленных коэффициентов фильтров дискретного вейвлет-преобразования для выполнения вычислений в модулярных кодах // Теория и техника радиосвязи. 2020. № 1. С. 34–40.

2. *Бугаков И.А., Велигоша А.В., Малышко Н.Н.* Алгоритм нейросетевого преобразования сигналов цифровых изображений // Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий («РЭУС-ИТ 2023»). Доклады всероссийской конференции, посвящённой «Дню радио». Москва, 2023. С. 205–210.

3. *Велигоша А.В., Малышко Н.Н., Струков Р.И.* Применение искусственных нейронных сетей для снижения избыточности дискретного вейвлет-преобразования изображений // Теория и техника радиосвязи. 2020. № 2. С. 5–12.

4. *Велигоша А.В., Малышко Н.Н.* Исследование эффективности цифровой фильтрации изображений в условиях воздействия шумов // Теория и техника радиосвязи. 2025. № 1. С. 46–50.

References

1. *Veligosha A.V., Malyshko N.N., Strukov R.I.* Interpretation of integer coefficients of discrete wavelet transform filters for performing calculations in modular codes // Theory and Technology of Radio Communications. 2020. No. 1. Pp. 34–40.

2. *Bugakov I.A., Veligosha A.V., Malyshko N.N.* Algorithm of neural network transformation of digital image signals // Radio-electronic devices and systems for infocommunication technologies ("REUS-IT 2023"). Reports of the All-Russian Conference dedicated to Radio Day. Moscow, 2023. Pp. 205–210.

3. *Veligosha A.V., Malyshko N.N., Strukov R.I.* Application of artificial neural networks for reducing the redundancy of discrete wavelet image transformation // Theory and Technology of Radio Communications. 2020. No. 2. Pp. 5–12.

4. *Veligosha A.V., Malyshko N.N.* Research of the Effectiveness of Digital Image Filtering under the Conditions of Noise Influence // Theory and Technology of Radio Communications. 2025/ No. 1. Pp. 46–50.

Информация об авторах

А.В. Велигоша, к.т.н., доцент
Н.Н. Малышко, к.т.н., преподаватель

Information about the authors

A.V. Veligosha, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor
N.N. Malyshko, Ph.D. in Engineering Sciences, Lecturer

Статья поступила в редакцию 28.04.2025
Одобрена после рецензирования 05.05.2025
Принята к публикации 07.05.2025

The article was submitted 28.04.2025
Approved after reviewing 05.05.2025
Accepted for publication 12.05.2025

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 3. С. 52–60. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 3. Pp. 52–60. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.391

Формирование структуры системы радиосвязи на основе применения методов векторной оптимизации

Алексей Александрович Молев[1], Дмитрий Александрович Синяткин[2], Владимир Владимирович Ганжа[3]
[1–2]Военно-воздушная академия им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина, Воронеж, Россия
[3]Электросигнал, Воронеж, Россия
[1]alexei_molev@mail.ru, [3]vsu810be@mail.ru

Аннотация. *Предложен подход к формированию структуры системы радиосвязи на основе анализа результатов радиомониторинга путем сравнения обнаруженных радиоэлектронных объектов с эталонным описанием, формирования перечня направлений руководства и узлов связи, включения их в направления руководства и оценки рангов важности. Поиск эталонного объекта, наиболее приближенного к обнаруженному, производится с применением методов векторной оптимизации, а формирование структуры системы радиосвязи – путем распределения узлов связи по направлениям руководства.*

Ключевые слова: *векторная оптимизация, направления руководства, радиоэлектронный объект, распознавание образов, система радиосвязи, узлы связи.*

Formation of the structure of the radio communication system based on the use of vector optimization methods

Alexey A. Molev[1], Dmitry A. Sinyatkin[2], Vladimir V. Ganzha[3]
[1–2]Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin, Voronezh, Russia
[3]Elektrosignal, Voronezh, Russia
[1]alexei_molev@mail.ru, [3]vsu810be@mail.ru

Abstract. *An approach to forming the structure of a radio communication system based on the analysis of radio monitoring results is proposed by comparing the detected radio electronic objects with a reference description, forming a list of management directions and communication nodes, including them in command directions and assessing the importance ranks. The search for the reference object closest to the detected one is carried out using vector optimization methods, and the formation of the structure of the radio communication system is carried out by distribution of communication nodes according to the command directions.*

Keywords: *vector optimization, command directions, radio electronic object, pattern recognition, radio communication system, communication nodes.*

В практике решения задач радиомониторинга на местности одной из важнейших функций [1, 2] является определение положения стационарных и мобильных источников радиоизлучения (ИРИ) на местности с целью формирования структуры системы радиосвязи и выявления ключевых элементов, участвующих в передаче наибольшей части трафика и оказывающих наиболее существенное влияние на функционирование системы связи [3]. При этом к современным системам радиосвязи, используемым для управления большим количеством пространственно-распределенных абонентов в экстремальных и сложных природно-географических условиях, предъявляются требования, обеспечивающие при отсутствии заранее заданной инфраструктуры сети связи и в условиях воздействия помех за короткие сроки организацию взаимодействия как между отдельными мобильными абонентами, так и между группами абонентов, расположенных на территориально разнесенных участках местности [3]. Указанные требования выполняются, во-первых, за счет организации мобильных самоорганизующихся радиосетей (MANET и VANET-сети) [3], во-вторых, за счет применения технологии когнитивного радио («способность к пониманию и самообучению»), позволяющей динамически

© Молев А.А., Синяткин Д.А., Ганжа В.В., 2025

использовать для связи участки спектра, свободные в данный момент времени [5, 6].

Результатом радиомониторинга такой системы радиосвязи является перечень, содержащий сведения о характеристиках источников радиоизлучения, – местоположение, рабочие частоты, параметры излучаемых сигналов и др. Применительно к типовым системам радиосвязи, обеспечивающим взаимодействие абонентов с высокой плотностью размещения, на участках местности протяженностью от единиц до нескольких десятков километров общее количество ИРИ может достигать нескольких тысяч.

Для формирования структуры системы радиосвязи осуществляется объединение результатов обнаружения отдельных источников радиоизлучения в группы (узлы связи), по их размещению в пределах заданной области пространства с последующим определением их организационной принадлежности и рангов важности. Сформированные таким образом радиоэлектронные объекты (РЭОб) представляют собой отдельные ИРИ или их функционально или организационно связанный набор, расположенный на ограниченном участке местности, подвижном или стационарном объекте [7]. При этом каждый из обнаруженных радиоэлектронных объектов будет характеризоваться рядом параметров, такими как координаты размещения; количество радиоэлектронных средств; радиолинии, корреспондентом которых он является, их рабочие частоты и интенсивность. Для расчета ранга важности радиоэлектронного объекта необходимо также определение его организационной принадлежности. Структура системы радиосвязи с определением ключевых элементов может быть сформирована с применением алгоритмов, основанных на представлении перечня радиоэлектронных объектов в виде набора векторов характеристик и оценки степени их «приближения» к эталонному описанию. При решении задач оценки эффективности систем радиосвязи в условиях воздействия помех требуется знание информации о структуре системы радиосвязи [8].

Целью работы является разработка алгоритма формирования структуры системы радиосвязи на основе анализа результатов радиомониторинга путем сравнения обнаруженных радиоэлектронных объектов с эталонным описанием.

В рамках настоящей работы под системой радиосвязи понимается совокупность взаимоувязанных и согласованных по задачам, месту и времени действий узлов и линий военной связи различного назначения, развёртываемых (создаваемых) по единому плану для решения задач обеспечения управления [9, 10].

Любая сложная организационно-техническая система представляет собой совокупность взаимосвязанных и взаимодействующих элементов, образующих единое целое и предназначенных для выполнения определенного круга задач в заданных условиях [11]. Применительно к системам радиосвязи элементами ее являются направления связи, узлы связи и радиостанции, взаимосвязями – радиолинии, а взаимодействие реализуется путем выполнения операций, связанных с обменом информацией, – частотное планирование, настройка радиостанций, вхождение в связь, прием/передача данных и их обработка. Структура системы связи строится в виде множества направлений связи, включающих узлы связи, связанные между собой по организованным радиолиниям.

Эталонное описание системы связи характеризуется векторами нормативных характеристик узлов связи $\mathbf{П}_{\mathbf{УС}}$ и направлений руководства $\mathbf{П}_{\mathbf{НР}}$, а обнаруженные радиоэлектронные объекты – вектором $\mathbf{R}$.

Вектор нормативных характеристик узлов связи $\mathbf{П}_{\mathbf{УС}}$ имеет вид

$$\mathbf{П}_{\mathbf{УС}} = \left(ID_{\text{УС}}, N_{\text{УСр}}, D, C, R, S\right)_i,\ i = 1 \ldots N_{\text{типовУС}}, \quad (1)$$

где $ID_{\text{УС}}$ – идентификатор УС; $N_{\text{УСр}}$ – число УС в заданном районе; $D = \left(d_{\min}, d_{\max}\right)$ – минимальное и максимальное удаления в глубину от передней границы района; C – организационная принадлежность, зависящая от подсистемы управления, функционирование которой обеспечивается узлом; $RS = \left(N_{\text{диап}}, N_{\text{РЭС}k}\right)$, $k = 1, \ldots, N_{\text{диап}}$ – число и типы радиостанций по диапазонам работы; S – принадлежность к системе управления; число $N_{\text{типовУС}}$ – общее число типов УС.

Вектор нормативных характеристик направлений руководства $\mathbf{П}_{\text{НР}}$ имеет вид

$$\mathbf{П}_{\text{НР}} = \left(ID_{\text{НР}}, N_{\text{НР}}, T_{\text{ж}}, ID_{\text{гл}}, \mathbf{ID}_{\text{подч}}, C, D_{\text{НС}}, Tr_k\right)_i,$$
$$i = 1, \ldots, N_{\text{типовНР}}, \quad (2)$$

где $ID_{\text{НР}}$ – тип направления руководства; $N_{\text{НР}}$ – число НР в заданном районе; $T_{\text{ж}}$ – время ценности информации; $ID_{\text{гл}}$ – тип главного узла связи;

$\mathbf{ID}_{\text{подч}} = \left(T_{\text{УСподч}}, N_{\text{подч}}\right)$ – типы подчиненных УС $T_{\text{УСподч}}$, $N_{\text{подч}}$ – их количество; C – организационная принадлежность направления, соответствующая максимальной ОП связываемых УС $C = \max\left(C_{us_{\text{гл}}}, C_{us_{\text{подч}}}\right)$; $D_{\text{НС}} = \left(d_{\text{УСmin}}, d_{\text{УСmax}}\right)$ – минимальное и максимальное взаимные удаления УС; $Tr_0 = \left(\lambda_{\text{гл}}, \lambda_{\text{подч}}\right)$ – интенсивность передачи от главного корреспондента $\left(\lambda_{\text{гл}}\right)$ и от подчиненных $\left(\lambda_{\text{подч}}\right)$; $N_{\text{НС}}$ – количество типов направлений руководства.

Обнаруженные радиоэлектронные объекты описываются векторами параметров:

$$\mathbf{R} = \left(ID_R, (x, y), C, N_{\text{рл}}, \{rs\}, w, S, \tilde{US} \right), \quad (3)$$

где ID_R – идентификатор обнаруженного РЭОб, (x, y) – координаты местоположения; C – организационная принадлежность; $N_{\text{рл}}$ – количество радиолиний, корреспондентом которых он является; $\{rs\} = (f, \lambda)_j$ – характеристики радиолиний: f – рабочая частота, λ – интенсивность работы, $j = 1 \ldots N_{\text{рл}}$; w – состояние радиоэлектронного объекта, $\tilde{US}$ – идентификатор связанного УС.

В обобщенном виде задача классификации заключается в определении для каждого из обнаруженных РЭОб R^*, характеризуемого вектором параметров $\mathbf{R}$ соответствующего ему эталонного узла связи US^*, и направления руководства NS^*, включающего указанный объект, и расчета ранга важности q. В результате для каждого обнаруженного радиоэлектронного объекта устанавливаются тип узла связи $ID_{УС}$, организационная принадлежность C, $\{ns\} = ns_k$ – перечень направлений руководства, включающих данный УС.

Сформированный вектор параметров узлов связи имеет вид

$$\mathbf{US} = \left(ID_{\text{УС}}, C, N_{\text{рл}}, \{rs\}, \{ns\}, \tilde{R}, (x, y), w, S, q \right), \quad (4)$$

где параметры $ID_{\text{УС}}, C, N_{\text{рл}}, \{s\}, \{ns\}, (x, y), w$ соответствуют описанным выше в выражениях (1) и (3); $\tilde{R}$ – идентификатор обнаруженного РЭОб, связанного с УС; q – ранг важности.

На основе данных о радиоэлектронных объектах осуществляется их распределение по направлениям руководства, состоящее в формировании массива, содержащего перечень НР каждого типа, в соответствии с заданным количеством и включением главного и подчиненных УС в направление в соответствии с нормативными характеристиками (2) и заполнением полей $\{ns\}$ для узлов связи, включенных в направления руководства. Направления руководства будут характеризоваться векторами параметров:

$$\mathbf{NS} = \left(ID_{HP}, C, \{us\}, \{R\} \right), \quad (5)$$

где ID_{HP} – тип направления руководства; C – организационная принадлежность направления руководства; $\{us\} = us_k$ – идентификаторы эталонных РЭОб, входящих в направление руководства; $\{R\} = R_k$ – идентификаторы РЭОб, входящих в направление руководства; $k = 0 \ldots N_{\text{УСтек}} - 1$, $N_{\text{УСтек}}$ – их количество, главный УС всегда имеет индекс $k = 0$, подчиненные – $1 \ldots N_{\text{УСтек}} - 1$.

В результате решения задачи классификации радиоэлектронных объектов может быть сформирована структура системы радиосвязи, отражающая иерархическую подчиненность абонентов системы радиосвязи. Математически структура системы радиосвязи может быть описана в виде неориентированного графа $G_{\text{СУ}}(US; B)$, имеющего $N_{\text{УС}}$ вершин, образующих множество узлов связи $US = \{\mathbf{US}_i\}, i = 1 \ldots N_{\text{УС}}$, где $\mathbf{US}_i$ – векторы параметров УС и множество ребер $B = \{(k, n)\}$, $k, n = 1 \ldots N_{\text{УС}}$, $k \neq n$. Каждая из вершин множества US соответствует узлам связи системы, множество ребер B соответствует НР NS.

Рассматриваемая задача относится к «классическим» задачам распознавания образов [12]. Ее постановка предполагает следующее.

Объекты распознавания заданы набором признаков, известно некоторое число эталонных объектов, и их описания составляют исходную (обучающую) информацию. На основе этой информации синтезируется алгоритм, определяющий для вновь поступивших объектов, к какому (или к каким) из конечного числа классов они принадлежат.

Следовательно, задачу распознавания образов можно рассматривать как задачу установления различий между исходными данными, причем не посредством отождествления с отдельными образами, а с их совокупностями. Последнее осуществляется при помощи поиска

признаков (инвариантных свойств) на множестве объектов, образующих определенную совокупность.

Применительно к рассматриваемым объектам задача формирования структуры системы радиосвязи может рассматриваться как обратная задача для генерации структуры системы радиосвязи на основе иерархии системы управления [13].

Алгоритм формирования структуры системы радиосвязи имеет вид, представленный на рис. 1, и заключается в выполнении операций, описанных ниже.

Шаг 1. Вводятся (загружаются из базы данных) исходные данные для проведения классификации радиоэлектронных объектов, включающих пространственные и частот характеристики узлов связи (1), направлений руководства (2) и радиоэлектронных объектов (3).

Шаги 2–7. Перебирается список обнаруженных радиоэлектронных объектов $\mathbf{R}$, и для каждого радиоэлектронного объекта $R*$ определяется соответствующий ему эталонный УС $US*$ (шаги 2–7) или Ø, если объект не найден. Поиск эталонного объекта $US*$, наиболее приближенного к обнаруженному $R*$, выполняется путем циклического перебора эталонного списка и вычисления степени их сходства на основе подалгоритма, описанного ниже (рис. 2). В случае если эталонному УС соответствует обнаруженный РЭОб, осуществляется их связывание (шаг 5) путем задания поля $\tilde{R}$ в векторе параметров **US** (4) и идентификатора связанного УС $ID_{\text{УС}}$ в векторе (3).

Шаг 8. Далее осуществляется формирование варианта структуры системы радиосвязи $G_{СУ}\left(US;B\right)$, состоящее в распределении УС по направлениям руководства, путем заполнения полей $\{R\}$ векторов параметров направлений руководства **NS** (5), в соответствии с результатами связывания УС и РЭОб. В случае если для направления руководства отсутствуют УС, входящие в его состав, оно исключается из перечня НР и варианта структуры системы управления. Подалгоритм формирования варианта структуры системы радиосвязи приведен ниже (рис. 3).

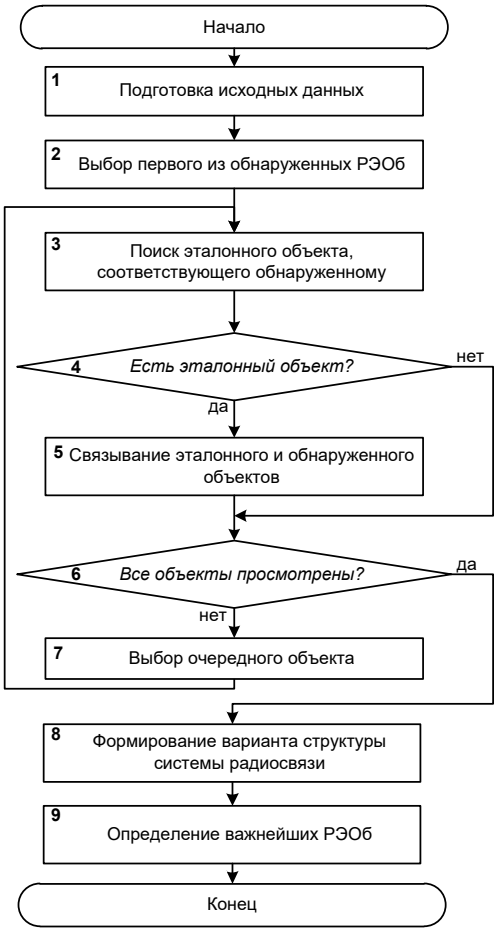


Рис. 1. Алгоритм формирования структуры системы радиосвязи

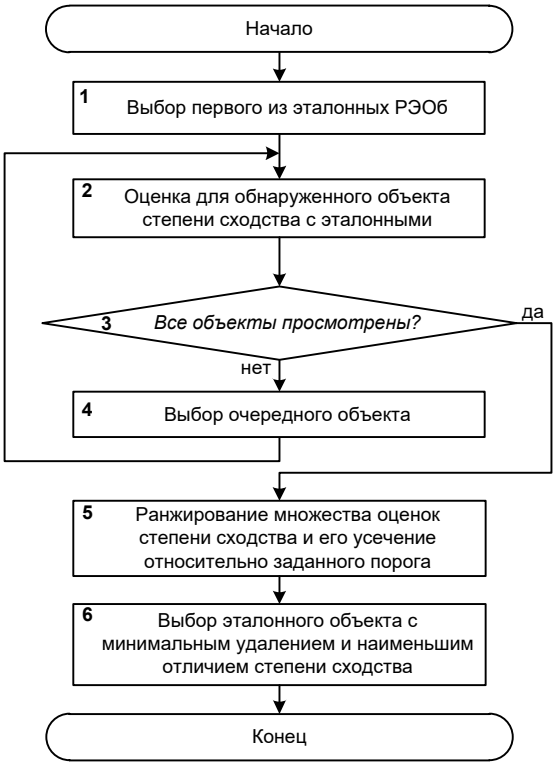


Рис. 2. Подалгоритм поиска эталонного объекта, наиболее приближенного к обнаруженному

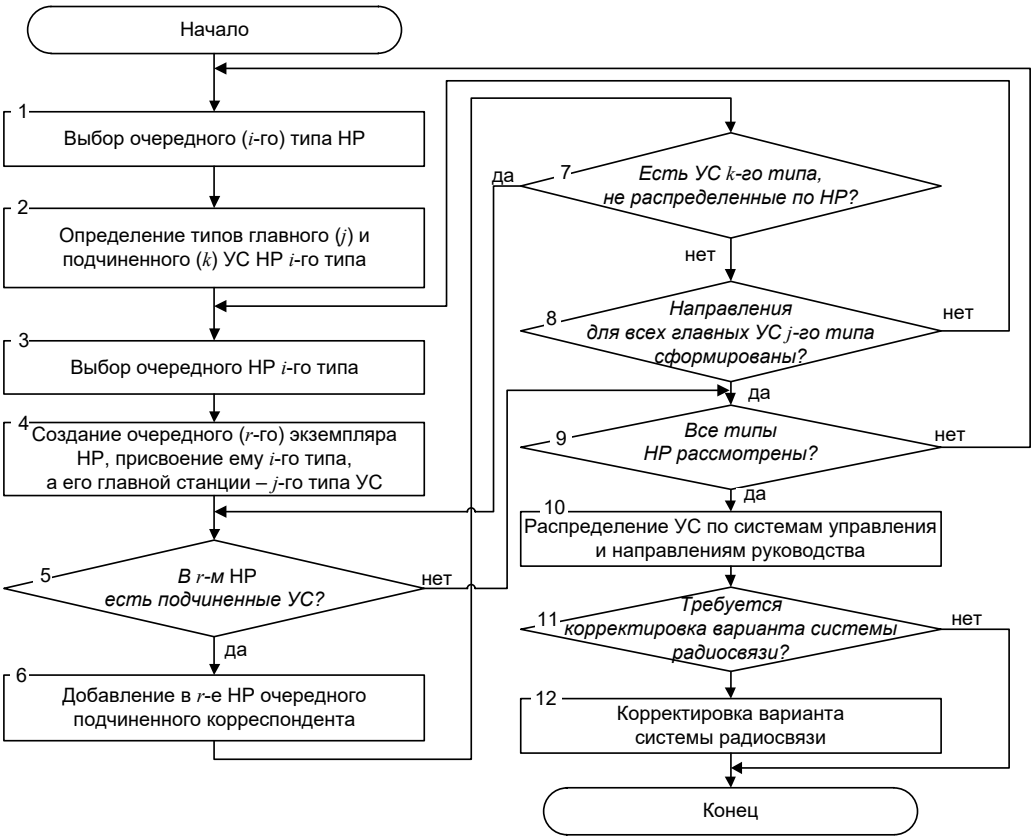


Рис. 3. Подалгоритм формирования варианта структуры системы радиосвязи

Шаг 9. Производятся расчет рангов важности, упорядочение РЭОб по возрастанию рангов важности и определение важнейших из них.

Применительно к системе управления расчет коэффициентов важности УС может производиться на основе множества основных характеристик РЭОб и их значений, оказывающих влияние на их функционирование. К таким характеристикам могут относиться следующие:

– принадлежность к системе управления;

– тип узла связи;

– географическое размещение объекта (принадлежность к району, зоне, заданному региону и т.д.);

– состояние объекта (функционирует, не функционирует, перемещается, выведен из строя и т.п.);

– организационная принадлежность объекта.

В этом случае расчет ранга важности осуществляется следующим образом:

$$q = \sum_{j=1}^{N_{\text{хар}}} \xi_j \frac{\left\lceil \max(a_j) \right\rceil - (\max(a_j) - a_j)}{\left\langle a_j \right\rangle}, \qquad (6)$$

где $N_{\text{хар}}$ – количество характеристик, ξ_j – коэффициент важности j-й характеристики, a_j – значение j-й характеристики для текущего объекта, $\max\left(a_j\right)$, $\left\langle a_j \right\rangle$ – максимальное и среднее значения j-й характеристики для всех объектов, соответственно, $\lceil \cdots \rceil$ – операция округления вверх.

Для современных систем радиосвязи [5, 6] важнейшими будут являться отдельные ключевые элементы, участвующие в передаче наибольшей части трафика и оказывающие наиболее существенное влияние на функционирование системы связи, поэтому ранг важности радиоэлектронного объекта целесообразно рассчитывать как среднюю интенсивность работы за общее время радиомониторинга:

$$q = \frac{1}{\tau_{\text{мон}} N_{\text{рл}}} \sum_{j=1}^{N_{\text{рл}}} \lambda_j, \qquad (7)$$

где $N_{\text{рл}}$ – количество радиолиний на УС, λ_j – интенсивность работы радиолинии, $\tau_{\text{мон}}$ – продолжительность радиомониторинга.

Подалгоритм поиска эталонного объекта US^*, наиболее приближенного к обнаруженному R^* (рис. 2), производится с применением алгоритмов векторной оптимизации и состоит в том, что для каждого обнаруженного РЭОб вычисляется оценка степени его приближения к эталонному d_k, множество оценок ранжируется и из оценок, превышающих заданный порог, и выбирается узел связи, наиболее близко расположенный к РОЭб.

Параметры, описывающие РЭОб и УС, указанные в выражениях (1) и (3) соответственно, являются совокупностью признаков из заданного набора количественных и качественных признаков (для описания таких совокупностей применяется понятие кортежа признаков объекта). Количественные признаки $\left((x, y),\ N_{\text{рл}},\ \{s\} = (f,\ \lambda)_j\right)$, могут принимать любые действительные значения внутри соответствующих интервалов. Качественные признаки $\left(ID_R,\ C,\ w,\ S\right)$ характеризуются шкалами наименований [14], отображающими значения этих признаков. Это означает, что каждый используемый в выборке номинальный признак кодируется каким-либо образом (число, символ, слово и т.п.).

Для сравнения кортежей признаков двух объектов (обязательный этап, присутствующий в алгоритмах классификации [15]) необходима их предварительная нормализация, т.е. отображение значений соответствующих признаков в интервале [0, 1]. При этом для количественных признаков их нормализованные значения вычисляются, например, с применением известных соотношений минимаксной нормализации. При сравнении качественных признаков с закодированными значениями учитывается лишь совпадение (или несовпадение) кодов этих значений. При совпадении кодов разности этих значений присваивается – 0, а при несовпадении – 1.

При этом при вычислении оценки степени совпадения двух объектов качественный признак нельзя явным образом заменить на количественный. Поэтому для оценки степени приближения к эталонному d_k необходимо учитывать количество совпадающих признаков, и степень оценки может быть вычислена как

$$d_k = \sum_i r_i,\ r_i = \begin{cases} 1, \text{если } p_{ik} = \hat{p}_i \\ 0, \text{в противном случае} \end{cases}. \qquad (8)$$

Данное выражение означает, что чем больше признаков совпало и чем ближе оценка, тем ближе к эталону. Однако поскольку кортеж признаков радиоэлектронного объекта представляет собой совокупность неоднородных признаков,

каждый из которых при этом обладает различным приоритетом при принятии решения о сходстве двух объектов, то для оценки степени приближения к эталонному объекту целесообразно применение двухэтапной процедуры для сравнения одновременно и по расстоянию, и по «близости» признаков.

На первом этапе оценивается степень сходства объектов с применением, например, методов «идеальной точки» (Чарнса–Купера) [16], «ближайшей окрестности» [15] и др. Для учета приоритетов каждого из признаков они упорядочиваются в порядке их возрастания, и оценка степени соответствия с учетом выражения (8) вычисляется как

$$d_k = \sum_i 2^i d_i \,,\; d_i = \begin{cases} 1, \text{ если } R_i = US_i \\ 0, \text{ в противном случае} \end{cases}. \quad (9)$$

На втором этапе массив оценок упорядочивается по убыванию $d_1, d_2 \ldots d_{i^*}, d_{i^*+1} \ldots d_{N_{\text{РЭОб}}}$, $d_{i^*} \geq d_{i^*+1}$ (d_{i^*} – оценка степени сходства i^*-го РЭОб) и берутся элементы с заданным значением оценки $d_k \geq d_{\min}$. После этого из всех РЭОб, имеющих оценку не превышающих заданную $d_{\min}$, выбирается наименее удаленный от заданного эталонного УС $\min \Delta x_{ij}$.

После выполнения процедуры осуществляется связывание выявленного объекта R^*, имеющего минимальное удаление и наибольшую степень приближения с одним из эталонных US^*.

В результате выполнения подалгоритма формируется вектор параметров узлов связи, имеющий вид (4).

Далее осуществляется формирование варианта структуры системы радиосвязи в соответствии с подалгоритмом, состоящим из следующих шагов (рис. 3). Подалгоритм основан на алгоритме распределения УС по направлениям руководства, разработанном в работе [13].

Шаг 1. Выбирается очередной *i*-й тип НР.

Шаг 2. Определяются номера типов главного *j* и подчиненного *k* УС НР *i*-го типа.

Шаг 3. Выбирается очередное НР *i*-го типа.

Шаг 4. Инициализируется очередной *r*-й экземпляр НР, ему присваивается *i*-й тип, а его главной станции – *j*-й тип УС.

Шаг 5. Проверяется условие наличия подчиненных УС в *r*-м НР. Если условие не выполняется, то переходим к шагу 8.

Шаг 6. Добавляется в *r*-й НР очередной подчиненный корреспондент.

Шаг 7. Проверяется условие распределения по НР всех УС *k*-го типа. Если условие не выполняется, то переходим к шагу 5.

Шаг 8. Проверяется условие завершения формирования НР для всех главных УС *j*-го типа. Если условие не выполняется, то переходим к шагу 3.

Шаг 9. Проверяется условие рассмотрения НР всех типов. Если условие не выполняется, то переходим к шагу 1.

Шаг 10. Распределение УС по системам управления в соответствии с эталонным описанием и привязкой к направлениям руководства.

Шаг 11. Проверка условия необходимости корректировки системы радиосвязи. Если условие не выполняется – конец подалгоритма. Основанием для принятия решения о корректировке служат:

– ошибки автоматического формирования структуры;

– отсутствие или, наоборот, присутствие лишних элементов по результатам анализа;

– необходимость учета картографической информации путем ручной привязки полученного варианта системы радиосвязи к конкретной местности.

Шаг 12. Анализируется вариант построения структуры системы радиосвязи, и в ручном режиме производится корректировка отдельных элементов (узлов связи, направлений руководства) на основе визуального анализа соответствия полученного варианта и адекватности нахождения элементов в системе радиосвязи и на местности.

В результате выполнения рассмотренных алгоритмов формируется вариант структуры системы радиосвязи в виде неориентированного графа $G_{СУ}(US; B)$, отражающей взаимосвязи узлов связи, их принадлежность к направлению руководства и иерархии управления и содержащей:

– местоположение выявленных и предполагаемых основных РЭОб, их принадлежность;

– организация связи (состояние работоспособности, применяемые радиоданные, виды, режимы работы, технические характеристики средств связи);

– ранги важности РЭОб.

На основании представленных описаний для каждого шага алгоритма при самых худших условиях общая вычислительная сложность выполнения всех его операций будет равна $\mathrm{O}\left(N_{\text{УС}}{}^2 N_{\text{РЭОб}}{}^2 + N_{\text{НС}}\right)$, что при типовых значе-

ниях $N_{НС} = 20$, $N_{УС} = 50$, $N_{рст\,max} = 5$ составляет порядка $10^4 \ldots 10^5$ операций и позволяет использовать предлагаемый алгоритм для проведения расчетов за время, не превышающее единицы секунд.

Таким образом, предложенный подход для анализа результатов радиомониторинга позволяет сформировать структуру системы радиосвязи путем сравнения обнаруженных радиоэлектронных объектов с эталонным описанием, формирования перечня направлений руководства и узлов связи, включения их в направления руководства и оценки рангов важности.

Разработанные алгоритмы могут быть использованы для проведения анализа результатов радиомониторинга, а также для проведения научно-исследовательских экспериментов по сравнительному анализу различных вариантов построения систем радиомониторинга, алгоритмов их функционирования и оценки производительности, достигаемой при работе в реальных условиях абонентов в сетях различного масштаба.

Список источников

1. *Артемов М.Л., Борисов В.И., Маковий В.А., Сличенко М.П.* Автоматизировнные системы управления, связи и радиоэлектронной борьбы. Основы теории и принципы построения. М.: Радиотехника, 2021. 556 с.

2. *Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А.* Радиомониторинг: задачи, методы, средства. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Горячая линия–Телеком, 2010. 624 с.

3. *Зайцев И.В., Молев А.А.* Оценка пропускной способности когнитивной системы связи в условиях воздействия помех на ее ключевые элементы // Успехи современной радиоэлектроники. 2017. № 5. С. 52–62.

4. *Кучерявый А.Е., Прокопьев А.В., Кучерявый Е.А.* Самоорганизующиеся сети. СПб.: Любавич, 2011. 312 с.

5. *Fette B.* Fourteen Years of Cognitive Radio Development // MILCOM 2013 – 2013 IEEE Military Communications Conference. San Diego, CA, 2013. Pp. 1166–1175. doi: 10.1109/MILCOM.2013.200.

6. *Гурьянов И.О.* Когнитивное радио: новые подходы к обеспечению радиочастотным ресурсом перспективных радиотехнологий // Электросвязь. 2012. № 8. С. 5–8.

7. *Зайцев И.В., Молев А.А.* Оценка пропускной способности когнитивной системы связи в условиях воздействия помех на ее ключевые элементы // Успехи современной радиоэлектроники. 2017. № 5. С. 52–62.

8. *Молев А.А., Зайцев И.В., Титов К.Д., Воронов А.А.* Создание имитационных моделей систем радиосвязи в условиях воздействия помех: учеб. пособие. Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2023. 328 с.

9. Словарь войск связи Вооружённых Сил Российской Федерации / Под общей редакцией Е.А. Карпова. М.: Воениздат, 2008. 216 с.

10. Справочник по терминологии в оборонной сфере: сайт // Министерство обороны Российской Федерации. URL: https://dictionary.mil.ru/dictionary (дата обращения: 03.08.2023).

11. *Фединский Ю.И.* Большой нормативно-технический словарь. М.: Астрель: АСТ, 2007. 926 с.

12. *Ту Дж., Гонсалес Р.* Принципы распознавания образов / Пер. с англ. И.Б. Гуревич. М.: Мир, 1978. 412 с.

13. *Зайцев И.В., Молев А.А.* Алгоритм генерации структуры самоорганизующейся системы радиосвязи на основе иерархии системы управления // Электромагнитные волны и электронные системы. 2021. Т. 26, № 6. С. 57−70. doi: https://doi.org/ 10.18127/j15604128–202106–06.

14. Измерительные шкалы [Электронный ресурс]. URL: www.e-educ.ru/tsisa20.html (дата обращения 26.03.2025).

15. *Корноушенко Е.К.* Простой алгоритм номинальной классификации по качественным признакам // Проблемы управления. 2017. № 1. С. 2–9.

16. *Подиновский В.В., Ногин В.Д.* Парето-оптимальные решения многокритериальных задач. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007. 256 с.

References

1. *Artyomov M.L., Borisov V.I., Makoviy V.A., Slichenko M.P.* Automated control, communications and electronic warfare systems. Fundamentals of theory and principles of structure. Moscow: Radio Engineering, 2021. 556 p.

2. *Rembovsky A.M., Ashikhmin A.V., Kozmin V.A.* Radio monitoring: tasks, methods, tools. 2nd ed., revised and additional. Moscow: Hotline–Telecom, 2010. 624 p.

3. *Zaitsev I.V., Molev A.A.* Assessment of the bandwidth of a cognitive communication system under the influence of interference on its key elements // Successes of modern radioelectronics. 2017. No. 5. Pp. 52–62.

4. *Kucheryavy A.E., Prokopyev A.V., Kucheryavy E.A.* Self–organizing networks. St. Petersburg: Lyubavich, 2011. 312 p.

5. *Fette B.* Fourteen Years of Cognitive Radio Development // MILCOM 2013 – 2013 IEEE Military Communications Conference. San Diego, CA, 2013. Pp. 1166–1175. doi: 10.1109/MILCOM.2013.200.

6. *Guryanov I.O.* Cognitive radio: new approaches to providing a radio frequency resource for promising radio technologies // Telecommunication. 2012. No. 8. Pp. 5–8.

7. *Zaitsev I.V., Molev A.A.* Assessment of the bandwidth of a cognitive communication system under the influence of interference on its key elements // Successes of modern radio electronics. 2017. No. 5. Pp. 52–62.

8. *Molev A.A., Zaitsev I.V., Titov K.D., Voronov A.A.* Creation of simulation models of radio communication

systems under the influence of interference: a textbook. Voronezh: Publishing House of VSU, 2023. 328 p.

9. Dictionary of the signal forces of the Armed Forces of the Russian Federation / Under the general editorship of E.A. Karpov. Moscow: Voenizdat, 2008. 216 p.

10. Handbook of terminology in the defense sector: website // Ministry of Defense of the Russian Federation. URL: https://dictionary.mil.ru/dictionary (date of reference: 03.08.2023).

11. *Fedinsky Yu.I.* Large normative and technical dictionary. Moscow: Astrel: AST, 2007. 926 p.

12. *Tu J., Gonzalez R.* Principles of pattern recognition / Translated from English by I.B. Gurevich. Moscow: The World, 1978. 412 p.

13. *Zaitsev I.V., Molev A.A.* Algorithm for generating the structure of a self-organizing radio communication system based on the hierarchy of the control system // Electromagnetic waves and electronic systems. 2021. Vol. 26, No. 6. Pp. 57–70. doi: https://doi.org/10.18127/j15604128-202106-06.

14. Measuring scales. URL: www.e-educ.ru/tsisa20.html (accessed 26.03.2025).

15. *Kornoushenko E.K.* A simple algorithm for nominal classification by qualitative criteria // Management Problems. 2017. No. 1. Pp. 2–9.

16. *Podinovskiy V.V., Nogin V.D.* Pareto-optimal solutions to multicriteria problems. Moscow: FIZMATLIT, 2007. 256 p.

Информация об авторах

А.А. Молев, к.т.н., доцент, зам. начальника отдела
Д.А. Синяткин, к.т.н., начальник отдела
В.В. Ганжа, к.ф.-м.н., ведущий инженер

Information about the authors

A.A. Molev, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor, Deputy Head of Department
D.A. Sinyatkin, Ph.D. in Engineering Sciences, Head of department
V.V. Ganzha, Ph.D. in Physics and Mathematics, Leading Engineer

Статья поступила в редакцию 27.05.2025
Одобрена после рецензирования 02.06.2025
Принята к публикации 06.02.2025

The article was submitted 27.05.2025
Approved after reviewing 02.06.2025
Accepted for publication 06.02.2025

Радиоэлектронные компоненты и функциональная электроника радиосвязи

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 3. С. 61–68. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 3. Pp. 61–68. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396.67

Граничные условия методики анализа электромагнитной совместимости печатных модулей, основанной на методе конечных разностей во временной области

Вадим Валерьевич Глотов[1], Михаил Александрович Ромащенко[2]
[1,2]Воронежский государственный технический университет, Воронеж, Россия
[1]vadik-livny@mail.ru, [2]okipr.vgtu@rambler.ru

Аннотация. *Основные вычислительные подходы в области Фурье для моделирования взаимодействий электромагнитных волн с материальными структурами включали методы интегральных уравнений и высокочастотные асимптотические методы. Методы интегральных уравнений могут обрабатывать материальные и структурные детали. Однако эти методы включают решение систем линейных уравнений, которое может потребовать достаточно больших вычислительных мощностей. Такие методы испытывают трудности с обработкой неметаллического состава материала. Кроме того, включение нелинейностей материала и устройства во все решения уравнений Максвелла создает трудности при анализе активных электромагнитных систем, таких как высокоскоростные цифровые схемы, микроволновые и миллиметровые усилители. Проецируя компоненты векторов электрического и магнитного поля на пространственную сетку и прокладывая эти компоненты поля во времени в соответствии с двумя уравнениями Максвелла, метод конечных разностей во временной области распространял электромагнитное поле непосредственно в пространстве и времени так же, как это происходит в природе, без каких-либо фундаментальных предположений. В статье представлены граничные условия, которые накладываются на метод конечных разностей во временной области для анализа электромагнитного поля печатных модулей радиоэлектронных средств.*

Ключевые слова: *метод конечных разностей во временной области, электромагнитное поле, уравнение Максвелла.*

Radioelectronic components and functional electronics of radio communication

Boundary conditions of the methodology for analyzing the electromagnetic compatibility of printed circuit modules based on the finite difference method in the time domain

Vadim. V. Glotov[1], Mikhail A. Romaschenko[2]
[1,2]Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia
[1]vadik-livny@mail.ru, [2]okipr.vgtu@rambler.ru

Abstract. *The main computational approaches in the Fourier domain for modeling the interactions of electromagnetic waves with material structures have included integral equation methods and high-frequency asymptotic methods. Integral equation methods can handle material and structural details. However, these methods involve solving systems of linear equations, which can be quite computationally intensive. Such methods have difficulty handling non-metallic material composition. Furthermore, the inclusion of material and device nonlinearities in all solutions of Maxwell's equations creates difficulties in analyzing active electromagnetic systems such as high-speed digital circuits and microwave and millimeter-wave amplifiers. By projecting the components of the electric and magnetic field vectors onto a spatial grid and plotting these field components in time according to Maxwell's two equations, the finite-difference time-domain method propagated the electromagnetic field directly in space and time, just as it occurs in nature, without any fundamental assumptions. The article presents boundary conditions that are imposed on the finite difference method in the time domain for the analysis of the electromagnetic field of printed modules of radio electronic equipment.*

Keywords: *finite difference method in the time domain, electromagnetic field, Maxwell's equation.*

Принцип работы метода конечных разностей во временной области

Метод конечных разностей во временной области является прямым методом решения уравнений Максвелла. Этот метод не использует потенциалы; вместо этого он основан на объемной выборке электрических и магнитных полей на дискретной пространственной решетке внутри и вокруг интересующей структуры и в течение определенного периода времени. Выборка в пространстве имеет субволновое разрешение, установленное пользователем для правильной выборки самых высоких пространственных частот ближнего поля [1]. Обычно требуется 10–20 выборок на длину волны. Выборка во времени выбирается для обеспечения численной устойчивости алгоритма. В целом метод конечных разностей во временной области и связанные с ним методы являются процедурами, идущими во времени, которые моделируют непрерывные фактические электромагнитные волны в конечной пространственной области с помощью выборочных числовых аналогов, распространяющихся в пространстве компьютерных данных. Шаг по времени продолжается по мере распространения числовых волн в пространственной решетке, чтобы связать физические процессы в моделируемой области. Для моделирования, где реконструированная область должна располагаться до бесконечности, поглощающие граничные условия используются на внешних плоскостях усечения решетки, которые в идеале позволяют всем исходящим аналогам волн выходить из области с пренебрежимо малым отражением. Такие явления, как индукция поверхностных токов, рассеяние и многократное рассеяние, проникновение в апертуру и возбуждение полости, моделируются пошагово по времени с помощью уравнений Максвелла [2]. Самосогласованность этих моделируемых явлений обычно обеспечивается, если их пространственные и временные вариации хорошо разрешены процессом выборки пространства и времени. Фактически цель состоит в том, чтобы предоставить самосогласованную модель взаимной связи всех электрически малых объемных ячеек, составляющих структуру и ее ближнее поле, даже если структура охватывает десятки длин волн в трех измерениях и существуют десятки миллиардов пространственных ячеек. Шаг по времени продолжается до тех пор, пока желаемый поздний импульсный отклик не будет наблюдаться в интересующих точках поля [3].

Поглощающие граничные условия метода конечных разностей во временной области

Многие проблемы взаимодействия электромагнитных волн определяются на «открытых» областях [4], где пространственная область частично или полностью неограничена. Поскольку ни один компьютер не может хранить неограниченный набор данных, решетки пространства метода конечных разностей во временной области для таких задач должны быть каким-то образом усечены без внесения ошибки из-за ложного отражения распространяющихся наружу числовых волн. Условия усечения сетки этого типа обычно называются поглощающими граничными условиями из-за их требования поглощать распространяющиеся наружу числовые волны с пренебрежимо малым отражением. Граничные условия не могут быть напрямую получены из центрального пространственного дифференцирования уравнений Йи, которые лежат в основе метода конечных разностей во временной области, поскольку для этого требуются полевые данные по обе стороны от точки наблюдения, и, следовательно, не могут быть реализованы на самых внешних плоскостях пространственной решетки [5]. Исследования в этой области сосредоточены на двух основных типах граничных условий для завершения пространственных решеток метода конечных разностей во временной области:

1. Аналитический: здесь специальные граничные условия накладываются на электромагнитное поле и его пространственные и временные производные на самых внешних плоскостях решетки пространства конечных разностей во временной области. Численные коэффициенты отражения волн порядка $10^2 – 10^3$ могут быть достигнуты с хорошей вычислительной эффективностью.

2. Поглощающие слои материала: здесь специально сформированный слой поглощающего волны материала расположен внутри пространственной решетки метода конечных разностей во временной области рядом с ее внешними плоскостями, по аналогии с обработкой стенок безэховой камеры. Ранние граничные условия этого типа использовали обычные среды с потерями и были вычислительно неэффективны по сравнению с аналитическими граничными условиями. Впоследствии формулировка новых граничных условий идеально согласованного слоя

© Глотов В.В., Ромащенко М.А., 2025

произвела революцию в этой области, достигнув чрезвычайно малых числовых коэффициентов отражения волн – порядка $10^5 – 10^6$ с хорошей вычислительной эффективностью.

Рассмотрим реализацию граничных условий с использованием согласованного по импедансу слоя поглощения электромагнитных волн, прилегающего к внешним плоскостям пространственной решетки метода конечных разностей во временной области. В идеале поглощающий слой должен быть толщиной всего в несколько ячеек решетки, неотражающим для всех падающих числовых волн по всему их спектру, высокопоглощающим и эффективным в ближнем поле источника или рассеивателя.

Граничное условие, построенное с помощью идеально согласованного слоя, может быть реализовано рядом с внешними плоскостями пространственной решетки метода конечных разностей во временной области для эффективного поглощения исходящих числовых волн практически независимо от их частоты, угла падения и поляризации. Ключевым моментом является использование дополнительных степеней свободы, возникающих из новой формулировки уравнений Максвелла с разделением поля [6]. Здесь каждый компонент вектора поля разделяется на два ортогональных компонента. Например, в декартовых координатах в трех измерениях мы имеем:

$$H_x = H_{xy} + H_{xz},\ H_y = H_{yx} + H_{yz},$$

$$H_z = H_{zx} + H_{zy} \qquad (1)$$

$$E_x = E_{xy} + E_{xz},\ E_y = E_{yx} + E_{yz},$$

$$E_z = E_{zx} + E_{zy}. \qquad (2)$$

Двенадцать результирующих компонентов поля выражаются как удовлетворяющие следующему набору связанных уравнений в частных производных, которые являются модификациями уравнений Максвелла в пространстве без источников:

$$\left(\mu\frac{\partial}{\partial t} + \sigma_y^*\right)H_{xy} = -\frac{\partial}{\partial y}\left(E_{zx} + E_{zy}\right), \qquad (3а)$$

$$\left(\mu\frac{\partial}{\partial t} + \sigma_z^*\right)H_{xz} = -\frac{\partial}{\partial z}\left(E_{yx} + E_{yz}\right), \qquad (3б)$$

$$\left(\mu\frac{\partial}{\partial t} + \sigma_x^*\right)H_{yz} = -\frac{\partial}{\partial x}\left(E_{xy} + E_{xz}\right), \qquad (3в)$$

$$\left(\mu\frac{\partial}{\partial t} + \sigma_z^*\right)H_{yz} = -\frac{\partial}{\partial z}\left(E_{xy} + E_{xz}\right), \qquad (3г)$$

$$\left(\mu\frac{\partial}{\partial t} + \sigma_x^*\right)H_{zx} = -\frac{\partial}{\partial x}\left(E_{yx} + E_{yz}\right), \qquad (3д)$$

$$\left(\mu\frac{\partial}{\partial t} + \sigma_y^*\right)H_{zy} = \frac{\partial}{\partial y}\left(E_{xy} + E_{xz}\right), \qquad (3е)$$

$$\left(\varepsilon\frac{\partial}{\partial t} + \sigma_y\right)E_{xy} = \frac{\partial}{\partial y}\left(H_{zx} + H_{zy}\right), \qquad (3ж)$$

$$\left(\varepsilon\frac{\partial}{\partial t} + \sigma_z\right)E_{xy} = -\frac{\partial}{\partial z}\left(H_{yx} + H_{yz}\right), \qquad (3з)$$

$$\left(\varepsilon\frac{\partial}{\partial t} + \sigma_x\right)E_{yx} = -\frac{\partial}{\partial x}\left(H_{zx} + H_{zy}\right), \qquad (3и)$$

$$\left(\varepsilon\frac{\partial}{\partial t} + \sigma_z\right)E_{yx} = \frac{\partial}{\partial z}\left(H_{xy} + H_{xz}\right), \qquad (3к)$$

$$\left(\varepsilon\frac{\partial}{\partial t} + \sigma_x\right)E_{zx} = \frac{\partial}{\partial x}\left(H_{yx} + H_{yz}\right), \qquad (3л)$$

$$\left(\varepsilon\frac{\partial}{\partial t} + \sigma_y\right)E_{zy} = -\frac{\partial}{\partial y}\left(H_{xy} + H_{xz}\right), \qquad (3м)$$

где σ_x, σ_y и σ_z обозначают электропроводность, а σ_x^*, σ_y^* и σ_z^* – магнитные потери.

Уравнения (1) и (2) представляют собой обобщение электродинамики физических сред. В нормальном случае если $\sigma_x = \sigma_y = \sigma_z = \sigma$ и $\sigma_x^* = \sigma_y^* = \sigma_z^* = \sigma^*$, то уравнения (1) и (2) описывают физически реализуемую изотропную среду, имеющую комбинацию электрических и магнитных потерь. Если $\sigma_x \neq 0$ и $\sigma_x^* \neq 0$, но $\sigma_y = \sigma_y^* = 0$ и $\sigma_z = \sigma_z^* = 0$, то уравнения (1) и (2) описывают нефизическую среду, которая может ослаблять волны, распространяющиеся вдоль направлений $\pm x$, но не вдоль направлений $\pm y$ или $\pm z$. Именно последняя ситуация позволяет установить идеально согласованный слой граничных условий. Продолжая приведенный выше пример, предположим, что внутренняя часть решетки пространства метода конечных разностей во временной области заполнена однородной, без потерь, изотропной средой, характеризующейся электрическими свойствами (ε_1, μ_1). Для эффективного поглощения волн, распространяющихся из решетки в направлениях $\pm x$, достаточно разместить идеально согласованный слой рядом с

внешними границами решетки x_{min} и x_{max}. Идеально согласованный слой имеет те же (ε_1, μ_1), что и внутренняя часть решетки, которые подчиняются уравнениям (1) и (2) с ограничением, что σ_x и σ_x^* удовлетворяют «идеальному» условию соответствия:

$$\frac{\sigma_x}{\varepsilon_1} = \frac{\sigma_x^*}{\mu_1}. \quad (4)$$

На границе между внутренней частью решетки и идеально согласованным слоем это условие теоретически дает нулевое отражение волны для углов падения $90° < \phi < 90°$ относительно оси $\pm x$ независимо от частоты волны. Внутри идеально согласованного слоя прошедшая волна распространяется с той же скоростью и направлением, что и падающая волна, одновременно подвергаясь экспоненциальному затуханию вдоль оси $\pm x$. Выбор толщины идеально согласованного слоя соответствующим образом допускает пренебрежимо малое общее отражение волны от окончаний решетки в x_{min} и x_{max}, которые обычно считаются идеальными электрическими проводниками, имеющими тангенциальные компоненты электрического поля, установленные на ноль для всех временных шагов.

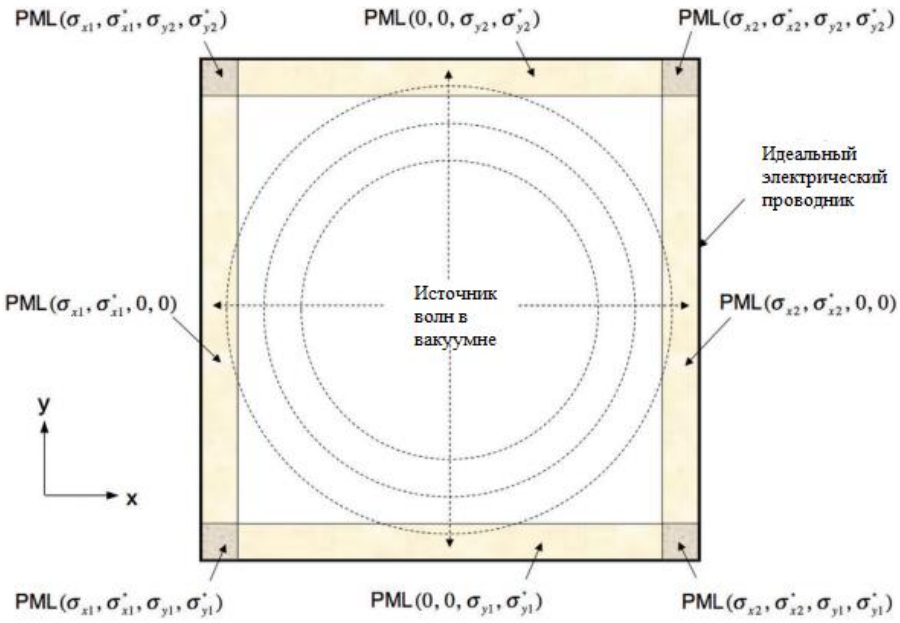
Аналогичным образом, поглотители идеально согласованного слоя могут быть установлены рядом с другими внешними граничными плоскостями решетки пространства метода конечных разностей во временной области. Например, рядом с y_{min} и y_{max}, идеально согласованный слой снова имеет те же (ε_1, μ_1), что и внутренняя часть решетки, но здесь они подчиняются уравнениям (1) и (2) с $\sigma_x = \sigma_x^* = 0$, $\sigma_z = \sigma_z^* = 0$) и ($\sigma_y \neq 0$, $\sigma_y^* \neq 0$), удовлетворяющим условию идеального соответствия:

$$\frac{\sigma_y}{\varepsilon_1} = \frac{\sigma_y^*}{\mu_1}. \quad (5а)$$

Смежный с z_{min} и z_{max} идеально согласованный слой снова имеет те же (ε_1, μ_1), что и внутренняя часть решетки, но здесь они подчиняются уравнениям (3) и (4) с ($\sigma_x = \sigma_x^* = 0$, $\sigma_y = \sigma_y^* = 0$) и ($\sigma_z \neq 0$, $\sigma_z^* \neq 0$), удовлетворяющим условию идеального соответствия:

$$\frac{\sigma_z}{\varepsilon_1} = \frac{\sigma_z^*}{\mu_1}. \quad (5б)$$

Рисунок ниже иллюстрирует структуру двумерной сетки, построенной конечно-разностным методом во временной области, использующей граничные условия идеально согласованного слоя. Обратите внимание: электрические и магнитные потери, определенные в любых перекрывающихся идеально согласующих слоях в углах сетки, продолжаются в области перекрытия.



Структура двумерной сетки метода конечных разностей во временной области, использующая поглощающее граничное условие идеально согласованного слоя

Уравнения расщепленного поля были приведены к нерасщепленной форме путем отображения уравнений Максвелла в комплексное координатное пространство с помощью следующих преобразований:

$$x \to \int_0^x s_x(x')dx'; \quad y \to \int_0^y s_y(y')dy';$$

$$\tilde{z} \to \int_0^z s_z(z')dz' . \qquad (6)$$

В уравнении (6) параметры идеально согласованного слоя s_w предполагались непрерывными функциями вдоль осевых направлений. Тогда пространственные частные производные в растянутом координатном пространстве имеют вид

$$\frac{\partial}{\partial x} = \frac{1}{s_x}\frac{\partial}{\partial x}; \quad \frac{\partial}{\partial y} = \frac{1}{s_y}\frac{\partial}{\partial y}; \quad \frac{\partial}{\partial \tilde{z}} = \frac{1}{s_z}\frac{\partial}{\partial z}, \qquad (7)$$

где параметры растяжения удобно было бы представить в частотной области для идеально согласованного случая как

$$s_x = k_x + \frac{\sigma_x}{j\omega\varepsilon}; \; s_y = k_y + \frac{\sigma_y}{j\omega\varepsilon}; \; s_z = k_z + \frac{\sigma_z}{j\omega\varepsilon}. \quad (8)$$

Преобразование растянутых координат уравнений (7)–(8) можно рассматривать с точки зрения фундаментальной математики как аналитическое продолжение уравнений Максвелла в комплексные координаты, так что распространяющиеся волны заменяются экспоненциально затухающими волнами. Эта точка зрения предоставила общее средство для вывода граничных условий идеально согласованного слоя для различных проблемных пространств, включая те, которые содержат неоднородные материалы на внешних границах пространственной решетки.

Действительно, физическая модель, основанная на анизотропной, идеально согласованной среде, может быть сформулирована. Для одного интерфейса анизотропная среда является одноосной и состоит из электрических и магнитных конститутивных тензоров. Этот одноосный анизотропный идеально согласованный слой, или однослойный анизотропный идеально согласованный слой, работает так же хорошо, как идеально согласованный слой с расщепленным полем, избегая при этом его нефизического расщепления поля.

Теперь мы суммируем аналитическую формулировку «однослойный анизотропный идеально согласованный слой». Уравнения Максвелла для согласованного условия гармонического времени в однослойном анизотропном идеально согласованном слое можно записать в их наиболее общей форме как

$$\nabla \times \breve{H} = j\omega\varepsilon \overline{\overline{s}} \breve{E}; \; \nabla \times \breve{E} = -j\omega\mu \overline{\overline{s}} \breve{H} . \qquad (9)$$

Здесь векторы поля являются комплекснозначными фазорами, а $\overline{\overline{s}}$ – диагональный тензор, определяемый как

$$\overline{\overline{s}} = \begin{bmatrix} s_x^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & s_x & 0 \\ 0 & 0 & s_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_y & 0 & 0 \\ 0 & s_y^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & s_y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_z & 0 & 0 \\ 0 & s_z & 0 \\ 0 & 0 & s_z^{-1} \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} s_y s_z s_x^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & s_x s_z s_y^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & s_x s_y s_z^{-1} \end{bmatrix}, \qquad (10)$$

где s_x, s_y и s_z определяются уравнением (8).

В целях упрощения программирования среда однослойного анизотропного идеально согласованного слоя, указанная в уравнении (10), может быть специализирована для применения по всей решетке пространства метода конечных разностей во временной области. Ниже перечислены все возможные особые случаи:

1. Изотропная внутренняя зона без потерь. $\overline{\overline{s}}$ – это тензор тождественности, реализованный установкой $s_x = s_y = s_z = 1$. Для этого требуется $\sigma_x = \sigma_y = \sigma_z = 0$ и $\kappa_x = \kappa_y = \kappa_z = 1$ в уравнении (8).

2. Поглотители однослойного анизотропного идеально согласованного слоя на внешних граничных плоскостях решетки $x_{\min}$ и $x_{\max}$. Здесь $s_y = s_z = 1$, требуя $\sigma_y = \sigma_z = 0$ и $\kappa_y = \kappa_z = 1$ в уравнении (8).

3. Поглотители однослойного анизотропного идеально согласованного слоя на внешних граничных плоскостях решетки $y_{\min}$ и $y_{\max}$. Здесь $s_x = s_z = 1$, требуя $\sigma_x = \sigma_z = 0$ и $\kappa_x = \kappa_z = 1$ в уравнении (8).

4. Поглотители однослойного анизотропного идеально согласованного слоя на внешних граничных плоскостях решетки $z_{\min}$ и $z_{\max}$. Здесь $s_x = s_y = 1$, требуя $\sigma_x = \sigma_y = 0$ и $\kappa_x = \kappa_y = 1$ в уравнении (8).

5. Перекрывающиеся поглотители однослойного анизотропного идеально согласованного слоя в двугранных углах $x_{\min}$, $x_{\max}$ и $y_{\min}$, $y_{\max}$. Здесь $s_z = 1$, требуя $\sigma_z = 0$ и $\kappa_z = 1$ в уравнении (8).

6. Перекрывающиеся поглотители однослойного анизотропного идеально согласованного слоя в двугранных углах $x_{\min}$, $x_{\max}$ и $z_{\min}$, $z_{\max}$. Здесь $s_y = 1$, требуя $\sigma_y = 0$ и $\kappa_y = 1$ в уравнении (8).

7. Перекрывающиеся поглотители однослойного анизотропного идеально согласованного слоя в двугранных углах $y_{\min}$, $y_{\max}$ и $z_{\min}$, $z_{\max}$. Здесь $s_x = 1$, требуя $\sigma_x = 0$ и $\kappa_x = 1$ в уравнении (8).

8. Перекрывающиеся поглотители однослойных анизотропных идеально согласованных слоев во всех трехгранных углах. Используйте полный общий тензор в уравнении (10).

При реализации идеально согласованного слоя с разделенным полем или однослойного анизотропного идеально согласованного слоя в дискретной области метода конечных разностей во временной области могут возникнуть значительные ложные отражения для случаев, когда числовые волны, падающие на идеально согласованный слой, близки к скользящему падению. Это возникает, когда идеально согласованный слой завершает сильно вытянутую область. Кроме того, большие отражения идеально согласованного слоя могут возникнуть, когда спектр падающей волны является сильно затухающим. Это возникает, когда граница идеально согласованного слоя расположена очень близко к полевой сингулярности, такой как существующая на металлическом крае или углу либо в ближнем поле антенны.

Одной из причин такого ухудшения производительности граничных условий является то, что тензорные коэффициенты s_x, s_y и s_z, заданные уравнением (8), имеют полюс (т.е. являются сингулярными) на нулевой частоте, фактически приближаясь к $-j\infty$ при $\omega \to 0$. Полученная сингулярность может быть устранена путем смещения полюса от начала координат. С этой целью выбор тензорных коэффициентов, который оказался полезным, задается формулой

$$s_x = k_x + \frac{\sigma_x}{a_x + j\omega\varepsilon};\quad s_y = k_y + \frac{\sigma_y}{a_y + j\omega\varepsilon};$$

$$s_z = k_z + \frac{\sigma_z}{a_z + j\omega\varepsilon}. \qquad (11)$$

Эта формулировка была названа комплексной техникой сдвига частоты для анизотропных граничных условий идеального согласованного слоя. В предположении, что все значения κ, σ и a положительны, эта формулировка является как причинной, так и стабильной.

Ограничения производительности идеально согласованного слоя

Рассмотрим идеально согласованный слой толщиной T, используемый для завершения решетки пространства метода конечных разностей во временной области, которая, как предполагается, имеет внешние плоскости идеальной электропроводной поверхности.

Минимизация отражения волн из-за подложки идеально электропроводной поверхности требует максимально возможной толщины идеально согласованного слоя и/или электрических потерь. Однако слепое увеличение потерь идеально согласованного слоя может фактически привести к ухудшению общей производительности из-за увеличения отражений волн на внутреннем интерфейсе идеально согласованного слоя. Последние представляют собой численный артефакт, возникающий из конечной пространственной выборки, присущей алгоритму метода конечных разностей во временной области. Чтобы уменьшить этот показатель, потери идеально согласованного слоя постепенно увеличивались с глубиной d внутри идеально согласованного слоя вдоль w-направления, перпендикулярного интерфейсу идеально согласованного слоя. Впоследствии было исследовано несколько таких профилей. Один из наиболее успешных использует простую полиномиальную вариацию σ и κ как функцию глубины d внутри идеально согласованного слоя толщиной T:

$$\sigma_w(d) = \left(\frac{d}{T}\right)^m \sigma_{w,\max};$$

$$k_w(d) = 1 + (k_{w,\max} - 1)\left(\frac{d}{T}\right)^m. \qquad (12)$$

Это увеличивает значение идеально согласованного слоя σ_w от 0 при $d = 0$ (внутренняя поверхность идеально согласованного слоя) до $\sigma_{w;\max}$ при $d = T$. Аналогично, для однослойного анизотропного или сверточного идеально согласованных слоев κ_w увеличивается от 1 при $d = 0$ до $\kappa_{w;\max}$ при $d = T$.

Для фиксированной толщины идеально согласованного слоя T полиномиальная градуировка обеспечивает два регулируемых параметра: $\sigma_{w;\max}$ и m. Большое m дает распределение $\sigma_w(d)$, которое является относительно плоским вблизи внутренней поверхности идеально согласованного слоя, но увеличивается быстрее с глубиной, чем при малых m. Обычно $3 \le m \le 4$ оказывается почти оптимальным для многих симуляций метода конечных разностей во временной области.

Для полиномиальной градуировки можно оценить $\sigma_{w;\max}$ для заданного желаемого уровня отражения волны. Предполагая, что m, T и желаемое отражение при нормальном падении $R(0)$ известны:

$$\sigma_{w,\max} \approx -\frac{(m+1)\ln\left[R(0)\right]}{2\eta T}, \qquad (13)$$

где η – волновое сопротивление среды идеально согласованного слоя.

Наконец, следует подчеркнуть важное ограничение концепции идеально согласованного слоя: внутренняя среда, которая должна быть ограничена идеально согласованным слоем, должна быть инвариантной вдоль направления, нормального к ее интерфейсу с идеально согласованным слоем. Это требование возникает из преобразования растянутых координат уравнений (6)–(8), которое можно рассматривать как аналитическое продолжение уравнений Максвелла в комплексные координаты. Очевидно, что это требование не будет выполнено, если моделировать периодическую среду или наклонно ориентированный волновод, который входит в идеально согласованный слой. В таком случае идеально согласованный слой теоретически больше не может быть безотражательным, независимо от его состава.

Заключение

Потенциальные будущие направления для метода конечных разностей во временной области можно разделить на две категории. Во-первых, новые возможности моделирования будут предоставлены растущей доступностью компьютеров с практической скоростью обработки для метода конечных разностей во временной области выше 10 петафлопс. Это позволит выполнять временные шаги нескольких триллионов векторных компонентов электромагнитного поля за один прогон моделирования. Во-вторых, новые возможности моделирования методом конечных разностей во временной области будут предоставлены введением дополнительных физических явлений, связанных с уравнениями Максвелла, которые могут быть выполнены одновременно.

Список источников

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

2. *Ефанов В.И., Тихомиров А.А.* Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем / Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. Томск, 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 State University of Control Systems and Radioelectronics. Tomsk, 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 the 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 the 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 the Voronezh State Technical University, 2012. Vol. 8, No. 3. Pp. 109–112.

Информация об авторах

В.В. Глотов, к.т.н., доцент кафедры радиоэлектронных устройств и систем
М.А. Ромащенко, д.т.н., доцент, профессор кафедры конструирования и производства радиоаппаратуры

Information about the authors

V.V. Glotov, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor of Radio Electronic Devices and Systems Chair
M.A. Romaschenko, D.Sc. in Engineering Sciences, Associate Professor, Professor of the Department of Design and Production of Radio Equipment

Статья поступила в редакцию 04.06.2025
Одобрена после рецензирования 11.06.2025
Принята к публикации 17.06.2025

The article was submitted 04.06.2025
Approved after reviewing 11.06.2025
Accepted for publication 17.06.2025

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 3. С. 69–78. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 3. Pp. 69–78. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396.67

Сравнительный анализ SIW-антенн на отечественном диэлектрике ФАФ-4Д и зарубежных аналогах

Сергей Игоревич Деревянкин[1], Александр Витальевич Останков[2], Глеб Валентинович Литвинов[3]
[1–3]Воронежский государственный технический университет, Воронеж, Россия
[1]derevyankin_sergej@bk.ru, [2]avostankov@mail.ru, [3]rt.kaf@cchgeu.ru

Аннотация. *Проведён сравнительный анализ характеристик шести волноводно-щелевых антенн, реализованных по технологии SIW, с использованием различных диэлектрических подложек: Rogers RO3003, Rogers RO4003C и отечественного диэлектрика ФАФ-4Д. Антенны моделировались для C- и Ku- диапазонов при сохранении одинаковой геометрии в пределах каждого диапазона. Исследованы следующие параметры: ширина полосы пропускания, коэффициент направленного действия (КНД), угол сканирования и коэффициент эффективности. Показано, что ФАФ-4Д позволяет достичь сопоставимые или улучшенные характеристики антенн относительно зарубежных материалов.*

Ключевые слова: *волноводно-щелевая антенна, SIW-технология, диэлектрическая подложка, ФАФ-4Д, коэффициент направленного действия, замена импортных материалов.*

Финансирование: *исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-21-20034, https://rscf.ru/project/24-21-20034/.*

Comparative analysis of SIW-antennas based on Russian FAF-4D dielectric and foreign analogues

Sergey I. Derevyankin[1], Alexander V. Ostankov[2], Gleb V. Litvinov[3]
[1–3]Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia
[1]derevyankin_sergej@bk.ru, [2]avostankov@mail.ru, [3]rt.kaf@cchgeu.ru

Abstract. *This paper presents a comparative analysis of six SIW-based waveguide slot antennas using different dielectric substrates: Rogers RO3003, Rogers RO4003C and Russian FAF-4D. The antennas were modeled for the C- and Ku- bands while maintaining the same geometry in each band. The following parameters were investigated: bandwidth, directional coefficient, scanning angle, and efficiency coefficient. It is shown that FAF-4D demonstrates comparable or improved characteristics relative to foreign materials.*

Keywords: *waveguide-slot antenna, SIW-technology, dielectric substrate, FAF-4D, directional coefficient, replacement of imported materials.*

Funding: *the research was funded by Russian Science Foundation, No. 24-21-20034, https://rscf.ru/project/24-21-20034/.*

В антеннах, созданных на основе технологии SIW, важную роль играет выбор диэлектрика, так как он влияет на фазовые характеристики, модовое распределение и потери излучения. Даже при близких значениях диэлектрической проницаемости ε_r различие в tanδ и стабильности параметров может приводить к заметному изменению КПД и сужению рабочей полосы. Диапазоны C- и Ku- крайне чувствительны к диэлектрическим потерям, и поэтому характеристики подложки оказывают решающее влияние на параметры антенны. Это особенно актуально при замене импортных диэлектриков отечественными аналогами.

С целью оценки применимости отечественного диэлектрика ФАФ-4Д проведён анализ публикаций, в которых рассматривается влияние диэлектрика на характеристики SIW-антенн. В обзор включены работы, посвященные аналогичным настоящей статье частотному диапазону и типу конструкций, а также работы, содержащие сопоставление параметров при использовании различных подложек.

В [1] исследуется интеграция микрополоскового генератора с волноводом, встроенным в диэлектрическую подложку. Авторы анализируют

© Деревянкин С.И., Останков А.В., Литвинов Г.В., 2025

влияние различных диэлектриков на сдвиг резонансных пиков логопериодической антенны (LPA) при смене ε_r и выходную мощность. При смене подложки с $\varepsilon_r = 3.0$ на $\varepsilon_r = 4.4$ центральная частота пика сместилась на $\approx 0.5\%$ ($\sim$50 МГц). Результаты показывают, что выбор подложки критически влияет на характеристики устройства, подчёркивая необходимость тщательного подбора диэлектрического материала для оптимальной работы микроволновых компонентов.

В обзоре [2] авторы исследовали варианты внедрения технологии волновода, интегрированного в подложку различных видов антенн и антенных решеток, а также систематизировали влияние ε_r и tanδ на полосу и потери SIW-антенн и рекомендовали использовать диэлектрическую проницаемость $\varepsilon_r = 2.2$–3.0 и тангенс угла потерь $\tan\delta < 0.002$ для широкополосных SIW-антенн. Одним из выводов статьи является следующее: увеличение ε_r приводит к уменьшению толщины h волновода и, как следствие, к сужению полосы, а рост tanδ линейно ухудшает КПД. Данный вывод может служить обоснованием выбора отечественного диэлектрика ФАФ-4Д, относящегося к исследованному диапазону параметров.

В работе [3] представлена трехслойная SIW-антенна, в которой между двумя FR4 слоями введен воздушный зазор. В диапазоне 27–40 ГГц это позволило снизить диэлектрические потери с 0.15 до 0.05 дБ/см и повысить максимально передаваемую мощность за счёт снижения нагрева и повышения Q-фактора. Недостатком конструкции является крайне сложное изготовление трёхслойной платы.

В статье [4] авторы провели обзор таких SIW-компонентов, как делители, фазовращатели и соединители для X-диапазона (8–12 ГГц). Отмечается, что увеличение ε_r позволяет уменьшить размеры компонентов, но сопровождается ростом фазового разброса и диэлектрических потерь. Особое внимание уделяется выбору диэлектрических материалов: авторы исследуют замену дорогостоящим диэлектрикам Rogers RT/duroid® 5870/5880 в виде Taconic RF-35, который схож с отечественным диэлектриком ФАФ-4Д, делая вывод о его пригодности.

В обзорной статье [5] авторы систематизируют применение SIW-конструкций в фильтрах, делителях и антеннах с акцентом на роль ε_r и tanδ, рекомендуя диапазон $\varepsilon_r = 2.2$–3.0 и $\tan\delta < 0.002$ для широкополосных антенн. Показано, что увеличение диэлектрической проницаемости подложки выше значения 4 ведет к росту потерь внутри диэлектрика и к существенному сужению полосы пропускания, что связано как с уменьшением полосы пропускания (например, с 18 до 7% при росте ε_r с 2.2 до 4.0), так и с ростом потерь из-за увеличения tanδ.

В рамках настоящего исследования были разработаны и проанализированы шесть моделей волноводно-щелевых SIW-антенн в двух частотных диапазонах (C- и Ku-): по одной модели на каждом из трёх диэлектрических материалов (Rogers RO3003, Rogers RO4003C и ФАФ-4Д). Такой подход позволил напрямую оценить влияние ε_r и tanδ подложки на КПД, КНД и ширину полосы пропускания при сохранении идентичной геометрии и условий возбуждения. В условиях постоянно возрастающих требований к компактности и эффективности СВЧ-антенн технология SIW остаётся одной из наиболее перспективных, однако выбор диэлектрической подложки продолжает оставаться ключевым фактором, определяющим баланс между шириной полосы, углом частотного сканирования и потерями. В литературе показано, что оптимальный диапазон ε_r в сочетании с низким tanδ обеспечивает широкую полосу пропускания и высокий КПД без усложнения конструкции; тем не менее до сих пор оставался открытым вопрос о конкурентоспособности отечественного ФАФ-4Д по сравнению с признанными стандартами Rogers.

Анализ волноводно-щелевых антенн, реализованных по технологии SIW, в C-диапазоне

Для расчета SIW-волновода для щелевых антенн использованы общеизвестные соотношения для SIW-структур [6, 7]. Общий вид конструкции антенны с идентичной геометрией, используемой для волноводно-щелевых структур для C-диапазона, приведен на рис. 1.

При формировании апертуры волноводно-щелевой антенной решетки были выбраны следующие размеры для продольных щелей, которые соответствуют целевому диапазону частот: 17,35 × 1,87 мм.

Результаты моделирования сведены в табл. 1.

Полоса пропускания определялась по частотной зависимости $|S11|$, полученной методом электромагнитного моделирования в среде «CST Microwave Studio» (рис. 2).

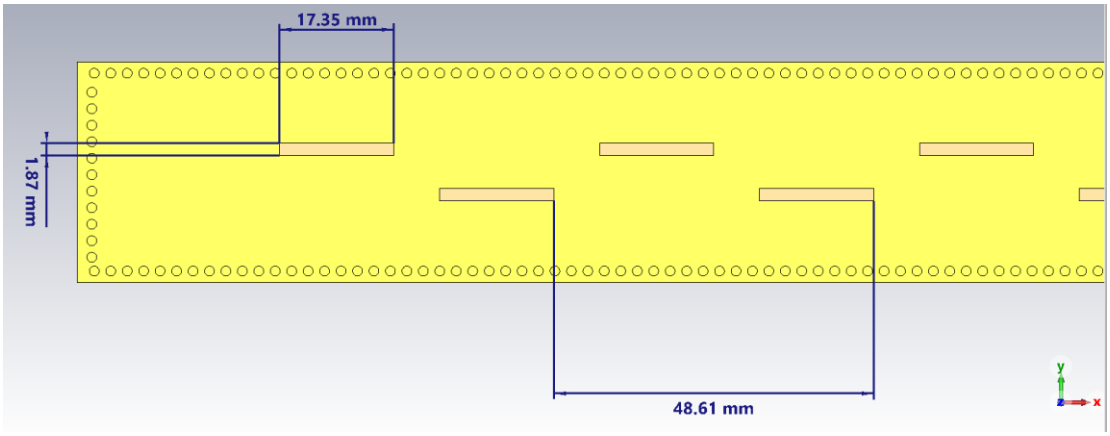
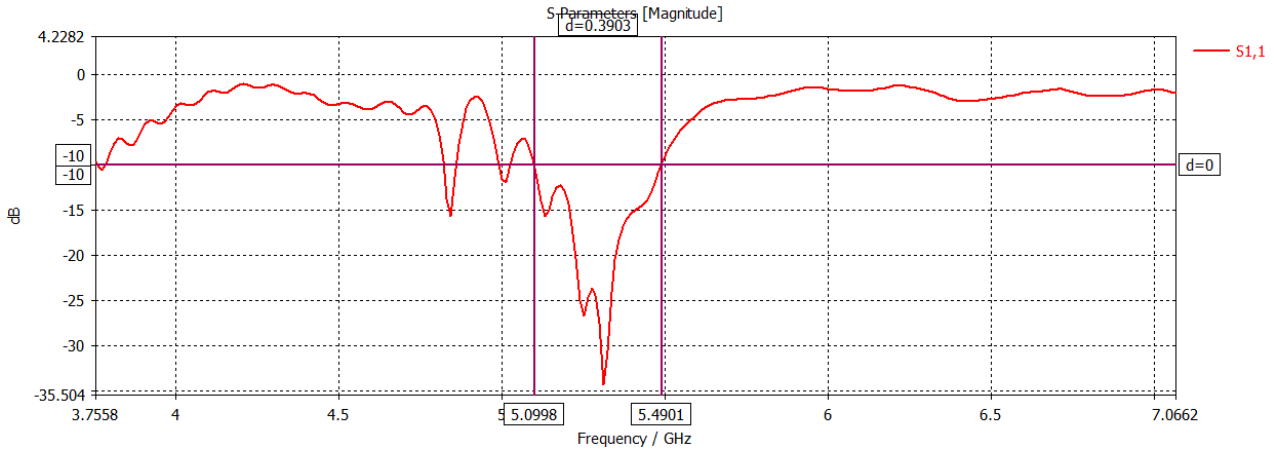


Рис. 1. Конструкция волноводно-щелевой антенны на основе технологии SIW в С-диапазоне

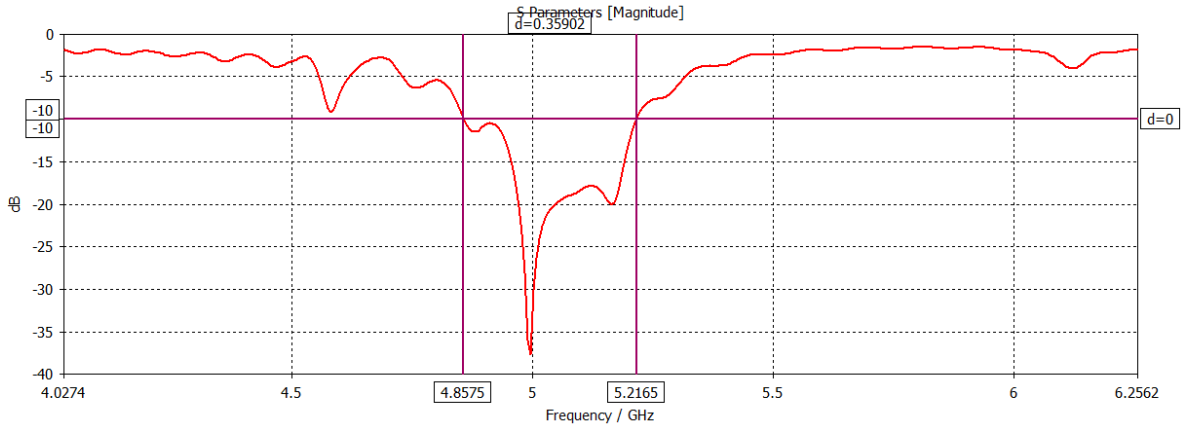
Таблица 1

Результаты моделирования

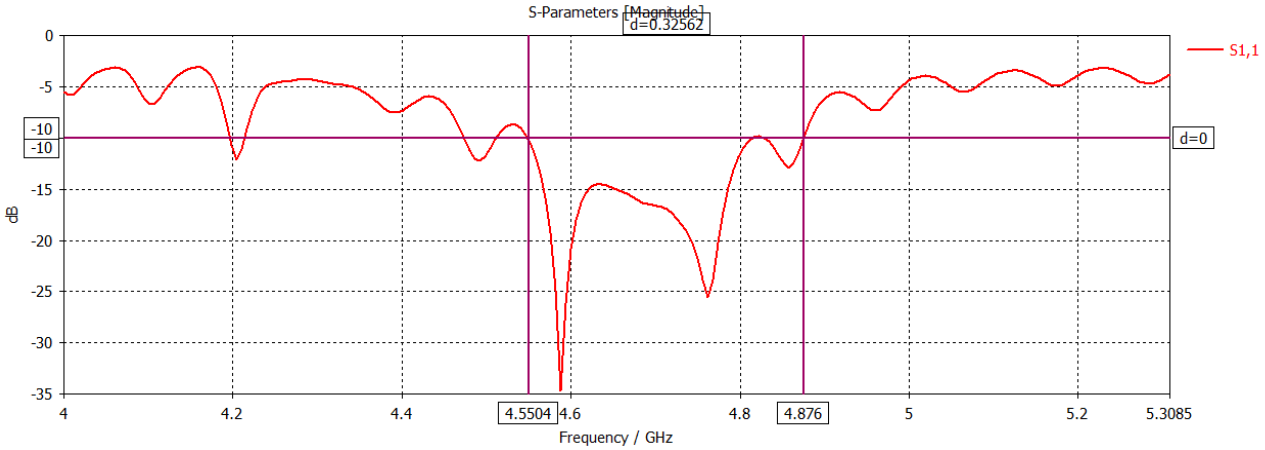
Диэлектрик	Полоса, ГГц	КНД, дБ	Отклонение луча, °
ФАФ-4Д	5.1–5.49 (390 МГц)	15.8–16.2	12
Rogers 3003	4.857–5.216 (359 МГц)	15.4–15.8	11–12
Rogers 4003C	4.549–4.876 (327 МГц)	15.0–15.2	11–16



а)



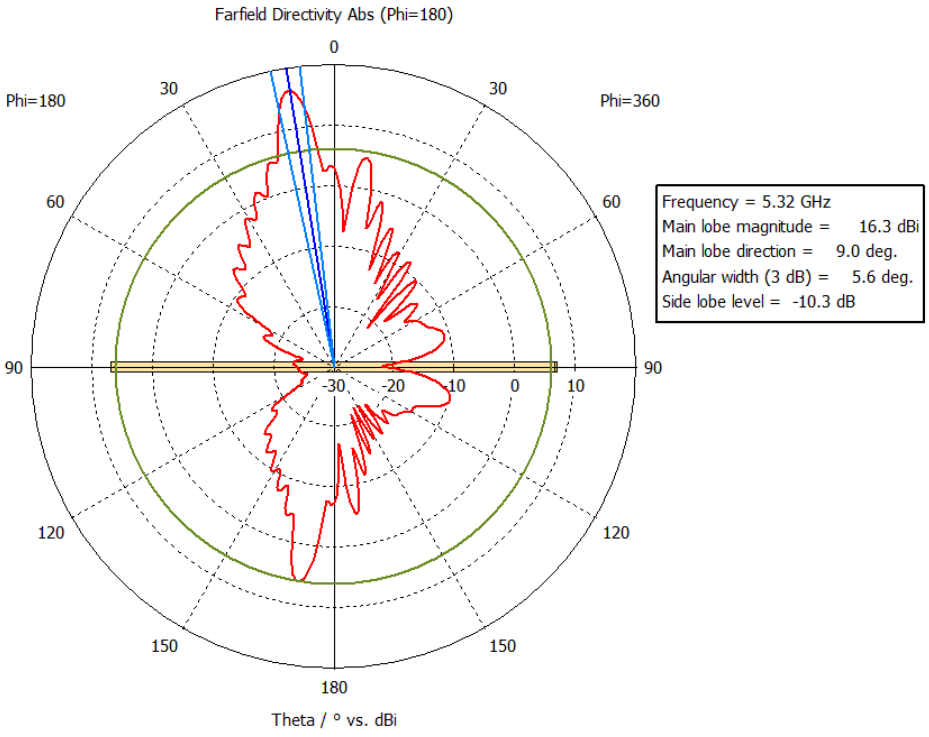
б)



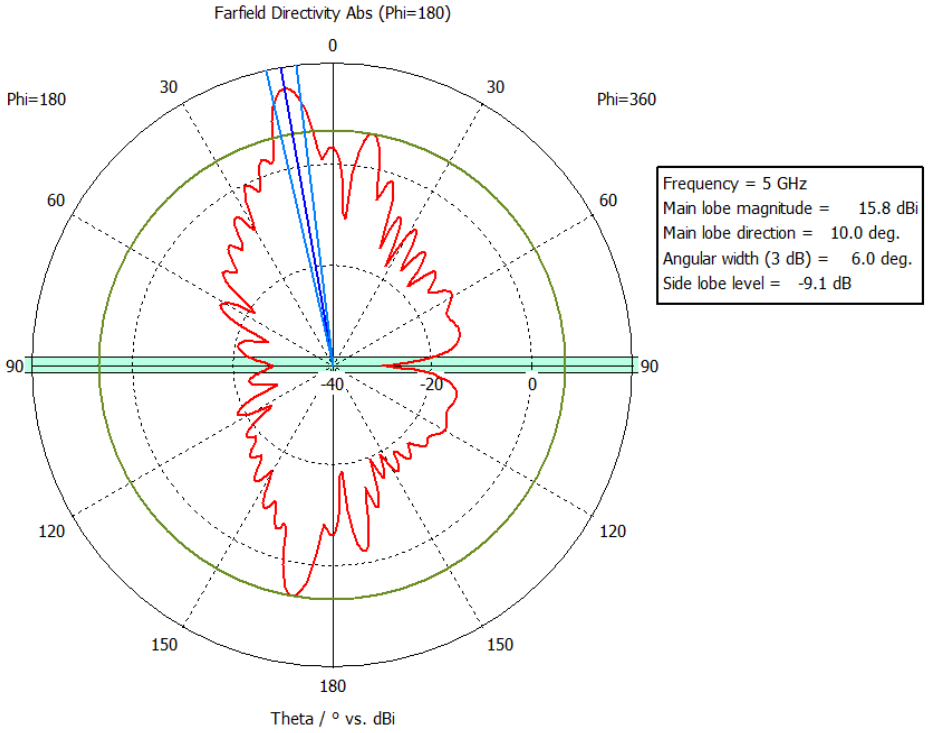
в)

Рис. 2. Частотные зависимости параметра *S*11 волноводно-щелевых SIW-антенн с диэлектриком: а) ФАФ-4Д; б) Rogers 3003; в) Rogers 4003C

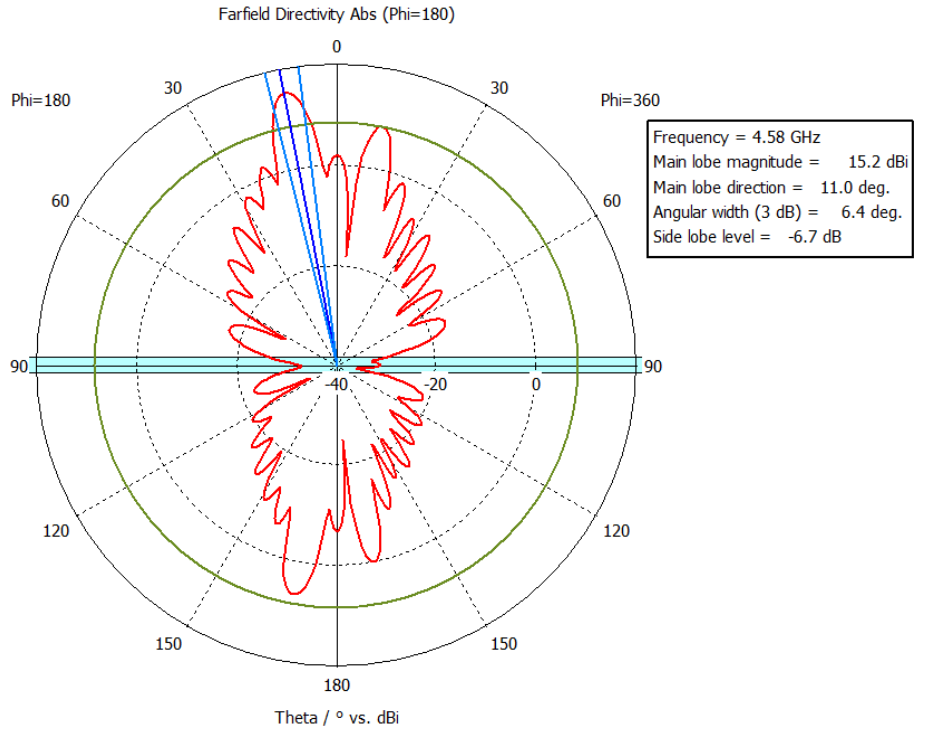
Диаграммы направленности антенн на частотах в пределах указанных полос, соответствующих наклонному излучению, показаны на рис. 3.



а)



б)



в)

Рис. 3. Диаграммы направленности волноводно-щелевых SIW-антенн с диэлектриком:
а) ФАФ-4Д; б) Rogers 3003; в) Rogers 4003C

ФАФ-4Д демонстрирует наибольшую ширину полосы и устойчивую форму диаграммы направленности, Rogers-серии уступают по полосе, но обеспечивают более широкий диапазон углов сканирования. Материалы Rogers 3003 и 4003C демонстрируют более узкие полосы и незначительное снижение КНД по сравнению с ФАФ-4Д.

Таким образом, в рамках С-диапазона отечественный диэлектрик ФАФ-4Д обеспечивает наиболее сбалансированные характеристики, сочетая широкую полосу пропускания и высокую направленность, что подтверждает целесообразность его практического применения в современных SIW-антеннах.

Анализ волноводно-щелевых антенн, реализованных по технологии SIW, в Ku-диапазоне

Общий вид конструкции антенны с одинаковыми геометрическими параметрами, соответствующими требованиям к Ku-диапазону, приведен на рис. 4.

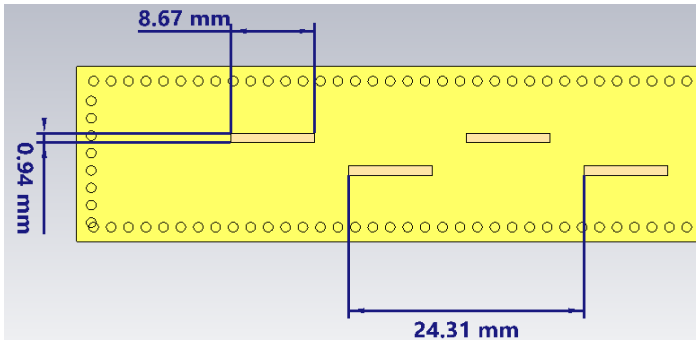


Рис. 4. Конструкция волноводно-щелевой антенны на основе технологии SIW в Ku-диапазоне

При формировании апертуры волноводно-щелевой антенной решетки были выбраны следующие размеры для продольных щелей, которые соответствуют целевому диапазону частот: 8.67 × 0.94 мм.

Результаты моделирования сведены в табл. 2.

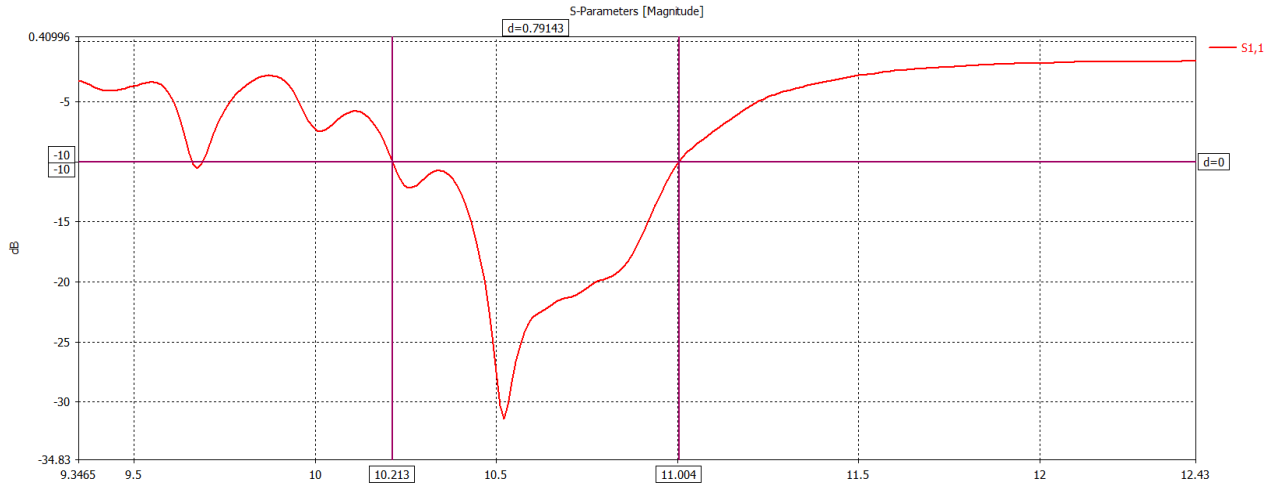
Таблица 2

Результаты моделирования

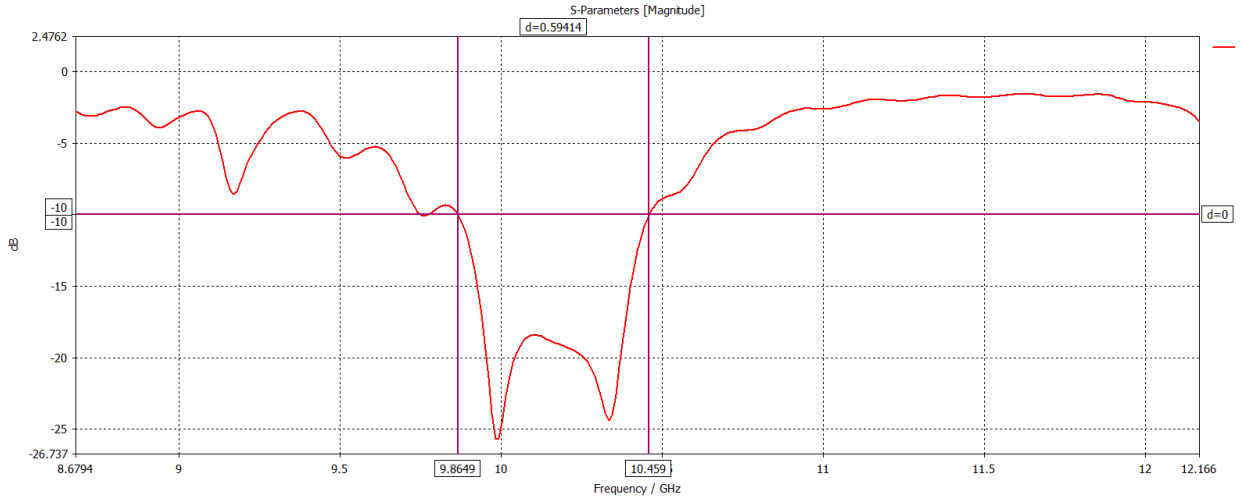
Диэлектрик	Полоса, ГГц	КНД, дБ	Отклонение луча, °
ФАФ-4Д	10.213–11 (787 МГц)	16–16.7	6–10
Rogers 3003	9.867–10.46 (593 МГц)	15.7–16	6–13
Rogers 4003C	9.11–9.768 (658 МГц)	15.0–15.2	6–16

Диапазон рабочих частот определялся на основе анализа частотной зависимости возвратных потерь, получаемой при полноволновом электромагнитном моделировании в программном продукте «CST Microwave Studio» (рис. 5).

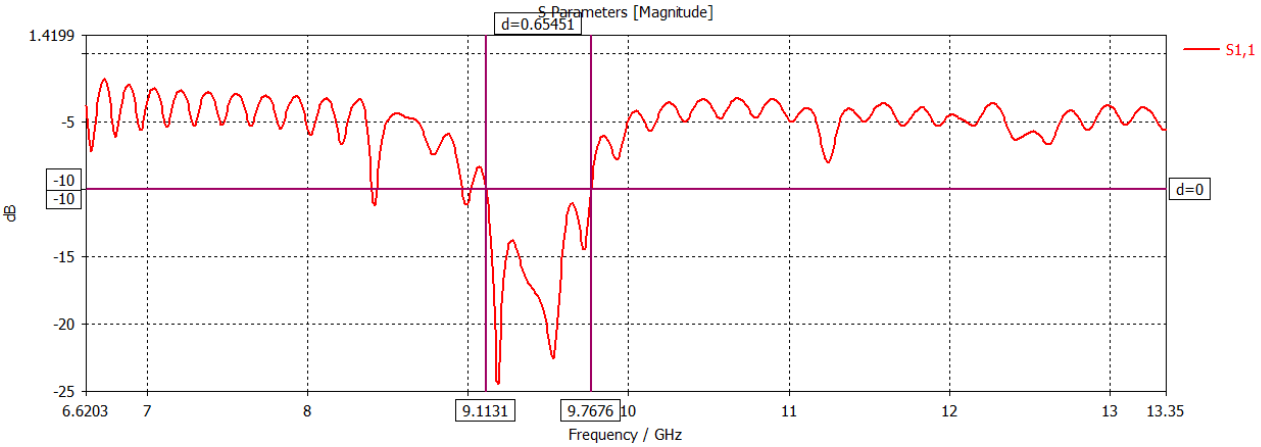
Диаграммы направленности антенны на частотах в пределах указанных полос, показаны на рис. 6.



а)

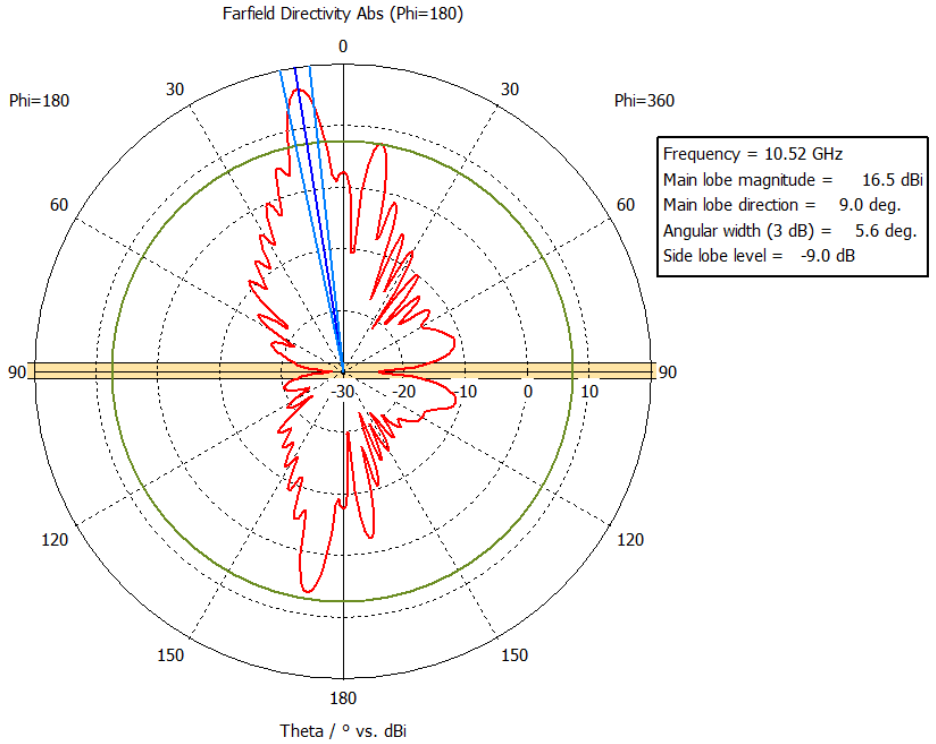


б)

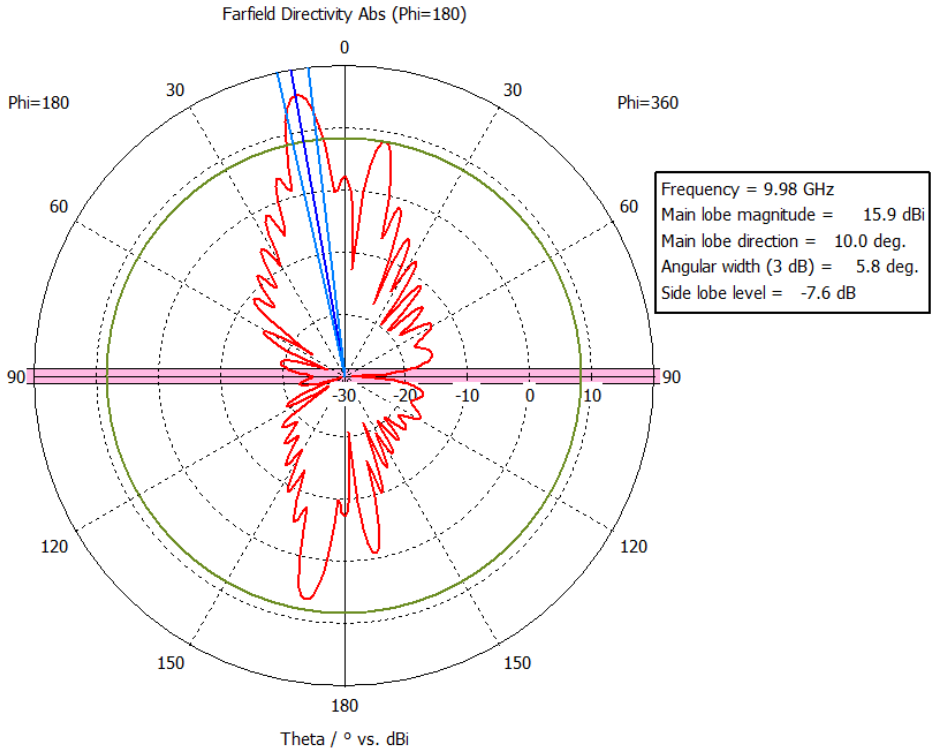


в)

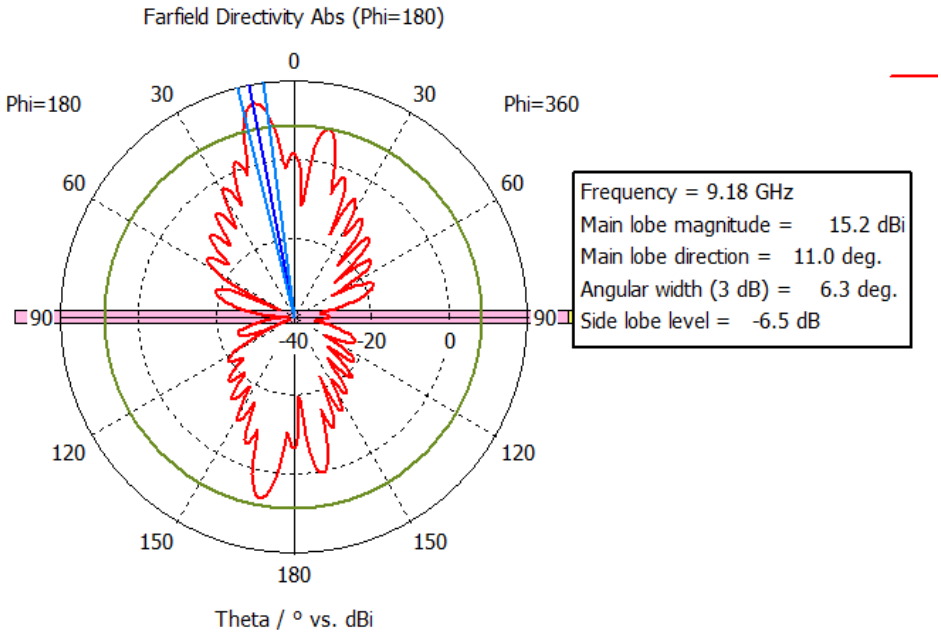
Рис. 5. Частотные зависимости параметра *S*11 волноводно-щелевых SIW-антенн с диэлектриком:
а) ФАФ-4Д; б) Rogers 3003; в) Rogers 4003C


Farfield Directivity Abs (Phi=180)
0
30
30
Phi=180
Phi=360
60
60
90
90
120
120
150
150
180
-30
-20
-10
0
10
Frequency = 10.52 GHz
Main lobe magnitude = 16.5 dBi
Main lobe direction = 9.0 deg.
Angular width (3 dB) = 5.6 deg.
Side lobe level = -9.0 dB
Theta / ° vs. dBi

а)


Farfield Directivity Abs (Phi=180)
0
30
30
Phi=180
Phi=360
60
60
90
90
120
120
150
150
180
-30
-20
-10
0
10
Frequency = 9.98 GHz
Main lobe magnitude = 15.9 dBi
Main lobe direction = 10.0 deg.
Angular width (3 dB) = 5.8 deg.
Side lobe level = -7.6 dB
Theta / ° vs. dBi

б)



в)

Рис. 6. Диаграммы направленности волноводно-щелевых SIW-антенн с диэлектриком:
а) ФАФ-4Д; б) Rogers 3003; в) Rogers 4003C

В Ku-диапазоне отечественный диэлектрик ФАФ-4Д показал наилучшее согласование и минимальное смещение главного лепестка по частоте, сохраняя направленность на уровне зарубежных аналогов.

Заключение

Таким образом, отечественный диэлектрик ФАФ-4Д обеспечивает оптимальный баланс между шириной полосы, стабильностью диаграммы направленности и эффективностью излучения во всех исследованных диапазонах. За счёт более низкого ε_r он гарантирует более широкую полосу без ухудшения КПД и КНД в отличие от Rogers-материалов, которые проигрывают по рабочей полосе пропускания. Это делает ФАФ-4Д привлекательным выбором для практических реализаций SIW-антенн в C- и Ku-диапазонах.

Список источников

1. *Lyubchenko V.E., Kalinin V.I., Kotov V.D., Lyubchenko D.V., Radchenko D.E., Telegin S.A., Yunevich E.O.* Microstrip Antenna–Oscillators Integrated with a Waveguide Built in a Dielectric Substrate // Journal of Communications Technology and Electronics. 2018. Vol. 63, No. 9. Pp. 1059–1063.

2. *Kumar A., Raghavan S.* A Review: Substrate Integrated Waveguide Antennas and Arrays // Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering. 2016. Vol. 8, No. 5. Pp. 95–104.

3. *Parment F., Ghiotto A., Vuong T., Duchamp J., Wu K.* Air-Filled Substrate Integrated Waveguide for Low-Loss and High Power-Handling Millimeter-Wave Substrate Integrated Circuits // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2015. Vol. 63, No. 4. Pp. 1228–1238.

4. *Venanzoni G., Mencarelli D., Morini A., Farina M., Prudenzano F.* Review of Substrate Integrated Waveguide Circuits for Beam-Forming Networks Working in X-Band // Applied Sciences. 2019.

5. *Nwajana A.O., Obi E.R.* A Review on SIW and Its Applications to Microwave Components // Electronics. 2022.

6. *Guo Y.* Designs of Substrate Integrated Waveguide (SIW) and Its Transition to Rectangular Waveguide // Auburn: Auburn University. 2015. Pp. 1–84.

7. *Останков А.В., Хрипунов Е.Г.* Рупорная SIW-антенна со специальным копланарным переходом и диэлектрической линзой для питания планарной антенны вытекающей волны // Радиостроение. 2020. № 2. С. 1–26.

References

1. *Lyubchenko V.E., Kalinin V.I., Kotov V.D., Lyubchenko D.V., Radchenko D.E., Telegin S.A., Yunevich E.O.* Microstrip Antenna–Oscillators Integrated with a Waveguide Built in a Dielectric Substrate // Journal of Communications Technology and Electronics. 2018. Vol. 63, No. 9. Pp. 1059–1063.

2. *Kumar A., Raghavan S.* A Review: Substrate Integrated Waveguide Antennas and Arrays // Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering. 2016. Vol. 8, No. 5. Pp. 95–104.

3. *Parment F., Ghiotto A., Vuong T., Duchamp J., Wu K.* Air-Filled Substrate Integrated Waveguide for Low-Loss and High Power-Handling Millimeter-Wave Substrate Integrated Circuits // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2015. Vol. 63, No. 4. Pp. 1228–1238.

4. *Venanzoni G., Mencarelli D., Morini A., Farina M., Prudenzano F.* Review of Substrate Integrated Waveguide Circuits for Beam-Forming Networks Working in X-Band // Applied Sciences. 2019.

5. *Nwajana A.O., Obi E.R.* A Review on SIW and Its Applications to Microwave Components // Electronics. 2022.

6. *Guo Y.* Designs of Substrate Integrated Waveguide (SIW) and Its Transition to Rectangular Waveguide // Auburn: Auburn University. 2015. Pp. 1–84.

7. *Ostankov A.V., Khripunov E.G.* Horn SIW antenna with special coplanar transition and dielectric lens for feeding planar leaky wave antenna // Radio engineering. 2020. № 2. Pp. 1–26.

Информация об авторах

С.И. Деревянкин, аспирант
А.В. Останков, д.т.н.
Г.В. Литвинов, старший преподаватель

Information about the authors

S.I. Derevyankin, Postgraduate
A.V. Ostankov, D.Sc. in Engineering Sciences
G.V. Litvinov, Senior Lecturer

Статья поступила в редакцию 11.06.2025
Одобрена после рецензирования 18.06.2025
Принята к публикации 25.06.2025

The article was submitted 11.06.2025
Approved after reviewing 18.06.2025
Accepted for publication 25.06.2025

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 3. С. 79–84. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 3. Pp. 79–84. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396

Моделирование волноводных полосно-пропускающих фильтров на фин-лайн КВЧ диапазона

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

Аннотация. *Рассматриваются волноводные полосно-пропускающие фильтры на фин-лайн. Проведены расчет и моделирование в САПР CST Studio Suite волноводных полосно-пропускающих фильтров КВЧ диапазона на одной и на двух фин-лайн. Проведен сравнительный анализ полученных фильтров с аналогичными.*

Ключевые слова: *волноводный фильтр, КВЧ диапазон, моделирование, полосно-пропускающий фильтр, фильтр на фин-лайн.*

Modeling of waveguide band pass filters on the fin-line EHF range

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

Abstract. *The article discusses waveguide band-pass filters on the fin-line. The calculation and modeling of waveguide band-pass filters of the EHF range on one and two fin-lines in the CST Studio Suite CAD system have been carried out. A comparative analysis of the obtained filters with similar ones has been conducted.*

Keywords: *waveguide filter, EHF range, modeling, band pass filter, filter on fin-line.*

Волноводы находят широкое применение в системах радиосвязи и радиолокации благодаря своей способности минимизировать потери сигнала и обеспечивать высокую устойчивость к помехам. Кроме того, они позволяют пропускать большой уровень мощности, что особенно важно при передаче информации на большие расстояния. Одним из важнейших элементов волноводного приемопередающего тракта является фильтр.

В КВЧ диапазоне часто применяются волноводные полосно-пропускающие фильтры, которые представляют собой многозвенную волноводную структуру, реализуемую по лестничной системе. Каждое звено фильтра – это отрезок волновода, ограниченный с обеих сторон реактивностями, такое звено называется резонатором. В качестве реактивностей в фильтрах применяются металлические пластины (диафрагмы) или штыри, в зависимости от их расположения относительно вектора электрического поля основной волны H_{10} они могут быть индуктивными, емкостными или резонаторными.

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

Металлические пластины могут быть ориентированы в *E*-плоскости фильтра, образуя индуктивные полоски между полуволновыми щелевыми резонаторами. Такие фильтры получили наибольшее практическое применение в КВЧ диапазоне из-за своей простоты конструктивно-технологического изготовления и относительной простоты расчета. Одним из вариантов фильтров с реактивностями, ориентированными в *E*-плоскости, являются фильтры на диэлектрической подложке (фин-лайн), используемые вместо металлической пластины.

Фильтры с металлической пластиной имеют более высокий коэффициент добротности, чем фильтры на фин-лайн, однако допуски размеров у фильтров с металлической пластиной гораздо жестче. В фильтрах на фин-лайн эта проблема ослаблена за счет концентрации энергии внутри подложки [1], а за счет возможности изготовления структуры диэлектрической подложки методом фотолитографии она может быть изготовлена с точностью до единиц микрон, что особенно важно для высокочастотных фильтров, так как размеры фильтра обратно пропорциональны его частоте сигнала.

Волноводный полосно-пропускающий фильтр на фин-лайн представляет собой волновод, разделенный на две половины, посередине которого установлена диэлектрическая подложка (рис. 1), на которой вырезаны окошки, представляющие собой резонаторы, а металлизация между ними – реактивности.

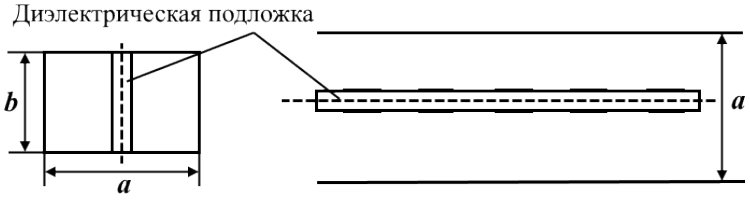
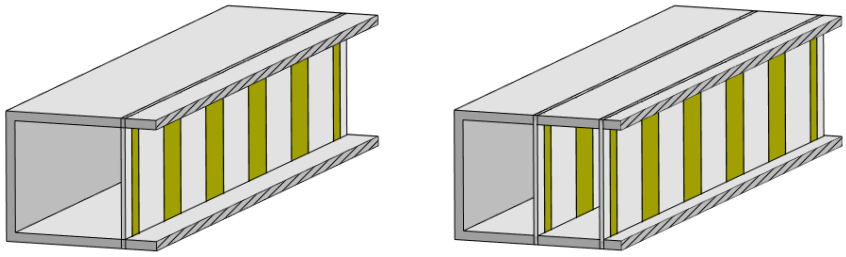


Рис. 1. Волноводный фильтр с диэлектрической подложкой (a – ширина волновода, b – высота волновода)

На диэлектрической подложке металлизация может быть выполнена как с одной, так с обеих сторон, однако фильтр с односторонней подложкой имеет большие диэлектрические потери, так как чем больше площадь диэлектрика, тем больше потери при распространении радиоволны, что было доказано экспериментально в [2].

Расчет и последующее моделирование произведем для двух волноводных полосно-пропускающих фильтров на фин-лайн: для фильтра на одной фин-лайн с металлизацией на обеих сторонах и для фильтра на двух фин-лайн, равноудаленных друг от друга и от боковых стенок волновода, с металлизацией на обеих сторонах (рис. 2).



а) б)

Рис. 2. Волноводные полосно-пропускающие фильтры на одной (а) и на двух (б) фин-лайн

Перед началом моделирования фильтра необходимо произвести расчет его инверторов сопротивлений $K_{n,\,n+1}$ и коэффициентов передачи $S_{21n,\,n+1}$. Их расчет описан в [3], который основан на методике расчета СВЧ фильтров с параллельными индуктивными связями:

$$\frac{K_{n,\,n+1}}{Z_0} = \frac{\pi \cdot W_p}{2 \cdot \sqrt{g_n \cdot g_{n+1}}}, \qquad (1)$$

$$\left|S_{21}\right|_{n,\,n+1} = \left| \frac{2}{\dfrac{K_{n,\,n+1}}{Z_0} + \dfrac{Z_0}{K_{n,\,n+1}}} \right|. \qquad (2)$$

Оба фильтра рассчитываем для частоты 36,5 ГГц с полосой пропускания 300 МГц, неравномерностью в полосе пропускания 0,1 дБ и числом резонаторов $n = 5$ (что соответствует 5-му порядку фильтра). При одинаковых значениях параметров фильтра $K_{n,\,n+1}$ и $S_{21n,\,n+1}$ не будут различаться у фильтров с 1 и 2 диэлектрическими подложками, также они не будут отличаться от тех, что рассчитаны в [3] для фильтров с металлическими пластинами. Рассчитанные параметры $K_{n,\,n+1}$ и $S_{21n,\,n+1}$ приведены в табл. 1.

Таблица 1

Рассчитанные данные волноводного фильтра 5-го порядка

n	0	1	2	3	4	5
$K_{n,\,n+1}$	0,14	0,023	0,019	0,019	0,023	0,14
$S_{21n,n+1}$, дБ	–16,876	–32,67	–34,403	–34,403	–32,67	–16,876

По полученным данным производим моделирование каждого из звеньев фильтров по отдельности с их последующим объединением и моделированием общей АЧХ. За начальную длину первого резонатора фильтра на одной фин-лайн, от которой начинается моделирование, принимаем длину волны в резонаторе, для частоты 36,5 ГГц – это 8,86 мм, для фильтра на двух фин-лайн начальную длину первого резонатора принимаем равной половине длины волны на частоте 36,5 ГГц – 4,43 мм. Для фильтра данной частоты берем волновод с размерами 7,2 × 3,4 мм в соответствии с ГОСТ 13317-89. В качестве подложки используем диэлектрический материал Duroid 5880 с толщиной 0,25 мм и металлизацией 7 мкм с обеих сторон. Выбранный материал обладает хорошим тангенсом диэлектрических потерь tgδ = 0,0015, а также невысокой диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_r = 2{,}20$ в сравнении с другими аналогичными материалами [4]. Параметр ε_r играет ключевую роль, поскольку с ростом частоты пропорционально уменьшается длина волны, которая в полости волновода, в свою очередь, зависит от диэлектрической проницаемости среды в подложке. Таким образом, с ростом ε_r длины волн, распространяемых внутри волновода и диэлектрической подложки, будут пропорционально уменьшаться.

Моделирование провели в САПР *CST Studio Suite* с реальными электрическими характеристиками волновода и диэлектрической подложки. Полученные геометрические размеры фильтров приведены в табл. 2.

Таблица 2

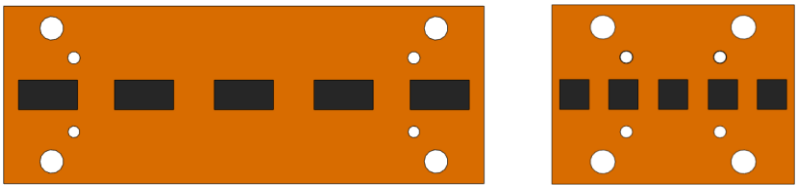
Геометрические размеры фильтров

Элемент фильтра	Фильтр на фин-лайн		Фильтр с металлическими пластинами	
	на одной фин-лайн	на двух фин-лайн	с одним рядом пластин	с двумя рядами пластин
Резонатор *R*1, мм	7,9	3,725	3,19	4,015
Резонатор *R*2, мм	7,899	3,734	3,175	4,022
Резонатор *R*3, мм	7,895	3,735	3,175	4,022
Резонатор *R*4, мм	7,899	3,734	3,175	4,022
Резонатор *R*5, мм	7,9	3,725	3,19	4,015
Пластина *L*1, мм	1,913	0,989	2,262	1,114
Пластина *L*2, мм	5,083	2,495	8,09	3,07
Пластина *L*3, мм	5,511	2,604	8,638	3,329
Пластина *L*4, мм	5,511	2,604	8,638	3,329
Пластина *L*5, мм	5,083	2,495	8,09	3,07
Пластина *L*6, мм	1,913	0,989	2,262	1,114
Длина фильтра *d*, мм	64,507	30,829	53,885	39,114

Для сравнения в табл. 2 приведены размеры фильтров с металлическими пластинами, полученные в результате моделирования в [3]. Видно, что фильтр с одним рядом металлических пластин имеет меньшие размеры в сравнении с аналогичным фильтром на фин-лайн. Однако фильтр с двумя металлическими пластинами больше фильтра на двух фин-лайн.

Аналогично методике, приведенной в [3], производим моделирование фильтров, поэтапно добавляя резонаторы. Для приближения к реальным результатам при моделировании указываем, что волновод выполнен из серебра и заполнен внутри воздухом, и указываем параметры диэлектрической подложки *Duruid* 5880.

На рис. 4 приведены графики зависимостей $S_{21}(f)$ (коэффициент передачи) и $S_{11}(f)$ (коэффициент отражения) от частоты для фильтра на одной фин-лайн, из которых видно, что его полоса пропускания составляет 317 МГц, а центральная частота – 36,5 ГГц. Затухание в полосе пропускания в среднем 0,8 дБ.



а) б)

Рис. 3. Диэлектрические подложки фильтров на одной (а) и на двух (б) фин-лайн

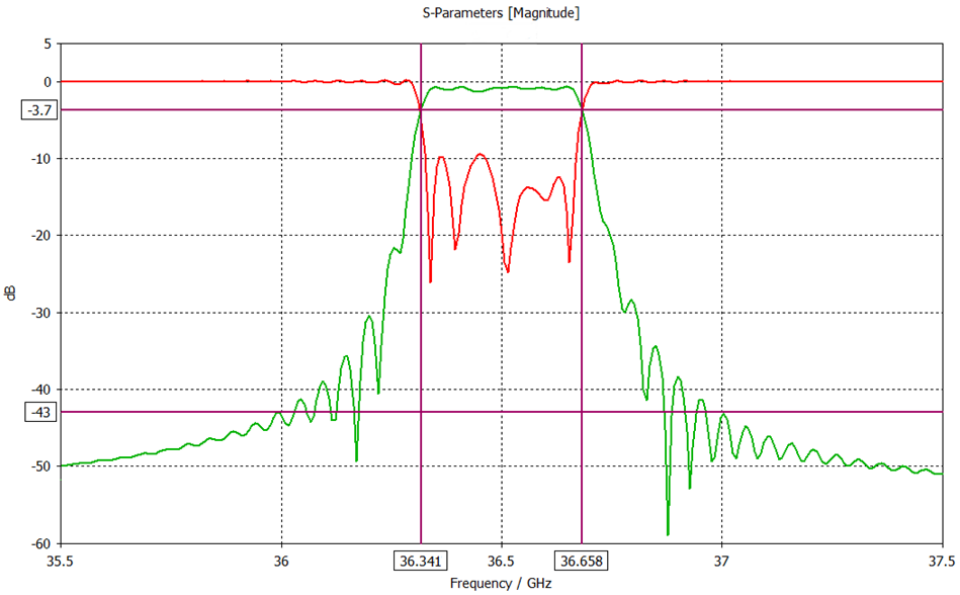


Рис. 4. Графики S_{21} и S_{11} фильтра на одной фин-лайн

На рис. 5 приведены графики зависимостей $S_{21}(f)$ (коэффициент передачи) и $S_{11}(f)$ (коэффициент отражения) от частоты для фильтра на двух фин-лайн, из которых видно, что его полоса пропускания составляет 328 МГц, а центральная частота – 36,499 ГГц. Затухание в полосе пропускания в среднем 1,2 дБ.

Фильтр с одной диэлектрической подложкой имеет более узкую полосу пропускания и меньшее ослабление, чем фильтр с двумя диэлектрическими подложками. Это, как описывалось выше, объясняется тем, что у фильтра с двумя диэлектрическими подложками большая площадь диэлектрика (из-за наличия двух подложек).

Важно отметить, что материал *Duroid* 5880 имеет отклонение диэлектрической проницаемости ε_r от номинала. Для материала *Duroid* 5880 это ±0,02, что является отклонением в 1% от номинальной диэлектрической проницаемости, это влияет на длины волн, распространяемых внутри волновода и диэлектрической подложки. На рис. 6 построены графики S_{21} для фильтра на одной фин-лайн с минимальным, максимальным и средним значениями ε_r материала *Duroid* 5880 и одинаковыми геометрическими размерами.

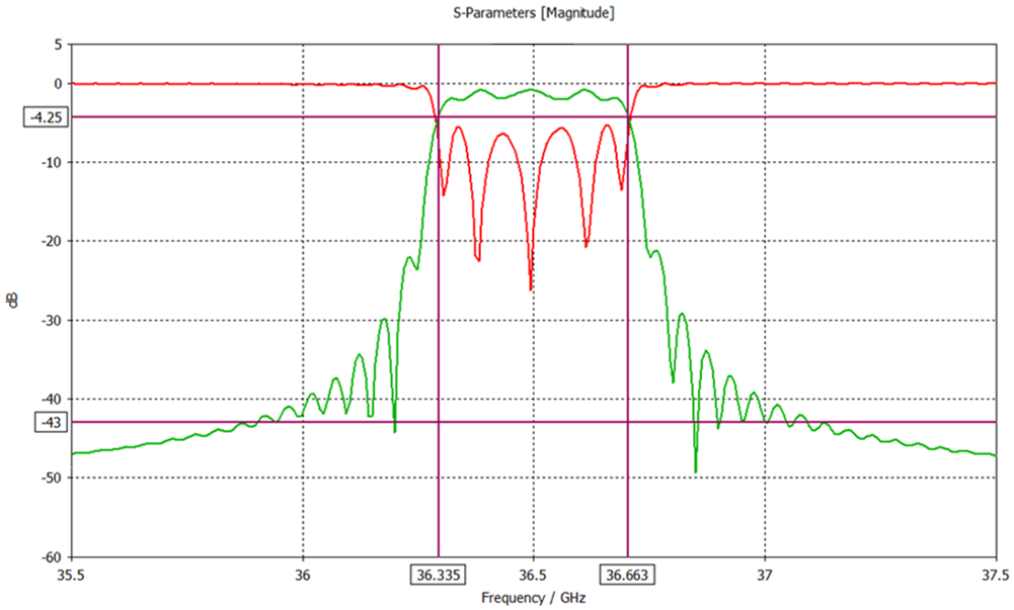


Рис. 5. Графики S_{21} и S_{11} фильтра на двух фин-лайн

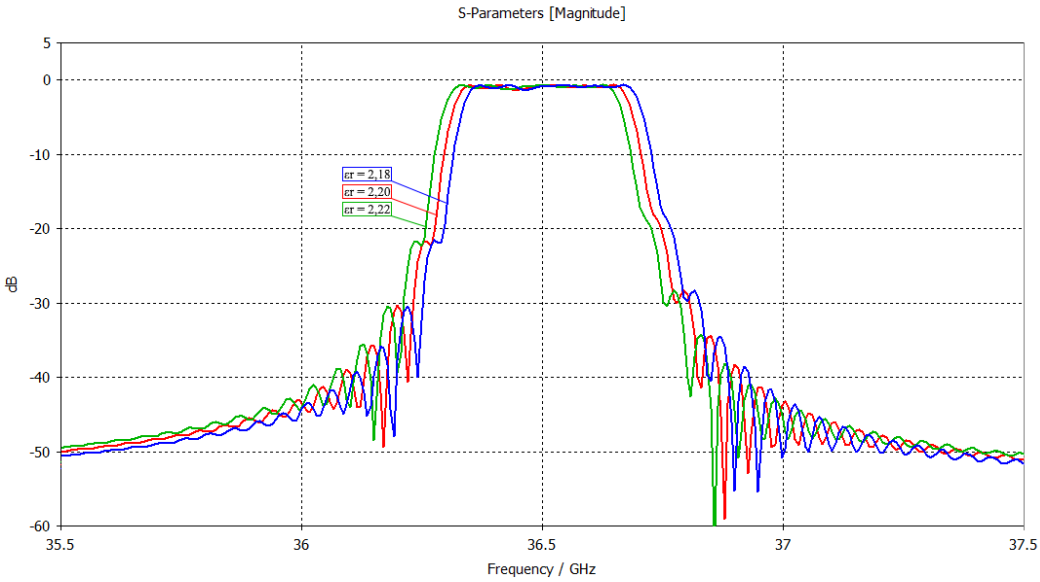
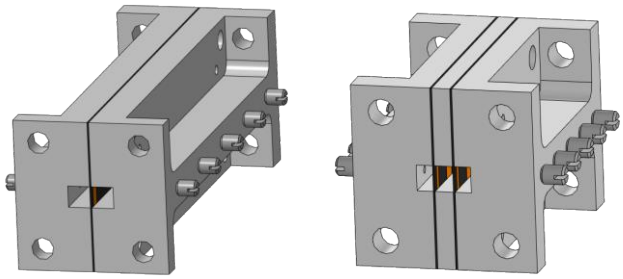


Рис. 6. Графики S_{21} фильтра на фин-лайн с различной диэлектрической проницаемостью

При смещении диэлектрической проницаемости ε_r на ±0,02 от номинальной величины происходит смещение центральной частоты фильтра приблизительно на ±34 МГц. Поэтому при изготовлении фильтра на фин-лайн его частота может отличаться от полученной в результате моделирования, так как фактическая ε_r материала неизбежно будет иметь отклонения. Для борьбы со смещением центральной частоты в фильтре предусмотрены подстроечные винты, которые подстраивают резонансные частоты каждого из резонаторов, так как являются емкостной неоднородностью в полости волновода (рис. 7).



а) б)

Рис. 7. Волноводные полосно-пропускающие фильтры на одной (а) и двух (б) фин-лайн

Подстроечные винты располагаются напротив каждого резонатора симметрично с обеих сторон волновода, перпендикулярно плоскости фин-лайн. Они позволяют добиться смещения центральной частоты фильтра в небольших пределах. Из-за меньших размеров фильтра с двумя диэлектрическими подложками подстроечные винты находятся очень близко друг к другу, поэтому в данном исполнении уменьшение размеров фильтра невыгодно.

Сравнивая результаты моделирования фильтров на фин-лайн и фильтров с металлическими пластинами, можно увидеть, что фильтр на двух фин-лайн обладает наименьшими размерами, но при этом из-за большой площади диэлектрика в волноводе его характеристики хуже. У фильтров с металлическими пластинами характеристики лучше, при этом фильтры с одной и двумя металлическими пластинами имеют примерно одинаковые характеристики и различаются только геометрическими размерами. Однако при изготовлении металлических пластин необходимо соблюдать жесткие допуски до 10 мкм, которые вносят значительный вклад в итоговый результат, а также влияют на повторяемость характеристик. При производстве фин-лайн можно добиться точности в несколько микрон, что обеспечивает хорошую повторяемость параметров фильтров.

Список источников

1. *Шаров Г.А.* Волноводные устройства сантиметровых и миллиметровых волн. М.: Горячая линия–Телеком, 2016. 640 с.: ил.

2. *Shih Y.C., Itoh T.* E-Plane Filters with Finite-Thickness Septa // IEEE Transaction on Microwave Theory Techniques. 1983. Vol. MTT-31. Pp. 1009–1013.

3. *Белозеров М.Н., Чернышов А.Ю.* Моделирование волноводных полосно-пропускающих фильтров на металлических пластинах КВЧ диапазона // Теория и техника радиосвязи. 2023. № 3. С. 57–62.

4. *Fritz Arndt, Jens Bornemann, Dietrich Grauerholz, Rudiger Vahldieck.* Theory and Design of Low-Insertion Loss Fin-Line Filters // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1982. Vol. MTT-30, No. 2. Pp. 155–163.

5. *Маттей Г.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т.* Фильтры КВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т. 1. М.: Связь, 1972.

6. КВЧ-фильтры и мультиплексоры для систем космической связи. Монография / Под ред. В.П. Мещанова. М.: Радиотехника, 2017. 256 с.: ил.

References

1. *Sharov G.A.* Waveguide devices for centimeter and millimeter waves. Moscow: Hotline–Telecom, 2016. 640 p.: ill.

2. *Shih Y.C., Itoh T.* E-Plane Filters with Finite-Thickness Septa // IEEE Transaction on Microwave Theory Techniques. 1983. Vol. MTT-31. Pp. 1009–1013.

3. *Belozerov M.N., Chernishov A.Yu.* Modeling of waveguide band pass filters on metal plates of the microwave range // Theory and technology of radio communication. 2023. № 3. Pp. 57–62.

4. *Fritz Arndt, Jens Bornemann, Dietrich Grauerholz, Rudiger Vahldieck.* Theory and Design of Low-Insertion Loss Fin-Line Filters // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1982. Vol. MTT-30, No. 2. Pp. 155–163.

5. *Mattei G.L., Yang L., Johns E.M.T.* Filters for the EHF, matching, and communication circuits. Vol. 1. Moscow: Connection, 1972.

6. EHF filters and multiplexers for space communication system. Monograph / Ed. V.P. Meshchanov. Moscow: Radio Engineering, 2017. 256 p.: ill.

Информация об авторах

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

Information about the authors

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

Статья поступила в редакцию 14.07.2025
Одобрена после рецензирования 18.07.2025
Принята к публикации 23.07.2025

The article was submitted 14.07.2025
Approved after reviewing 18.07.2025
Accepted for publication 23.07.2025

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 3. С. 85–91. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 3. Pp. 85–91. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.372.54

Проектирование перестраиваемых LC-фильтров с расширенным диапазоном перестройки

И.В. Забегайло[1], А.И. Тюменцев[2], Т.С. Тимошенко[3], А.Н. Яковлев[4]
[1–4]Омский научно-исследовательский институт приборостроения, Омск, Россия
✉trs@oniip.ru

Аннотация. *На основе ABCD-матрицы проведено исследование диапазона перестройки полосового LC-фильтра на параллельных контурах с индуктивной связью, а также модуля передаточной функции и модуля входного сопротивления такого фильтра при перестройке по частоте. Установлено, что одним из факторов, ограничивающих диапазон перестройки, является непостоянство входного сопротивления из-за изменения величины переменной емкости. Показана возможность расширения диапазона перестройки за счет введения дополнительных согласующих окончаний. Выведены соотношения для расчета значений элементов схемы, позволяющие расширить диапазон перестройки. Предложена методика проектирования перестраиваемых LC-фильтров с расширенным диапазоном перестройки. Представлены расчеты, подтверждающие корректность полученных результатов.*

Ключевые слова: *перестраиваемый фильтр, диапазон перестройки, согласующее звено, передаточная функция, входное сопротивление, характеристическое сопротивление.*

Design of tunable LC filters with extended tuning range

Irina V. Zabegaylo[1], Alexander I. Tyumentsev[2], Tatyana S. Timoshenko[3], Andrey N. Yakovlev[4]
[1–4]Omsk Scientific-Research Institute of Instrument Engineering, Omsk, Russia
✉trs@oniip.ru

Abstract. *Based on the ABCD matrix a study of the tuning range of an LC filter on parallel circuits with inductive coupling was conducted, as well as the transfer function module and the input resistance module of such filter during frequency tuning. It has been established that one of the factors limiting the tuning range is the variability of the input resistance due to changes in the value of the variable capacitance. The possibility of expanding the tuning range by introducing additional matching terminations is shown. Relationships for calculating the values of circuit elements are derived, allowing the tuning range to be expanded. A method for designing tunable LC filters with an expanded tuning range is proposed. Calculations are presented that confirm the correctness of the results obtained.*

Keywords: *tunable filter, tuning range, matching element, transfer function, input resistance, characteristic resistance.*

В современных радиоприемных и радиопередающих устройствах КВ и УКВ диапазонов для частотной селекции сигналов в качестве преселекторов и селекторов применяются переключаемые и перестраиваемые LC-фильтры [1–5]. Переключаемые фильтры позволяют обеспечить широкий диапазон перестройки и высокую избирательность. Недостатком таких фильтров являются их большие массогабаритные показатели, особенно при малом шаге и большом диапазоне перестройки, что обусловлено необходимостью использования большого числа коммутируемых фильтров. Для перспективных радиотехнических средств в ряде случаев это оказывается неприемлемым. Поэтому перестраиваемые фильтры, позволяющие обеспечить лучшие массогабаритные характеристики по сравнению с переключаемыми, находят более широкое применение в радиотехнических средствах различного назначения и представляют особый интерес для разработчиков селективных устройств.

Параметры частотно-избирательных цепей, в том числе и перестраиваемых, в значительной мере определяют характеристики аппаратуры связи и локации, такие как помехозащищен-

© Забегайло И.В., Тюменцев А.И., Тимошенко Т.С., Яковлев А.Н., 2025

ность, чувствительность, динамический диапазон и т.д. Вопросы проектирования перестраиваемых LC-фильтров, улучшения их параметров, в том числе нелинейных искажений, достаточно хорошо отражены в литературе [3, 7, 8]. Однако проблеме расширения диапазона перестройки до сих пор не уделено должного внимания. Целью настоящей работы является поиск возможных путей увеличения диапазона перестройки LC-фильтров и разработка методики проектирования перестраиваемых LC-фильтров с расширенным диапазоном перестройки.

Теоретические и расчетные результаты

Перестраиваемые LC-фильтры могут быть выполнены с постоянными абсолютной и относительной полосами пропускания [2, 3]. На практике наибольшее применение находят схемы, реализующие постоянную относительную полосу пропускания. Поэтому остановимся на рассмотрении таких фильтров.

В настоящее время известно большое число схем полосовых LC-фильтров [9–11]. Однако для реализации перестраиваемых схем подходит лишь ограниченное число из них. Как правило, основными критериями выбора схем при проектировании перестраиваемых фильтров являются минимальное количество элементов перестройки и необходимость осуществления перестройки емкостным элементом, один из выводов которого соединен с общей шиной.

Одной из схем, отвечающих этим требованиям, является схема на параллельных контурах с индуктивной связью. Приведенная на рис. 1 схема перестраиваемого фильтра и ее различные модификации находят широкое практическое применение при создании перестраиваемых фильтров. Рассмотрим эту схему более подробно.

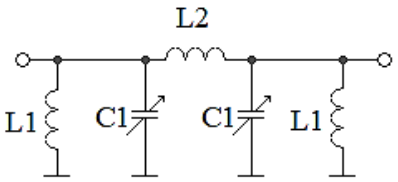


Рис. 1. Схема перестраиваемого фильтра на параллельных контурах с индуктивной связью

Полагая, что фильтр является симметричным, запишем коэффициенты матрицы обобщенных параметров [12]:

$$A = D = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}, \quad B = Z_2, \quad C = \frac{2Z_1 + Z_2}{Z_1^2}, \qquad (1)$$

где Z_1 и Z_2 – сопротивления двухполюсников в продольной и поперечной ветвях.

С учетом обозначений, введенных на рис. 1, представим сопротивления двухполюсников Z_1 и Z_2 как

$$Z_1 = \frac{j\omega L_1}{1 - \omega^2 L_1 C_1}, \quad Z_2 = j\omega L_2. \qquad (2)$$

Подставив выражения (2) в (1), получим коэффициенты ABCD-матрицы для рассматриваемого фильтра (схема которого изображена на рис. 1):

$$A = D = \frac{L_1 - L_2\left(\omega^2 L_1 C_1 - 1\right)}{L_1}, \quad B = j\omega L_2,$$

$$C = \frac{\left(1 - \omega^2 L_1 C_1\right)\left(2L_1 + L_2\left(1 - \omega^2 L_1 C_1\right)\right)}{j\omega L_1^2}. \qquad (3)$$

Тогда передаточную функцию T от входа к выходу схем, нагруженных по входу и выходу на сопротивление нагрузки R, можно выразить через полученные коэффициенты [12]:

$$T = \frac{2}{A + \frac{B}{R} + C \times R + D}. \qquad (4)$$

Принимая во внимание соотношения (2), представим формулу (4) как

$$T = \frac{j2\omega L_1^2 R}{R^2\left(1 - \omega^2 L_1 C_1\right)\left(2L_1 + L_2 - \omega^2 L_1 L_2 C_1\right) + j\omega L_1\left(L_1 + L_2 - \omega^2 L_1 L_2 C_1\right)}. \qquad (5)$$

Рассчитав на основе известных методик [9–11] значения элементов рассматриваемого фильтра с относительной шириной полосы пропускания 10% и центральной частотой, равной 50 МГц, и используя выражение (5), определим зависимость модуля передаточной функции $|T|$ при изменении емкости C_1 в пределах от 640 до 12,5 пФ. При этом будем полагать, что элементы схемы являются идеализированными, т.е. отсутствуют потери и собственный резонанс. Полученные результаты приведены на рис. 2 в виде графиков со сплошной линией.

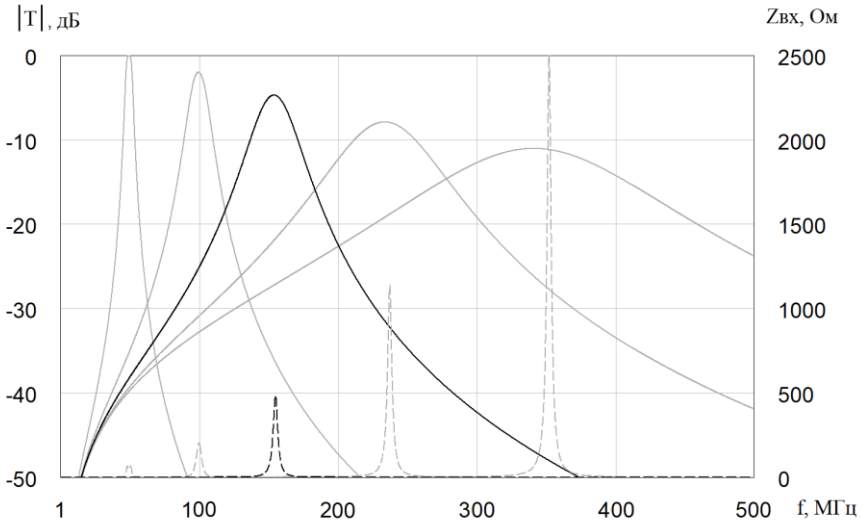


Рис. 2. Зависимость модуля передаточной функции и модуля входного сопротивления фильтра на параллельных контурах с индуктивной связью от частоты при перестройке: сплошная линия – модуль передаточной функции, штриховая линия – модуль входного сопротивления

Как видно из представленных графиков, при перестройке вверх по частоте вносимые потери монотонно увеличиваются с 0 дБ на частоте 50 МГц до 11 дБ на частоте 350 МГц. Максимально допустимая величина вносимых потерь ограничивает диапазон перестройки фильтра. Так, при максимальных потерях не более 2 дБ коэффициент перестройки в рассматриваемом случае не превысит 2.

Установим факторы, ограничивающие диапазон перестройки фильтра на параллельных контурах с индуктивной связью. Для этого выразим входное сопротивление фильтров $Z_{\text{вх}}$ через коэффициенты ABCD-матрицы [12]:

$$Z_{\text{вх}} = \frac{A \times R + B}{C \times R + D}. \qquad (6)$$

Подставляя (2) в (6), запишем выражение, устанавливающее связь входного сопротивления фильтра со значениями его элементов и сопротивлением нагрузки:

$$Z_{\text{вх}} = \frac{j\omega L_1 R\left(L_1 + L_2 - \omega^2 L_1 L_2 C_1\right) - \omega^2 L_1^2 L_2}{2L_1 + L_2 + \omega^2 L_1 C_1\left(\omega^2 L_1 L_2 C_1 - 2\left(L_1 + L_2\right)\right) + j2\omega L_1 R\left(L_1 + L_2 - \omega^2 L_1 L_2 C_1\right)}. \qquad (7)$$

На основе выражения (7) построим графики зависимости модуля входного сопротивления $|Z_{\text{вх}}|$ при том же изменении емкости C_1. Полученные результаты представлены на рис. 2 штриховыми линиями. Как следует из представленных графиков, при перестройке фильтра вверх по частоте модуль его входного сопротивления растет. Так, если на частоте настройки $\omega_н$ 50 МГц модуль входного сопротивления составляет 50 Ом, то на частоте настройки 350 МГц – порядка 1000 Ом. Столь большое изменение модуля входного сопротивления при перестройке фильтра ведет к его рассогласованию и росту вносимых потерь.

Рассмотрим возможность обеспечения работы фильтра, изображенного на рис. 1, при его перестройке на согласованную нагрузку. Поскольку данный фильтр представляет собой П-образную схему, то его характеристическое сопротивление $(Z_{\text{С}})$ можно представить в следующем виде [9]:

$$Z_{\text{С}} = \sqrt{\frac{Z_1 Z_2}{2 + \frac{Z_1}{Z_2}}}\,. \qquad (8)$$

Подставив (2) в (8), запишем выражение, устанавливающее связь входного сопротивления фильтра со значениями его элементов и сопротивлением нагрузки:

$$Z_{\text{С}} = \sqrt{\frac{\omega^2 L_1 L_2^2}{\omega^2 L_1 L_2 C_1 - L_1 - 2L_2}}\,. \qquad (9)$$

Как следует из анализа соотношения (9), при перестройке рассматриваемого фильтра с помощью емкости C_1 его характеристическое сопротивление будет меняться. Причем чем шире диапазон перестройки, тем значительнее изменения. В работе [13] было показано, что для согласования фильтров могут быть использованы согласующие окончания, представляющие собой ФНЧ (рис. 3).

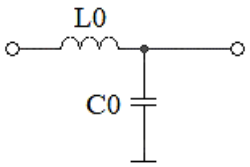


Рис. 3. Схема согласующего окончания в виде ФНЧ

Характеристическое сопротивление такого окончания со стороны входа $(Z_{\text{Т}})$ и выхода $(Z_{\text{П}})$ можно выразить как [13]

$$Z_{\text{Т}} = R_0 \sqrt{1 - \omega^2 L_0 C_0}\,, \qquad (10)$$

$$Z_{\text{П}} = \frac{R_0}{\sqrt{1 - \omega^2 L_0 C_0}}\,, \qquad (11)$$

где $R_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$.

На рис. 4 приведены обобщенные зависимости характеристических сопротивлений $Z_{\text{Т}}$ и $Z_{\text{П}}$ такого окончания.

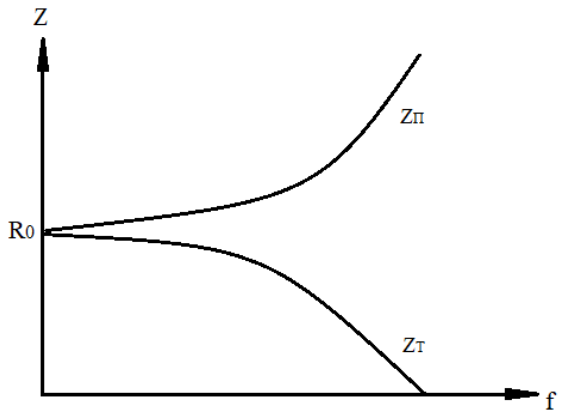


Рис. 4. Зависимость характеристического сопротивления согласующего окончания со стороны входа $Z_{\text{Т}}$ и выхода $Z_{\text{П}}$ от частоты

Как следует из формул (10), (11) и рис. 4, при определенном выборе значений элементов согласующего окончания на заданной частоте возможно обеспечить необходимый коэффициент трансформации и согласовать характеристическое сопротивление фильтра на параллельных контурах с индуктивной связью с сопротивлением нагрузки. Расчет значений элементов согласующего окончания на заданной частоте настройки может быть проведен на основе следующих соотношений [13]:

$$L_0 = \frac{\sqrt{R\left(Z_C - R\right)}}{\omega_{\text{н}}}\,, \qquad (12)$$

$$C_0 = \frac{\sqrt{\frac{Z_C}{R} - 1}}{Z_C \omega_{\text{н}}}\,. \qquad (13)$$

Для точного расчета характеристического сопротивления на частоте настройки перестраиваемого фильтра по формуле (9) будем полагать, что на частоте настройки модуль передаточной функции имеет максимальное значение, т.е.

$$|T| = 1\,. \qquad (14)$$

Тогда, продифференцировав (14) относительно C_1, получим

$$C_1 = \frac{L_1 + L_2}{\omega^2 L_1 L_2}\,. \qquad (15)$$

Формула (15) позволяет определить значение емкости перестройки на заданной частоте, при которой обеспечивается максимально точная настройка на заданную частоту.

Таким образом, применение согласующих окончаний, расчет элементов которых проведен на основе соотношений (9), (12), (13) и (15), позволяет прийти к схеме перестраиваемого фильтра, который будет работать в согласованном режиме при перестройке. На рис. 5 изображена схема такого фильтра, образованного каскадным включением согласующих окончаний (рис. 3) и фильтра на параллельных контурах с индуктивной связью (рис. 1). В приведенной схеме емкости C_2 образованы за счет параллельного соединения емкостей C_0 и C_1.

В качестве подтверждения того, что представленная на рис. 5 схема фильтра будет обладать более широким диапазоном перестройки по частоте, проведем расчет ее элементов и далее на основе соотношений (5) и (7) построим графики зависимости модуля передаточной функции и модуля входного сопротивления при перестройке. Используя ранее заданные параметры (относительная ширина полосы пропускания 10% и центральная частота 50 МГц), на основе методик, приведенных в [9–11], получим $L_1 = 17{,}6$ нГн, $L_2 = 159{,}2$ нГн. Далее, используя формулы (9) и (15), определим характеристическое сопротивление фильтра на частоте 350 МГц. В результате получим $C_1 = 13$ пФ и $Z_C = 293$ Ом. Затем на основе выражений (12) и (13) определим значения элементов согласующих окончаний и получим $L_0 = 56{,}9$ нГн, $C_0 = 3{,}1$ пФ.

Рассчитанные значения модуля передаточной функции и модуля входного сопротивления при перестройке фильтра на параллельных контурах с индуктивной связью с согласующими окончаниями приведены на рис. 6.

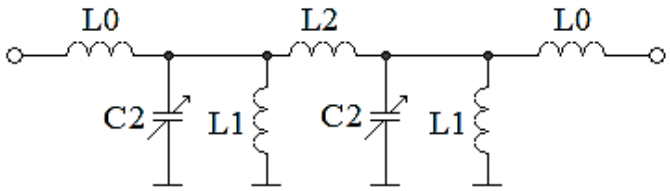


Рис. 5. Схема перестраиваемого фильтра на параллельных контурах с индуктивной связью с согласующими окончаниями

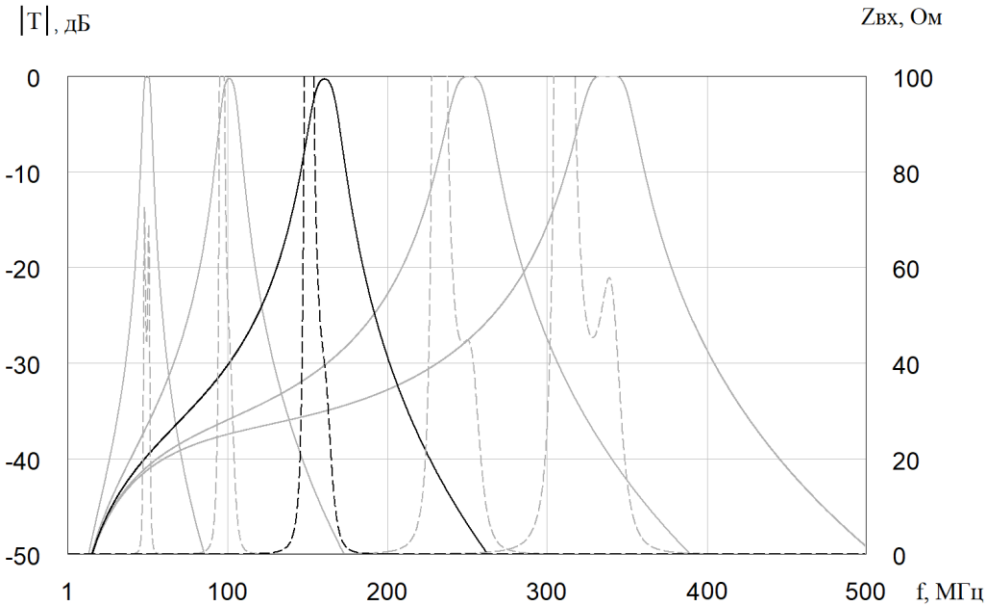


Рис. 6. Зависимость модуля передаточной функции и модуля входного сопротивления фильтра на параллельных контурах с индуктивной связью с согласующими окончаниями от частоты при перестройке: сплошная линия – модуль передаточной функции, штриховая линия – модуль входного сопротивления

Как следует из представленных результатов, модифицированная схема фильтра на параллельных контурах с индуктивной связью, содержащая дополнительно введенные согласующие окончания, расчет значений элементов которых выполнен по представленным соотношениям, позволяет обеспечить постоянство модуля входного сопротивления и расширить диапазон перестройки. Так, в рассмотренном примере показано, что диапазон перестройки по частоте может быть увеличен в 3,5 раза и больше.

Следует отметить, что при использовании идеализированных элементов, т.е. не обладающих потерями и собственным резонансом, диапазон перестройки схемы, изображенной на рис. 5, ограничивается только физической реализуемостью значений элементов. Однако реальные элементы, прежде всего катушки индуктивности, ограничивают диапазон перестройки. Поэтому для более точного определения границ диапазона перестройки практических схем необходимо учитывать влияние потерь и собственных реактивностей элементов схем.

Исходя из вышесказанного, можно сформулировать следующую методику проектирования перестраиваемых LC-фильтров с расширенным диапазоном перестройки:

1. Задается диапазон перестройки фильтра по частоте.

2. На нижней границе диапазона рабочих частот, исходя из требований, предъявляемых к фильтру по известным методикам, изложенным, например, в [9–11], проводится расчет значений его элементов.

3. На основе соотношений (9) и (15), приведенных в настоящей работе, определяется характеристическое сопротивление фильтра на частоте верхней границы диапазона перестройки и величина контурной емкости, соответствующая частоте настройки.

4. По формулам (12) и (13) вычисляются значения элементов согласующих окончаний.

5. Проводится оценка физической реализуемости значений полученных элементов схем и при отрицательных результатах проводится корректировка требований, предъявляемых к фильтру или к диапазону его перестройки.

6. С учетом влияния потерь и собственных реактивностей элементов схем, прежде всего катушек индуктивности, уточняется диапазон перестройки реальных схем.

Заключение

В настоящей работе на основе матриц обобщенных параметров проведен анализ модуля передаточной функции и модуля входного сопротивления при перестройке по частоте LC-фильтра на параллельных контурах с индуктивной связью. Установлено, что одной из причин, ограничивающих диапазон перестройки рассматриваемой схемы, является рассогласование из-за изменения величины контурной емкости, что не позволяет обеспечить диапазон перестройки такого фильтра свыше 1,5…2.

Показано, что введение дополнительных согласующих окончаний, выполненных в виде ФНЧ, в схему перестраиваемого LC-фильтра на параллельных контурах с индуктивной связью позволяет расширить его диапазон перестройки более чем в 3,5 раза. Получены соотношения для расчетов значений элементов такого фильтра.

Разработана методика проектирования перестраиваемых LC-фильтров с расширенным диапазоном перестройки. Приведен пример расчета LC-фильтра, перестраиваемого в диапазоне частот от 50 до 350 МГц. Представлены рассчитанные зависимости модуля передаточной функции и модуля входного сопротивления этого фильтра, подтверждающие корректность полученных результатов.

Список источников

1. *Зиновьев А.Г., Рябоконь Д.С.* Новые направления в построении входных частотно-селективных устройств радиоприемников магистральной связи // Техника средств связи. 1988. Серия: Техника радиосвязи. Вып. 6. С. 9–21.

2. *Знаменский А.Е.* Перестраиваемые электрические фильтры. М.: Связь, 1979. 128 с.

3. *Баскакова А.Э., Тургалиев В.М., Холодняк Д.В.* Перестраиваемые полосно-пропускающие фильтры с постоянной шириной полосы пропускания на элементах с сосредоточенными параметрами // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2015. № 4. С. 36–43.

4. *Brown A.R., Rebeiz G.M.* A varactor-tuned RF filter // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2000. Vol. 48, No. 7. Pp. 1157–1160.

5. *Akash Anand et al.* Theory and Design of Octave Tunable Filters with Lumped Tuning Elements // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2013. Vol. 61, Iss. 12. Pp. 4353–4364.

6. *Palego C. et al.* A two-pole lumped-element programmable filter with MEMS pseudodigital capacitor banks // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2008. Vol. 56, No. 3. C. 729–735.

7. *Забегайло И.В., Тюменцев А.И., Хроленко Т.С.* Полосовые перестраиваемые фильтры с использованием варикапов в широком диапазоне частот // Техника радиосвязи. 2014. Вып. 3(23). С. 100–106.

8. *Бобрешов А.М., Аверина Л.И., Исаев А.В.* Интермодуляционные искажения в перестраиваемых полосовых фильтрах // Вестник ВГУ. Серия: Физика. Математика. 2010. № 2. С. 181–188.

9. *Босый Н.Д.* Электрические фильтры. Киев: Технической литературы, 1957. 516 с.

10. *Ханзел Г.Е.* Справочник по расчету фильтров / Пер. с англ. под ред. А.Е. Знаменского. М.: Советское радио, 1974. 288 с.

11. *Zverev A.I.* Handbook of Filter Synthesis. John Wiley and Sons, 1967. 576 p.

12. *Joseph F. White*. High frequency techniques: an introduction to RF and microwave engineering. 2004. 526 p.

13. *Ясинский И.М., Яковлев А.Н.* Вопросы согласования пьезоэлектрических фильтров на заданные нагрузки // Техника радиосвязи. 2008. Вып. 13. С. 131–139.

References

1. *Zinoviev A.G., Ryabokon D.S.* New directions in the construction of input frequency-selective devices of trunk communication radio receivers // Communication equipment. Series: Radio communication technology. 1988. Iss. 6. Pp. 9–21.

2. *Znamenskii A.E.* Tunable electrical filters. Moscow: Connection, 1979. 128 p.

3. *Baskakova A.E., Turgaliev V.M., Kholodnyak D.V.* Tunable band-pass filters with constant bandwidth on elements with lumped parameters // News of higher educational institutions of Russia. Radio electronics. 2015. No. 4. Pp. 36–43.

4. *Brown A.R., Rebeiz G.M.* A varactor-tuned RF filter // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2000. Vol. 48, No. 7. Pp. 1157–1160.

5. *Akash Anand et al.* Theory and Design of Octave Tunable Filters with Lumped Tuning Elements // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2013. Vol. 61, Iss. 12. Pp. 4353–4364.

6. *Palego C. et al.* A two-pole lumped-element programmable filter with MEMS pseudodigital capacitor banks // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2008. Vol. 56, No. 3. C. 729–735.

7. *Zabegaylo I.V., Tyumentsev A.I., Khrolenko T.S.* Band-Pass Tunable Filters Using Varicaps in a Wide Frequency Range // Radio Communication Engineering. 2014. Iss. 3 (23). Pp. 100–106.

8. *Bobreshov A.M., Averina L.I., Isaev A.V.* Intermodulation Distortions in Tunable Band-Pass Filters // Proceedings of Voronezh State University. Series: Physics. Mathematics. 2010. No. 2. Pp. 181–188.

9. *Bosy N.D.* Electrical filters. Kyiv: Technical literature, 1957. 516 p.

10. *Hansel G.E.* Handbook of filter calculation / Translated from English by A.E. Znamensky. Moscow: Soviet radio, 1974. 288 p.

11. *Zverev A.I.* Handbook of Filter Synthesis. John Wiley and Sons, 1967. 576 p.

12. *Joseph F. White*. High frequency techniques: an introduction to RF and microwave engineering. 2004. 526 p.

13. *Yasinsky I.M., Yakovlev A.N.* Issues of matching piezoelectric filters to specified loads // Radiocommunication Engineering. 2008. No. 13. Pp. 131–139.

Информация об авторах

Ирина Викторовна Забегайло, инженер-конструктор первой категории
Александр Иванович Тюменцев, к.т.н., ведущий научный сотрудник
Татьяна Сергеевна Тимошенко, к.т.н., начальник сектора
Андрей Николаевич Яковлев, к.т.н., заместитель начальника отдела по научной работе

Information about the authors

Irina V. Zabegaylo, Design Engineer of the first category
Alexander I. Tyumentsev, Ph.D. in Engineering Sciences, Leading Research Engineer
Tatyana S. Timoshenko, Ph.D. in Engineering Sciences, Head of Section
Andrey N. Yakovlev, Ph.D. in Engineering Sciences, Deputy Head of Department for Scientific Work

Статья поступила в редакцию 01.08.2025
Одобрена после рецензирования 07.08.2025
Принята к публикации 13.08.2025

The article was submitted 01.08.2025
Approved after reviewing 07.08.2025
Accepted for publication 13.08.2025

Разное

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 3. С. 92–97. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 3. Pp. 92–97. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 528.113

Статистические характеристики результатов линейной операции над зашумленными отсчетами периодической функции

Андрей Юрьевич Востров
Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
a.yu.vostrov@sozvezdie.su

Аннотация. *Рассмотрена задача линейного отображения эквидистантных дискретных отсчетов комплексной периодической функции с финитным спектром Фурье посредством матричных операторов при условии, что исходные дискретные отсчеты функции даны с ошибками. Получены выражения для ковариационной и псевдоковариационной матриц отображенных дискретных отсчетов. Рассмотрена задача интерполяции периодической функции при условии, что её отсчеты даны с ошибками. Получено выражение для дисперсии и псевдодисперсии интерполированного значения функции в зависимости от её аргумента.*

Ключевые слова: *линейный оператор, матричная форма, интерполяция, ошибка интерполяции, ковариационная матрица, псевдоковариационная матрица, дисперсия, псевдодисперсия, гауссовский шум, теорема Котельникова.*

Miscellaneous

Statistical characteristics of the linear operation results on noisy samples of a periodic function

Andrey Yu. Vostrov
Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
a.yu.vostrov@sozvezdie.su

Abstract. *The problem of linear mapping of equidistant discrete samples of a complex periodic function with a finite Fourier spectrum using matrix operators is considered, provided that the initial discrete samples of the function are given with errors. Expressions for the covariance and pseudocovariance matrices of the mapped discrete samples are obtained. The problem of interpolation of a periodic function is considered, provided that its samples are given with errors. An expression for the variance and pseudovariance of the interpolated function value is obtained, depending on its argument.*

Keywords: *linear operator, matrix form, interpolation, interpolation error, covariance matrix, pseudocovariance matrix, variance, pseudovariance, Gaussian noise, Kotelnikov's theorem.*

Во многих областях науки и техники применяется представление непрерывных функций их дискретными эквидистантными отсчетами (ДЭО) в соответствии с теоремой Котельникова [1]. Рассмотрим одномерную комплексную периодическую функцию вещественного аргумента $\dot{s}(t)$, которая имеет финитный спектр Фурье. В [2–4] показано, что для такой функции бесконечный ряд Котельникова сворачивается во взвешенную сумму конечного числа её ДЭО $\dot{s}_n$, $n=\overline{1,N}$, на периоде

$$\dot{s}(t)=\sum_{n=1}^{N}\left[\Psi(t-t_n,N)\dot{s}_n\right], \qquad (1)$$

© Востров А.Ю., 2025

где N – целое число отсчетов аргумента функции на периоде 2π, удовлетворяющее условию применимости теоремы отсчетов Котельникова, $N > 2F$, F – номер высшей гармоники в спектре $\dot{s}(t)$; $\dot{s}_n = \dot{s}(t_n)$ – ДЭО, $t_n = 2\pi(n-1)/N$, $n = \overline{1,N}$ – координаты ДЭО; $\Psi(t,N)$ – ядро разложения:

$$\Psi(t,N) = \frac{1}{N} + \frac{1}{N}\begin{cases} \sum\limits_{m=1}^{(N/2)-1} \left[2\cos(mt)\right] + \cos(N/2\,t), \; N - \text{чёт}, \\ \sum\limits_{m=1}^{(N-1)/2} \left[2\cos(mt)\right], \; N - \text{нечет}. \end{cases} \quad (2)$$

Действие линейного оператора (ЛО) на функцию приводит к изменению комплексных амплитуд её спектральных компонент, не порождая новых гармоник. Следовательно, результат ЛО (РЛО) над функцией, как и её саму, можно представить конечным числом ДЭО на периоде. Причем ДЭО РЛО можно получить из ДЭО исходной функции посредством линейного отображения [5].

Если исходный ДЭО определяется на фоне шума, то целесообразно представлять его не точным значением, а доверительным интервалом, который характеризует как средние значения ДЭО, так и величину разброса его значений, вызванного шумом. Выполнение ЛО над зашумленными ДЭО посредством линейного отображения также порождает зашумленные ДЭО РЛО. При восстановлении по (1) непрерывной функции на основе зашумленных ДЭО результат интерполяции также будет содержать ошибки. Для анализа и практического использования непрерывной функции и результата ЛО над ней целесообразно оценить, как ЛО над исходной функцией изменяет дисперсии и корреляции ошибок её ДЭО и как ошибки ДЭО влияют на ошибку интерполяции.

Цель работы – оценить изменения статистических характеристик ошибок ДЭО комплексной периодической функции в результате линейной операции над ней и установить зависимость ошибки интерполяции от ошибок ДЭО при использовании ядра разложения в виде модифицированного ряда Котельникова.

Матричная форма ЛО

ЛО над $\dot{s}(t)$, представленной рядом (1), можно выразить в виде

$$L\{\dot{s}(t)\} = L\left\{\sum_{n=1}^{N}\left[\Psi(t-t_n,N)\dot{s}_n\right]\right\}, \quad (3)$$

где $L\{\ \}$ – линейный оператор.

В [6, 7] показано, что ЛО, в частности дифференцирования и фильтрации, над рассматриваемой непрерывной функцией $\dot{s}(t)$ эквивалентна линейному отображению вектора исходных ДЭО $\dot{s}(t)$ посредством умножения на соответствующую матрицу в вектор ДЭО РЛО:

$$\dot{\boldsymbol{\lambda}} = \dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{\mathrm{T}} \cdot \dot{\mathbf{s}}, \quad (4)$$

где $\dot{\mathbf{s}} = [\dot{s}_1, \dot{s}_2, \ldots, \dot{s}_N]^{\mathrm{T}}$ – вектор-столбец исходных ДЭО $\dot{s}(t)$ длиной N; $\boldsymbol{\Lambda}$ – матричная форма ЛО размером $N \times N$; $\dot{\boldsymbol{\lambda}} = [\dot{\lambda}_1, \dot{\lambda}_2, \ldots, \dot{\lambda}_N]^{\mathrm{T}}$ – вектор-столбец ДЭО РЛО длиной N.

Подставив $\dot{\boldsymbol{\lambda}}$ в (1), можно восстановить непрерывную $L\{\dot{s}(t)\}$:

$$L\{\dot{s}(t)\} = \sum_{n=1}^{N}\left[\Psi(t-t_n,N)\dot{\lambda}_n\right].$$

Статистические характеристики ошибок ДЭО РЛО

Предположим, что элементы $\dot{\mathbf{s}}$ содержат аддитивные комплексные несмещенные гауссовские шумы. Тогда (4) перепишем в виде

$$\dot{\boldsymbol{\lambda}} = \dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{\mathrm{T}} \cdot (\dot{\mathbf{s}} + \dot{\boldsymbol{\xi}}), \quad (5)$$

где $\dot{\boldsymbol{\xi}}$ – вектор-столбец комплексных шумовых отсчетов длиной N.

Математическое ожидание $\dot{\boldsymbol{\lambda}}$ в (5) при наличии несмещенных шумов равно

$$\langle \dot{\boldsymbol{\lambda}} \rangle = \langle \dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{\mathrm{T}} \cdot (\dot{\mathbf{s}} + \dot{\boldsymbol{\xi}}) \rangle = \dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{\mathrm{T}} \cdot \dot{\mathbf{s}} + \dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{\mathrm{T}} \cdot \langle \dot{\boldsymbol{\xi}} \rangle = \dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{\mathrm{T}} \cdot \dot{\mathbf{s}},$$

где $\langle\ \rangle$ – оператор усреднения.

Дисперсия и корреляция случайной комплексной векторной величины (СКВВ) в общем виде характеризуются двумя матрицами: ковариационной $\dot{\mathbf{K}}$ и псевдоковариационной $\dot{\mathbf{J}}$ [8].

Ковариационная матрица ошибок СКВВ для $\dot{\boldsymbol{\lambda}}$ в (5) вычисляется по формуле

$$\dot{\mathbf{K}}_{\dot{\boldsymbol{\lambda}}} = \left\langle \left\{ \dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{\text{н}} \cdot \left(\dot{\mathbf{s}} + \dot{\boldsymbol{\xi}}\right) - \left\langle \dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{\text{н}} \cdot \left(\dot{\mathbf{s}} + \dot{\boldsymbol{\xi}}\right) \right\rangle \right\} \cdot \left\{ \dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{\text{н}} \cdot \left(\dot{\mathbf{s}} + \dot{\boldsymbol{\xi}}\right) - \left\langle \dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{\text{н}} \cdot \left(\dot{\mathbf{s}} + \dot{\boldsymbol{\xi}}\right) \right\rangle \right\}^{\text{н}} \right\rangle =$$

$$= \left\langle \dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{\text{н}} \cdot \dot{\boldsymbol{\xi}} \cdot \dot{\boldsymbol{\xi}}^{\text{н}} \cdot \dot{\boldsymbol{\Lambda}} \right\rangle = \dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{\text{н}} \cdot \left\langle \dot{\boldsymbol{\xi}} \cdot \dot{\boldsymbol{\xi}}^{\text{н}} \right\rangle \cdot \dot{\boldsymbol{\Lambda}} = \dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{\text{н}} \cdot \dot{\mathbf{K}}_{\dot{\mathbf{s}}} \cdot \dot{\boldsymbol{\Lambda}}, \tag{6}$$

где $(\ )^{\text{н}}$ – оператор эрмитова сопряжения, $\dot{\mathbf{K}}_{\dot{\mathbf{s}}}$ и $\dot{\mathbf{K}}_{\dot{\boldsymbol{\lambda}}}$ – ковариационные матрицы ошибок ДЭО (исходных и РЛО соответственно).

Псевдоковариационная матрица ошибок СКВВ для $\dot{\boldsymbol{\lambda}}$ в (5) вычисляется по формуле

$$\dot{\mathbf{J}}_{\dot{\boldsymbol{\lambda}}} = \left\langle \left\{ \dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{\text{т}} \cdot \left(\dot{\mathbf{s}} + \dot{\boldsymbol{\xi}}\right) - \left\langle \dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{\text{т}} \cdot \left(\dot{\mathbf{s}} + \dot{\boldsymbol{\xi}}\right) \right\rangle \right\} \cdot \left\{ \dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{\text{т}} \cdot \left(\dot{\mathbf{s}} + \dot{\boldsymbol{\xi}}\right) - \left\langle \dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{\text{т}} \cdot \left(\dot{\mathbf{s}} + \dot{\boldsymbol{\xi}}\right) \right\rangle \right\}^{\text{т}} \right\rangle =$$

$$= \left\langle \dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{\text{н}} \cdot \dot{\boldsymbol{\xi}} \cdot \dot{\boldsymbol{\xi}}^{\text{т}} \cdot \dot{\boldsymbol{\Lambda}} \right\rangle = \dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{\text{т}} \cdot \left\langle \dot{\boldsymbol{\xi}} \cdot \dot{\boldsymbol{\xi}}^{\text{т}} \right\rangle \cdot \dot{\boldsymbol{\Lambda}} = \dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{\text{т}} \cdot \dot{\mathbf{J}}_{\dot{\mathbf{s}}} \cdot \dot{\boldsymbol{\Lambda}}, \tag{7}$$

где $\dot{\mathbf{J}}_{\dot{\mathbf{s}}}$ и $\dot{\mathbf{J}}_{\dot{\boldsymbol{\lambda}}}$ – псевдоковариационные матрицы ошибок ДЭО (исходных и РЛО соответственно).

Статистические характеристики ошибки интерполяции

Представим (1) в виде скалярного произведения векторов при условии, что ДЭО $\dot{\mathbf{s}}$ содержат аддитивный вектор шума $\dot{\boldsymbol{\xi}}$, статистические характеристики которого описываются нулевым математическим ожиданием, ковариационной $\dot{\mathbf{K}}$ и псевдоковариационной $\dot{\mathbf{J}}$ матрицами:

$$\dot{\mathrm{s}}(\mathrm{t}) = \boldsymbol{\Psi}(\mathrm{t})^{\mathrm{T}} \left(\dot{\mathbf{s}} + \dot{\boldsymbol{\xi}}\right), \tag{8}$$

где $\boldsymbol{\Psi}(t) = \left[\Psi(t - t_1, N), \Psi(t - t_2, N), \ldots, \Psi(t - t_N, N)\right]^{\mathrm{T}}$ – вектор-столбец длиной N отсчетов ПСИ функций (2), вычисленных в точке t для ДЭО с координатами $\mathrm{t}_n = 2\pi(n-1)/N$, $n = \overline{1, N}$.

Математическое ожидание $\dot{\mathrm{s}}(\mathrm{t})$ в (8) при наличии несмещенных шумов равно

$$\left\langle \dot{\mathrm{s}}(\mathrm{t}) \right\rangle = \left\langle \boldsymbol{\Psi}(\mathrm{t})^{\mathrm{T}} \left(\dot{\mathbf{s}} + \dot{\boldsymbol{\xi}}\right) \right\rangle = \boldsymbol{\Psi}(\mathrm{t})^{\mathrm{T}} \cdot \dot{\mathbf{s}} + \boldsymbol{\Psi}(\mathrm{t})^{\mathrm{T}} \cdot \left\langle \dot{\boldsymbol{\xi}} \right\rangle = \boldsymbol{\Psi}(\mathrm{t})^{\mathrm{T}} \cdot \dot{\mathbf{s}}.$$

Дисперсия $\dot{\mathrm{D}}(t)$ и псевдодисперсия $\dot{\mathrm{P}}(t)$ [8] суммы ошибок (8) вычисляются по формулам

$$\dot{\mathrm{D}}(t) = \left\langle \left\{ \boldsymbol{\Psi}(t)^{\mathrm{T}} \cdot \left(\dot{\mathbf{s}} + \dot{\boldsymbol{\xi}}\right) - \left\langle \boldsymbol{\Psi}(t)^{\mathrm{T}} \cdot \left(\dot{\mathbf{s}} + \dot{\boldsymbol{\xi}}\right) \right\rangle \right\} \cdot \left\{ \boldsymbol{\Psi}(t)^{\mathrm{T}} \cdot \left(\dot{\mathbf{s}} + \dot{\boldsymbol{\xi}}\right) - \left\langle \boldsymbol{\Psi}(t)^{\mathrm{T}} \cdot \left(\dot{\mathbf{s}} + \dot{\boldsymbol{\xi}}\right) \right\rangle \right\}^{\text{н}} \right\rangle =$$

$$= \left\langle \boldsymbol{\Psi}(t)^{\mathrm{T}} \cdot \dot{\boldsymbol{\xi}} \cdot \dot{\boldsymbol{\xi}}^{\text{н}} \cdot \boldsymbol{\Psi}(t) \right\rangle = \boldsymbol{\Psi}(t)^{\mathrm{T}} \cdot \left\langle \boldsymbol{\xi} \cdot \boldsymbol{\xi}^{\text{н}} \right\rangle \cdot \boldsymbol{\Psi}(t) = \boldsymbol{\Psi}(t)^{\mathrm{T}} \cdot \dot{\mathbf{K}} \cdot \boldsymbol{\Psi}(t), \tag{9}$$

$$\dot{\mathrm{P}}(t) = \left\langle \left\{ \boldsymbol{\Psi}(t)^{\mathrm{T}} \cdot \left(\dot{\mathbf{s}} + \dot{\boldsymbol{\xi}}\right) - \left\langle \boldsymbol{\Psi}(t)^{\mathrm{T}} \cdot \left(\dot{\mathbf{s}} + \dot{\boldsymbol{\xi}}\right) \right\rangle \right\} \cdot \left\{ \boldsymbol{\Psi}(t)^{\mathrm{T}} \cdot \left(\dot{\mathbf{s}} + \dot{\boldsymbol{\xi}}\right) - \left\langle \boldsymbol{\Psi}(t)^{\mathrm{T}} \cdot \left(\dot{\mathbf{s}} + \dot{\boldsymbol{\xi}}\right) \right\rangle \right\}^{\text{т}} \right\rangle =$$

$$= \left\langle \boldsymbol{\Psi}(t)^{\mathrm{T}} \cdot \dot{\boldsymbol{\xi}} \cdot \dot{\boldsymbol{\xi}}^{\text{т}} \cdot \boldsymbol{\Psi}(t) \right\rangle = \boldsymbol{\Psi}(t)^{\mathrm{T}} \cdot \left\langle \dot{\boldsymbol{\xi}} \cdot \dot{\boldsymbol{\xi}}^{\text{т}} \right\rangle \cdot \boldsymbol{\Psi}(t) = \boldsymbol{\Psi}(t)^{\mathrm{T}} \cdot \dot{\mathbf{J}} \cdot \boldsymbol{\Psi}(t). \tag{10}$$

Перепишем выражения (9) и (10) в виде

$$\dot{\mathrm{D}}(t)=\sum_{n=1}^{N}\left\{\Psi(t-t_n,N)^2\,K_{n,n}\right\}+2\sum_{n=1}^{N-1}\sum_{m=n+1}^{N}\left\{\Psi(t-t_n,N)\Psi(t-t_m,N)\dot{K}_{n,m}\right\},\tag{11}$$

$$\dot{\mathrm{P}}(t)=\sum_{n=1}^{N}\left\{\Psi(t-t_n,N)^2\,\dot{J}_{n,n}\right\}+2\sum_{n=1}^{N-1}\sum_{m=n+1}^{N}\left\{\Psi(t-t_n,N)\Psi(t-t_m,N)\dot{J}_{n,m}\right\}.\tag{12}$$

Согласно (11) и (12) дисперсия и псевдодисперсия ошибок интерполяции представляет собой взвешенную сумму элементов ковариационной и псевдоковариационной матриц ошибок определения ДЭО. Проанализируем, как ПСИ функция влияет на их веса. На рис. 1 приведен график функций $\Psi(t-t_5,8)$ и $\Psi(t-t_5,8)^2$ на отрезке $t\in[0,2\pi)$.

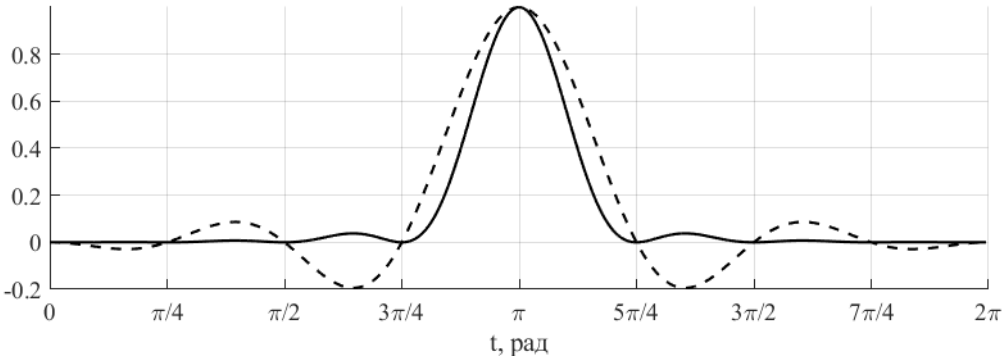


Рис. 1. Графики функций $\Psi(t-t_5,8)$ и $\Psi(t-t_5,8)^2$

На рис. 1 штриховой линией показан график ПСИ функции $\Psi(t-t_5,8)$, соответствующий 5-му ДЭО, сплошной линией – график $\Psi(t-t_5,8)^2$.

ПСИ функция вида $\Psi(t-t_n,N)$ представляет собой гладкую периодическую осциллирующую функцию, которая при $t=t_n$ равна 1, а с удалением t от t_n стремится к нулю, причем в точках $t=t_k$, $k=\overline{1,N}$, $k\neq n$, обращается в ноль.

Вклад сомножителя $\Psi(t-t_n,N)^2$, определяющего вес n-го диагонального элемента $\dot{\mathbf{K}}$ и $\dot{\mathbf{J}}$ в (11) и (12) тем выше, чем ближе t к t_n. В пределах $t_n\pm\pi/N$ вес $K_{n,n}$ и $\dot{J}_{n,n}$ будет максимальным среди всех прочих диагональных элементов, причем в точке $t=t_n$ $\dot{\mathrm{D}}(t)$ и $\dot{\mathrm{P}}(t)$ в точности совпадают с $K_{n,n}$ и $\dot{J}_{n,n}$. Веса прочих диагональных элементов в окрестностях t_n в бюджете $\dot{\mathrm{D}}(t)$ и $\dot{\mathrm{P}}(t)$ тем меньше, чем дальше их ДЭО находятся от t.

Для оценки вклада недиагональных элементов $\dot{\mathbf{K}}$ и $\dot{\mathbf{J}}$ при вычислении дисперсии рассмотрим рис. 2–4, где показаны графики произведения ПСИ функций различных ДЭО, отстоящих друг от друга на разные расстояния.

На рис. 2–4 штриховой и штрихпунктирной линиями показаны графики ПСИ функций $\Psi(t-t_n,N)$ и $\Psi(t-t_m,N)$, $n\neq m$. Сплошной линией показаны графики произведения $\Psi(t-t_n,N)\Psi(t-t_m,N)$.

Из рис. 2–4 следует, что в бюджете $\dot{\mathrm{D}}(t)$ и $\dot{\mathrm{P}}(t)$ вес недиагонального элемента $\dot{K}_{n,m}$ и $\dot{J}_{n,m}$ соответственно будет максимальным, когда t находится посередине диапазона (t_n,t_m) двух ближайших ДЭО. С увеличением расстояния между t_n и t_m абсолютное значение веса $\dot{K}_{n,m}$ и $\dot{J}_{n,m}$ быстро уменьшается и достигает максимума внутри диапазонов $(t_n-2\pi/N,t_n)\cap(t_n,t_n+2\pi/N)$ и $(t_m-2\pi/N,t_m)\cap(t_m,t_m+2\pi/N)$.

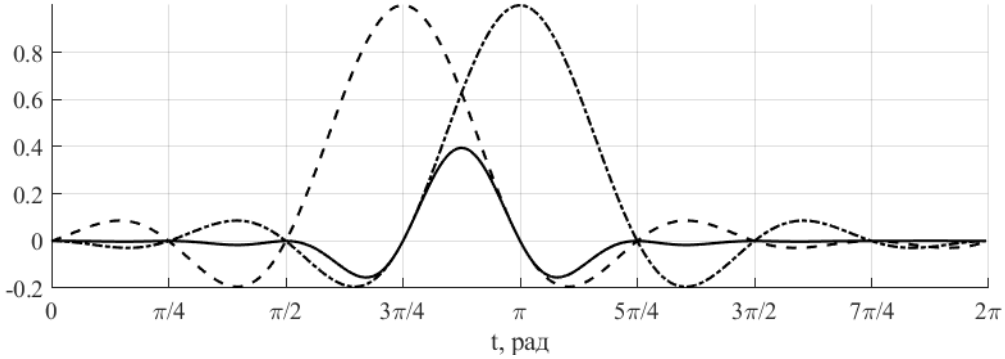


Рис. 2. Графики функций $\Psi(t-t_4,8)$, $\Psi(t-t_5,8)$ и $\Psi(t-t_4,8)\Psi(t-t_5,8)$

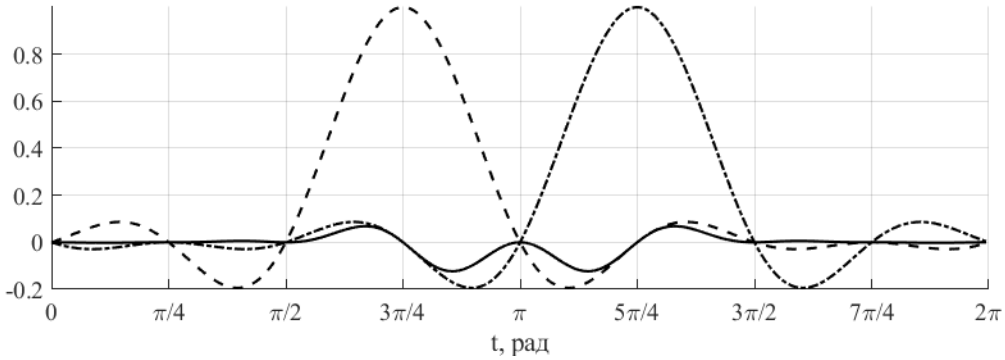


Рис. 3. Графики функций $\Psi(t-t_4,8)$, $\Psi(t-t_6,8)$ и $\Psi(t-t_4,8)\Psi(t-t_6,8)$

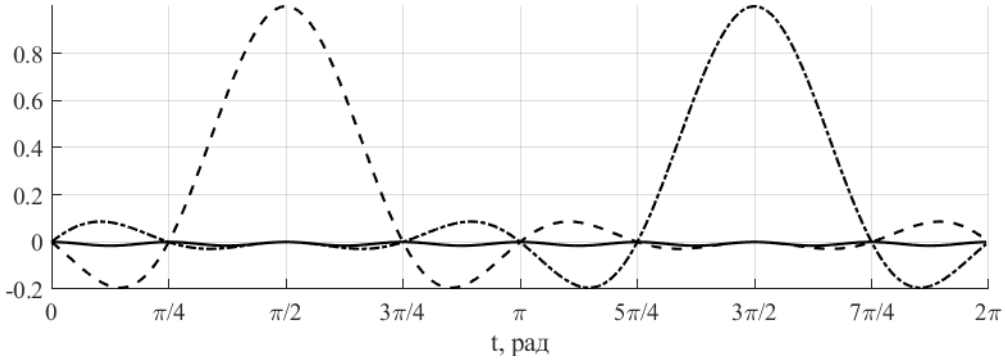


Рис. 4. Графики функций $\Psi(t-t_3,8)$, $\Psi(t-t_7,8)$ и $\Psi(t-t_3,8)\Psi(t-t_7,8)$

Обобщая вышесказанное, можно заключить, что значения $\dot{\mathrm{D}}(t)$ и $\dot{\mathrm{P}}(t)$ при $t=t_n$ равны, соответственно, $\dot{K}_{n,n}$ и $\dot{J}_{n,n}$. Во всех прочих случаях наибольшие веса в бюджете $\dot{\mathrm{D}}(t)$ и $\dot{\mathrm{P}}(t)$ имеют n-й и m-й диагональные элементы $\dot{\mathbf{K}}$ и $\dot{\mathbf{J}}$ двух ближайших к t ДЭО: $t_n < t < t_m$, а также недиагональные элементы с индексами (n,m) и (m,n).

Вследствие того что $\Psi(t-t_n,N)$ является гладкой функцией, этим же свойством будут обладать и $\Psi(t-t_n,N)^2$ и $\Psi(t-t_n,N)\Psi(t-t_m,N)$, из-за чего их сумма с различными коэффициентами, как в (11) и (12), также будет гладкой функцией.

Заключение

Получены выражения для расчета ковариационной и псевдоковариационной матриц ошибок дискретных эквидистантных отсчетов результатов линейной операции над комплексной

периодической функцией, представленной зашумленными дискретными отсчетами. Получены выражения для расчета дисперсии и псевдодисперсии ошибки интерполяции комплексной периодической функции на основе её зашумленных дискретных отсчетов. Эти результаты могут быть полезны в задачах обработки сигналов, статистического моделирования и других прикладных областях.

Список источников

1. *Котельников В.А.* Собрание трудов. М.: Физматлит, 2008. Т. 1. 90 с.

2. *Дмитриев И.С., Сличенко М.П.* Представление периодических функций с финитным спектром Фурье в виде модифицированного ряда Котельникова // Радиотехника и электроника. 2015. № 5(60). С. 529–534.

3. *Дмитриев И.С., Сличенко М.П.* Особенности интерполяции 2π-периодических функций с финитным спектром Фурье на основе теоремы отсчетов // Журнал радиоэлектроники. 2014. № 1. С. 1–10.

4. *Артемов М.Л., Борисов В.И., Маковий В.А. Сличенко М.П.* Автоматизированные системы управления, радиосвязи и радиоэлектронной борьбы / Под ред. *М.Л. Артемова.* М.: Радиотехника, 2021. 556 с.

5. *Корн Г., Корн Т.* Справочник по математике. М., 1974. 832 с.: ил.

6. *Востров А.Ю., Дмитриев И.С., Сличенко М.П.* Матричная форма оператора дифференцирования периодической функции, представленной модифицированным рядом Котельникова // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXX МНТК. Воронеж, 2024. Т. 1. С. 209–211.

7. *Востров А.Ю., Дмитриев И.С., Сличенко М.П.* Матричная форма оператора фильтрации периодической функции, представленной модифицированным рядом Котельникова // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXX МНТК. Воронеж, 2024. Т. 1. С. 212–215.

8. *Biglieri E.* Coding for wireless channels. 2005. 428 p.

References

1. *Kotelnikov V.A.* Collected Works. Moscow: Fizmatlit, 2008. Vol. 1. 90 p.

2. *Dmitriev I.S., Slichenko M.P.* Representation of periodic functions with finite Fourier spectrum in the form of a modified Kotelnikov series // Radio Engineering and Electronics. 2015. № 5(60). Pp. 529–534.

3. *Dmitriev I.S., Slichenko M.P.* Features of interpolation of 2π-periodic functions with finite Fourier spectrum based on the sampling theorem // Journal of Radio Electronics. 2014. № 1. Pp. 1–10.

4. *Artemov M.L., Borisov V.I., Makoviy V.A. Slichenko M.P.* Automated control systems, radio communications and electronic warfare / Ed. M.L. Artemov. Moscow: Radio Engineering, 2021. 556 p.

5. *Korm G., Kory T.* Handbook of Mathematics. Moscow, 1974. 832 p., with ill.

6. *Vostrov A.Yu., Dmitriev I.S., Slichenko M.P.* Matrix form of the differentiation operator of a periodic function represented by a modified Kotelnikov series // XXX International scientific and technical conference «Radiolocation, navigation, communication»: collection of works. Voronezh, 2024. Vol. 1. Pp. 209–211.

7. *Vostrov A.Yu., Dmitriev N.S., Slichenko M.P.* Matrix form of the filtering operator of a periodic function represented by a modified Kotelnikov series // XXX International scientific and technical conference «Radiolocation, navigation, communication»: collection of works. Voronezh, 2024. Vol. 1. Pp. 212–215.

8. *Biglieri E.* Coding for wireless channels. 2005. 428 p.

Информация об авторе

А.Ю. Востров, ведущий конструктор

Information about the author

A.Yu. Vostrov, Leading Design Engineer

Статья поступила в редакцию 14.07.2025
Одобрена после рецензирования 21.07.2025
Принята к публикации 28.07.2025

The article was submitted 14.07.2025
Approved after reviewing 21.07.2025
Accepted for publication 28.07.2025

ДЛЯ ЗАМЕТОК