12+

# ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 2/2022

Воронеж 2022

**Главный редактор**
докт. техн. наук, проф.
В.И. НИКОЛАЕВ

**РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ:**

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

**Заместитель председателя**
докт. техн. наук, проф.
В.И. НИКОЛАЕВ

**Члены редакционного совета**
докт. техн. наук, доцент
М.Л. АРТЕМОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, доцент
Р.Ю. БОРОДУЛИН (г. Санкт-Петербург)
докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН
А.С. БУГАЕВ (г. Москва)
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. физ.-мат. наук, проф.
Ю.Б. НЕЧАЕВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
В.Н. ПОВЕТКО (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, 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».

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

**Учредитель и издатель:**

**АО «Концерн «Созвездие»**

Издание зарегистрировано
в Федеральной службе по надзору в сфере связи,
информационных технологий и массовых коммуникаций.
Свидетельство о регистрации
ПИ № ФС77-36740 от 1 июля 2009 г.

Подписной индекс
в Объединенном каталоге «Пресса России»
№ 72972

Страница в Интернете:
http://www.sozvezdie.su/science/nauchnotehnicheskiy_zhurnal/

Набор и верстка компьютерные
Формат 60×88 ⅛. Уч.-изд. л. 9,2
Тираж 200 экз. Заказ № 257
Подписано в печать: 27.05.2022
Выход в свет: 06.06.2022
Цена свободная.

© АО «Концерн «Созвездие», 2022

**СОДЕРЖАНИЕ**

***№ 2, 2022***

## ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Оценка помехоустойчивости одноканального обнаружителя шумоподобного сигнала с учетом мажоритарного алгоритма контрольных проверок
***Ю.В. Сидоров, В.И. Шестопалов, А.И. Мордовин***……..……..…… 5

Способ определения относительной диэлектрической проницаемости и удельной электропроводности подстилающей среды на радиолиниях поверхностных волн малой протяженности
***Р.Ю. Бородулин, А.С. Леонюк, М.Р. Бибарсов*** …...…….....…… 15

Реализация медианной фильтрации цифровых изображений на основе применения искусственных нейронных сетей
***А.В. Велигоша, Н.Н. Малышко, М.В. Морозов, Р.И. Струков***….……..…….….. 21

Вероятностная модель информационного потока цифровых сетей связи
***В.В. Евсеев, Г.А. Попов***……..……..…… 27

## ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Экспериментальные исследования макета подземной антенны дециметрового диапазона волн в виде спирали Архимеда с экраном
***А.В. Володько, В.А. Пендюрин, В.И. Николаев, Ю.Г. Пастернак***…….……... 32

Исследование влияния команды синхронизации на работу модема сигналов с новой модуляцией
***Ю.М. Вешкурцев, Д.А. Титов***..…….....……. 39

Методика оценки степени неоднородности диэлектрической среды, используемой для изоляции подземной антенны УКВ диапазона
***В.И. Николаев, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, С.М. Федоров***…… 46

Методы численного электродинамического анализа характеристик приземных и подземных антенн
***В.И. Николаев, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, С.М. Федоров*** ……. 55

Влияние нелинейности детектора на спектр выходного сигнала системы ФАПЧ со смесителем в опорном канале
***С.К. Романов, Н.М. Тихомиров, А.В. Леньшин, В.Н. Тихомиров*** …….. 64

**РАЗНОЕ**

Методический подход к оценке средств радиомониторинга при обнаружении излучений радиоэлектронных объектов с учетом временного фактора
***И.А. Сидоренко*** …… 76

Проблемы управления беспилотным летательным аппаратом малого класса по атмосферному оптическому каналу с помощью модулированного вращающимся растром лазерного излучения
***А.Ю. Козирацкий, А.Г. Петухов, А.А. Козирацкий, О.В. Смынтына***……..... 84

Открытое сетевое многоключевое согласование
***А.Д. Синюк, А.А. Тарасов*** ……..……..... 95

# Общие вопросы теории радиосвязи

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 2. С. 5–14. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No. 2. Pp. 5–14. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.391

## Оценка помехоустойчивости одноканального обнаружителя шумоподобного сигнала с учетом мажоритарного алгоритма контрольных проверок

**Юрий Викторович Сидоров[1], Виктор Иванович Шестопалов[2], Андрей Иванович Мордовин[3]**
[1,2,3]АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[1]cesnov58@yandex.ru, [2]viktor.shest.@yandex.ru, [3]a.i.mordovin@sozvezdie.su

***Аннотация.*** *Рассмотрена особенность работы одноканального обнаружителя шумоподобного сигнала с учетом мажоритарного алгоритма контрольных проверок. Проведена оценка помехоустойчивости одноканального обнаружителя шумоподобного сигнала с учетом мажоритарного алгоритма контрольных проверок.*

***Ключевые слова:*** *обнаружение шумоподобного сигнала, мажоритарный алгоритм контрольных проверок, распределения Релея, Райса.*

# Common issues of radio communication theory

## Noise immunity evaluation of a single-channel detector of a noise-like signal with regard to majority algorithm of control checks

**Yury V. Sidorov[1], Victor I. Shestopalov[2], Andrey I. Mordovin[3]**
[1,2,3]JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[1]cesnov58@yandex.ru, [2]viktor.shest.@yandex.ru, [3]a.i.mordovin@sozvezdie.su

***Abstract.*** *The feature of a noise-like single-channel detector operation was considered, taking into account the majority algorithm of control checks. The noise immunity of a single-channel detector of a noise-like signal is estimated, taking into account a majority algorithm of control checks.*

***Keywords:*** *noise-like signal detection, majority algorithm of control checks, Rayleigh, Rice distributions.*

Для обеспечения высокой помехозащищенности в радиолиниях широко применяются шумоподобные сигналы (ШПС) [1–4]. Особенностью работы радиолинии с ШПС сигналами является обеспечение взаимной синхронизации передающей и приемной аппаратуры [5]. Для обеспечения процесса синхронизации специально осуществляется передача синхросигнала в суммарном ШПС сигнале. При обнаружении синхросигнала осуществляется устранение временной неопределенности между синхросигналом, передаваемым передающей аппаратурой, и опорным синхросигналом приемной аппаратуры. После устранения временной неопределенности, при обнаружении синхросигнала, проводится синхронизация фазы приходящего синхросигнала, что позволяет обеспечить когерентное выделение передаваемой информации. Следовательно, устранение временной неопределенности проводится в режиме некогерентного обнаружения приходящего ШПС сигнала. Для

© Сидоров Ю.В., Шестопалов В.И., Мордовин А.И., 2022

оценки помехоустойчивости обнаружения на рис. 1 представлена упрощенная схема одноканального обнаружителя ШПС сигнала.

Рассматриваемый шумоподобный сигнал можно охарактеризовать следующими параметрами: $T$ – период длительности псевдослучайной последовательности (ПСП); $\tau$ – длительность элементарного импульса ПСП; $T/\tau = N$ – число элементарных импульсов в периоде ПСП.

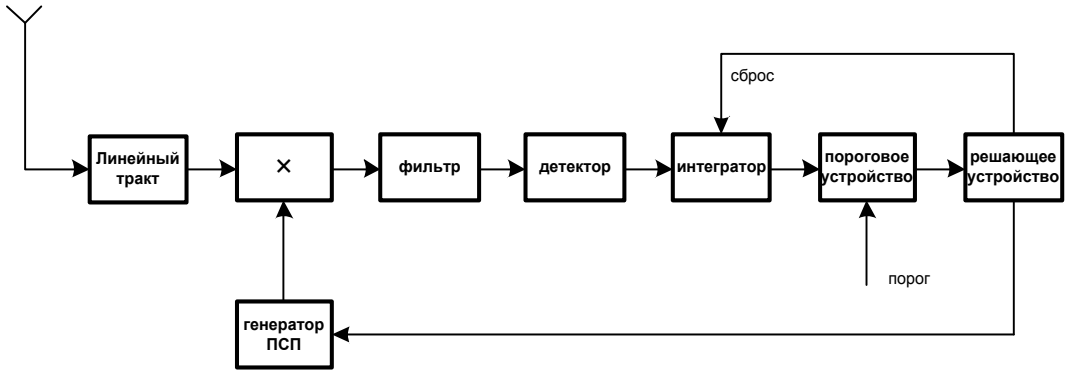



Рис. 1. Схема одноканального обнаружителя ШПС сигнала

Устройство обнаружения для устранения временной неопределенности приходящего сигнала, представленное на рис. 1, работает следующим образом.

Результат перемножения входного сигнала, прошедшего через линейный тракт, на опорную копию, формируемую генератором ПСП, поступает на фильтр с полосой $\Delta f = 1/2T$. С выхода фильтра сигнал через детектор поступает на интегратор со сбросом с временем интегрирования $T$. Сигнал с выхода интегратора поступает на пороговое устройство и далее – на решающую схему. Решающая схема в конце периода $T$ принимает решение о сдвиге опорной копии генератора ПСП на один период $\tau$ в случае отсутствия сигнала на выходе порогового устройства. 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 проверки. В качестве мажоритарного алгоритма контрольной проверки используется факт превышения порога в $g$ из $m$ интервалов $T$ на длительности этапа контрольной проверки $mT$.

На основании дополнительных проверок, проводимых по выбранному алгоритму, принимается окончательное решение об устранении временной неопределенности между приходящим сигналом и опорной копией генератора ПСП или продолжении перестройки с шагом $\tau$ опорной копией генератора ПСП. После устранения временной неопределенности проводится процесс точной подстройки опорной копии генератора ПСП, синхронизация фазы приходящего сигнала и когерентное выделение принимаемой информации.

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

$$P_{\text{ЛТЦ}} = 1 - \left(1 - P_{\text{ЛТ}}\right)^N. \qquad (1)$$

С учетом разложения по формуле Ньютона [5]

$$(1-b)^N = \sum_{\gamma=0}^{N} (-1)^{\gamma} C_N^{\gamma} b^{\gamma} \approx 1 - Nb \qquad (2)$$

вероятность ложной тревоги за полный цикл можно представить в следующем виде:

$$P_{\text{ЛТЦ}} = 1 - \left(1 - P_{\text{ЛТ}}\right)^N \approx NP_{\text{ЛТ}}. \qquad (3)$$

В качестве мажоритарного алгоритма контрольной проверки используется факт превышения порога в $g$ из $m$ интервалов $T$ на длительности этапа контрольной проверки $mT$. Тогда вероятность ложного $\left(P_{\text{ЛТ}}^{g \to m}\right)$ и правильного обнаружения $\left(P_{\text{об}}^{g \to m}\right)$ на этапе контрольной проверки длительностью $mT$ определяется формулой Бернулли и имеет вид [6 ]

$$P_{\text{ЛТ}}^{g\to m}=\sum_{i=g}^{m}C_m^iP_{\text{ЛТ}}^i\left(1-P_{\text{ЛТ}}\right)^{m-i};\qquad(4)$$

$$P_{\text{об}}^{g\to m}=\sum_{i=g}^{m}C_m^iP_{\text{об}}^i\left(1-P_{\text{об}}\right)^{m-i}=$$

$$=\sum_{i=g}^{m}C_m^i\left(1-P_{\text{пр}}\right)^iP_{\text{пр}}^{m-i},\qquad(5)$$

где $C_m^i$ – число сочетаний из $m$ по $i$, $P_{\text{пр}}$ – вероятность пропуска сигнала.

Вероятность ложной тревоги $\left(P_{\text{ЛТЦК}}^{g\to m}\right)$ за полный цикл всех $N$ точек неопределенности ШПС сигнала с учетом рассматриваемого алгоритма контрольной проверки можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТЦК}}^{g\to m}=P_{\text{ЛТЦ}}P_{\text{ЛТ}}^{g\to m}=$$

$$=NP_{\text{ЛТ}}\left(\sum_{i=g}^{m}C_m^iP_{\text{ЛТ}}^i\left[1-P_{\text{ЛТ}}\right]^{m-i}\right).\qquad(6)$$

Вероятность пропуска сигнала $\left(P_{\text{ПРК}}^{g\to m}\right)$ при совпадении приходящего сигнала и опорной копии с учетом рассматриваемого алгоритма контрольной проверки можно представить в виде

$$P_{\text{ПРК}}^{g\to m}=1-P_{\text{об}}P_{\text{об}}^{g\to m}=$$

$$=1-\left[1-P_{\text{пр}}\right]\left[\sum_{i=g}^{m}C_m^i\left(1-P_{\text{пр}}\right)^iP_{\text{пр}}^{m-i}\right].\qquad(7)$$

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

$$T_{\text{Ц}}=NT+\Delta,\qquad(8)$$

где $\Delta$ – время контрольных проверок.

Так как время контрольных проверок можно представить в виде $\Delta=NP_{\text{ЛТ}}mT$, полный цикл времени проверок всех точек неопределенности имеет вид

$$T_{\text{Ц}}=NT+NP_{\text{ЛТ}}mT.\qquad(9)$$

Вероятность ложной тревоги для приемного устройства задается в виде вероятности ложной тревоги за час работы ($P_{\text{ЛТЧ}}$) приемного устройства в режиме обнаружения сигнала. Вероятность ложной тревоги за час работы можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТЧ}}=1-\left(1-P_{\text{ЛТЦК}}^{g\to m}\right)^M\approx MP_{\text{ЛТЦК}}^{g\to m},\qquad(10)$$

где $M=\dfrac{3600}{T_{\text{Ц}}}$.

Учитывая малое значение величины $NP_{\text{ЛТ}}$, выражение (9) можно представить в виде

$$T_{\text{Ц}}=NT+NP_{\text{ЛТ}}mT\approx NT.\qquad(11)$$

Тогда с учетом (10) и (11) величину $P_{\text{ЛТЦК}}$ можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТЦК}}^{g\to m}=\frac{P_{\text{ЛТЧ}}TN}{3600}.\qquad(12)$$

На выходе амплитудного детектора при наличии только шума плотность распределения определяется законом Релея [7]:

$$W_1(x)=\frac{x}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right),\qquad(13)$$

где $\sigma^2$ – дисперсия шума.

Вероятность ложной тревоги в каждой точке $\left(P_{\text{ЛТ}}\right)$ можно представить в виде [7]

$$P_{\text{ЛТ}}=\int_{\eta}^{\infty}W_1(x)\,dx=\int_{\eta}^{\infty}\frac{x}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)dx,\qquad(14)$$

где $\eta$ – порог, который обеспечивает требуемую вероятность ложной тревоги на каждой точке.

Проведем замену $y=\dfrac{x}{\sigma}$ $\sigma dy=dx$ $\eta_{\text{н}}=\dfrac{\eta}{\sigma}$ (нормированный порог). Тогда

$$P_{\text{ЛТ}}=\int_{\eta_{\text{н}}}^{\infty}y\exp\left(-\frac{y^2}{2}\right)dy=\exp\left(-\frac{\eta_{\text{н}}^2}{2}\right).\qquad(15)$$

Из выражения (15) получаем величину нормированного порога $\eta_{\text{н}}$ в виде

$$\eta_{\text{н}}=\sqrt{-2\ln\left(P_{\text{ЛТ}}\right)}.\qquad(16)$$

При контрольной проверке по алгоритму наличия превышения порога в 2-х из 3-х интервалов $T$ на длительности этапа контрольной проверки $3T$ вероятность ложной тревоги $\left(P_{\text{ЛТЦК}}^{2\to3}\right)$ за полный цикл всех $N$ точек не-

определенности ШПС сигнала с учетом (6) можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТЦК}}^{2\to3} = NP_{\text{ЛТ}}\left(\sum_{i=2}^{3} C_3^i P_{\text{ЛТ}}^i \left[1-P_{\text{ЛТ}}\right]^{3-i}\right) \approx 3NP_{\text{ЛТ}}^3. \quad (17)$$

Из (17) получаем

$$P_{\text{ЛТ}} = \left(\frac{P_{\text{ЛТЦК}}^{2\to3}}{3N}\right)^{\frac{1}{3}}. \quad (18)$$

С учетом (12) величину $P_{\text{ЛТ}}$ можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТ}} = \left(\frac{P_{\text{ЛТч}}T}{3\times3600}\right)^{\frac{1}{3}}. \quad (19)$$

При этом с учетом (19) величина нормированного порога $\eta_{\text{н}}^{2\to3}$ будет иметь вид

$$\eta_{\text{н}}^{2\to3} = \sqrt{-2\ln\left(P_{\text{ЛТ}}\right)} = \\ = \sqrt{\frac{2}{3}\left(\ln3+\ln3600-\ln P_{\text{ЛТч}}-\ln T\right)}. \quad (20)$$

При контрольной проверке по алгоритму наличия превышения порога в 3-х из 3-х интервалов $T$ на длительности этапа контрольной проверки $3T$ вероятность ложной тревоги $\left(P_{\text{ЛТЦК}}^{3\to3}\right)$ за полный цикл всех $N$ точек неопределенности ШПС сигнала с учетом (6) можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТЦК}}^{3\to3} = NP_{\text{ЛТ}}\left(\sum_{i=3}^{3} C_3^i P_{\text{ЛТ}}^i \left[1-P_{\text{ЛТ}}\right]^{3-i}\right) = NP_{\text{ЛТ}}^4. \quad (21)$$

Из (21) получаем

$$P_{\text{ЛТ}} = \left(\frac{P_{\text{ЛТЦК}}^{3\to3}}{N}\right)^{\frac{1}{4}}. \quad (22)$$

С учетом (12) величину $P_{\text{ЛТ}}$ можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТ}} = \left(\frac{P_{\text{ЛТч}}T}{3600}\right)^{\frac{1}{4}}. \quad (23)$$

При этом с учетом (23) величина нормированного порога $\eta_{\text{н}}^{3\to3}$ будет иметь вид

$$\eta_{\text{н}}^{3\to3} = \sqrt{-2\ln\left(P_{\text{ЛТ}}\right)} = \\ = \sqrt{\frac{1}{2}\left(\ln3600-\ln P_{\text{ЛТч}}-\ln T\right)}. \quad (24)$$

При контрольной проверке по алгоритму наличия превышения порога в 3-х из 5-ти интервалов $T$ на длительности этапа контрольной проверки $5T$ вероятность ложной тревоги $\left(P_{\text{ЛТЦК}}^{3\to5}\right)$ за полный цикл всех $N$ точек неопределенности ШПС сигнала с учетом (6) можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТЦК}}^{3\to5} = \\ = NP_{\text{ЛТ}}\left(\sum_{i=3}^{5} C_5^i P_{\text{ЛТ}}^i \left[1-P_{\text{ЛТ}}\right]^{5-i}\right) \approx 10NP_{\text{ЛТ}}^4. \quad (25)$$

Из (25) с учетом (12) получаем

$$P_{\text{ЛТ}} = \left(\frac{P_{\text{ЛТч}}T}{10\times3600}\right)^{\frac{1}{4}}. \quad (26)$$

При этом с учетом (26) величина нормированного порога $\eta_{\text{н}}^{3\to5}$ будет иметь вид

$$\eta_{\text{н}}^{3\to5} = \sqrt{-2\ln\left(P_{\text{ЛТ}}\right)} = \\ = \sqrt{\frac{1}{2}\left(\ln10+\ln3600-\ln P_{\text{ЛТч}}-\ln T\right)}. \quad (27)$$

При контрольной проверке по алгоритму наличия превышения порога в 5-ти из 5-ти интервалов $T$ на длительности этапа контрольной проверки $5T$ вероятность ложной тревоги $\left(P_{\text{ЛТЦК}}^{5\to5}\right)$ за полный цикл всех $N$ точек неопределенности ШПС сигнала с учетом (6) можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТЦК}}^{5\to5} = NP_{\text{ЛТ}}\left(\sum_{i=5}^{5} C_5^i P_{\text{ЛТ}}^i \left[1-P_{\text{ЛТ}}\right]^{5-i}\right) = NP_{\text{ЛТ}}^6. \quad (28)$$

Из (28) с учетом (12) получаем

$$P_{\text{ЛТ}} = \left(\frac{P_{\text{ЛТч}}T}{3600}\right)^{\frac{1}{6}}. \quad (29)$$

При этом с учетом (29) величина нормированного порога $\eta_{\text{н}}^{5\to5}$ будет иметь вид

$$\eta_{\text{н}}^{5\to5} = \sqrt{-2\ln\left(P_{\text{ЛТ}}\right)} = \\ = \sqrt{\frac{1}{3}\left(\ln3600-\ln P_{\text{ЛТч}}-\ln T\right)}. \quad (30)$$

На выходе амплитудного детектора при наличии сигнала и шума плотность распределения определяется законом Райса [7]:

$$W_2(x)=\frac{x}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{x^2+A^2}{2\sigma^2}\right)I_0\left(\frac{xA}{\sigma^2}\right), \qquad (31)$$

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

Вероятность пропуска при совпадении приходящего сигнала и опорной копии можно представить в виде [7]

$$P_{\text{ПР}}=\int_0^{\eta}W_2(x)\,dx=$$

$$=\int_0^{\eta_{\text{н}}} y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}hy\right)dy, \qquad (32)$$

где $y=\frac{x}{\sigma}$, $dy=\frac{dx}{\sigma}$, $\eta_{\text{н}}=\frac{\eta}{\sigma}$, а $h^2=\frac{A^2}{2\sigma^2}$ – отношение сигнал/шум.

С учетом величины нормированного порога $\eta_{\text{н}}^{2\to3}$ (20), $\eta_{\text{н}}^{3\to3}$ (24), $\eta_{\text{н}}^{3\to5}$ (27) и $\eta_{\text{н}}^{5\to5}$ (30) вероятность пропуска (32) можно представить в виде

$$P_{\text{пр}}^{2\to3}=\int_0^{\sqrt{\frac{2}{3}(\ln3+\ln3600-\ln P_{\text{ЛТЧ}}-\ln T)}} y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}hy\right)dy; \qquad (33)$$

$$P_{\text{пр}}^{3\to3}=\int_0^{\sqrt{\frac{1}{2}(\ln3600-\ln P_{\text{ЛТЧ}}-\ln T)}} y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}hy\right)dy; \qquad (34)$$

$$P_{\text{пр}}^{3\to5}=\int_0^{\sqrt{\frac{1}{2}(\ln10+\ln3600-\ln P_{\text{ЛТЧ}}-\ln T)}} y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}hy\right)dy; \qquad (35)$$

$$P_{\text{пр}}^{5\to5}=\int_0^{\sqrt{\frac{1}{3}(\ln3600-\ln P_{\text{ЛТЧ}}-\ln T)}} y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}hy\right)dy. \qquad (36)$$

При контрольной проверке по алгоритму наличия превышения порога в 2-х из 3-х интервалов $T$ на длительности этапа контрольной проверки $3T$ вероятность пропуска $\left(P_{\text{ПРК}}^{2\to3}\right)$ при совпадении приходящего сигнала и опорной копии с учетом (7) можно представить в виде

$$P_{\text{ПРК}}^{2\to3}=1-\left[1-P_{\text{ПР}}^{2\to3}\right]\left[\sum_{i=2}^{3}C_3^i\left(1-P_{\text{ПР}}^{2\to3}\right)^i\left(P_{\text{ПР}}^{2\to3}\right)^{3-i}\right]\approx P_{\text{ПР}}^{2\to3}+3\left(P_{\text{ПР}}^{2\to3}\right)^2. \qquad (37)$$

С учетом (33) выражение (37) примет вид

$$P_{\text{ПРК}}^{2\to3}=\int_0^{\sqrt{\frac{2}{3}(\ln3+\ln3600-\ln P_{\text{ЛТЧ}}-\ln T)}} y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}hy\right)dy+$$

$$+3\left\{\int_0^{\sqrt{\frac{2}{3}(\ln3+\ln3600-\ln P_{\text{ЛТЧ}}-\ln T)}} y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}hy\right)dy\right\}^2. \qquad (38)$$

При контрольной проверке по алгоритму наличия превышения порога в 3-х из 3-х интервалов $T$ на длительности этапа контрольной проверки $3T$ вероятность пропуска $\left(P_{\text{ПРК}}^{3\to3}\right)$ при совпадении приходящего сигнала и опорной копии с учетом (7) можно представить в виде

$$P_{\text{ПРК}}^{3\to3}=1-\left[1-P_{\text{пр}}^{3\to3}\right]\left[\sum_{i=3}^{3}C_3^i\left(1-P_{\text{пр}}^{3\to3}\right)^i\left(P_{\text{пр}}^{3\to3}\right)^{3-i}\right]=4P_{\text{пр}}^{3\to3}. \tag{39}$$

С учетом (34) выражение (39) примет вид

$$P_{\text{ПРК}}^{3\to3}=4\int_0^{\sqrt{\frac{1}{2}\left(\ln 3600-\ln P_{\text{ЛТЧ}}-\ln T\right)}}y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}hy\right)dy. \tag{40}$$

При контрольной проверке по алгоритму наличия превышения порога в 3-х из 5-ти интервалов $T$ на длительности этапа контрольной проверки $5T$ вероятность пропуска $\left(P_{\text{ПРК}}^{3\to5}\right)$ при совпадении приходящего сигнала и опорной копии с учетом (7) можно представить в виде

$$P_{\text{ПРК}}^{3\to5}=1-\left[1-P_{\text{пр}}^{3\to5}\right]\left[\sum_{i=3}^{5}C_3^i\left(1-P_{\text{пр}}^{3\to5}\right)^i\left(P_{\text{пр}}^{3\to5}\right)^{5-i}\right]\approx P_{\text{пр}}^{3\to5}+10\left(P_{\text{пр}}^{3\to5}\right)^3. \tag{41}$$

С учетом (35) выражение (41) примет вид

$$P_{\text{пр}}^{3\to5}=\int_0^{\sqrt{\frac{1}{2}\left(\ln 10+\ln 3600-\ln P_{\text{ЛТЧ}}-\ln T\right)}}y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}hy\right)dy+$$

$$+10\left\{\int_0^{\sqrt{\frac{1}{2}\left(\ln 10+\ln 3600-\ln P_{\text{ЛТЧ}}-\ln T\right)}}y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}hy\right)dy\right\}^3. \tag{42}$$

При контрольной проверке по алгоритму наличия превышения порога в 5-ти из 5-ти интервалов $T$ на длительности этапа контрольной проверки $5T$ вероятность пропуска $\left(P_{\text{ПРК}}^{5\to5}\right)$ при совпадении приходящего сигнала и опорной копии с учетом (7) можно представить в виде

$$P_{\text{ПРК}}^{5\to5}=1-\left[1-P_{\text{пр}}^{5\to5}\right]\left[\sum_{i=5}^{5}C_3^i\left(1-P_{\text{пр}}^{5\to5}\right)^i\left(P_{\text{пр}}^{5\to5}\right)^{5-i}\right]=6P_{\text{пр}}^{5\to5}. \tag{43}$$

С учетом (36) выражение (43) примет вид

$$P_{\text{ПРК}}^{5\to5}=6\int_0^{\sqrt{\frac{1}{3}\left(\ln 3600-\ln P_{\text{ЛТЧ}}-\ln T\right)}}y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}hy\right)dy. \tag{44}$$

Будем считать, что скорость передачи равна $\frac{1}{T}$. Для наглядного представления полученного результата по выражениям (38), (40), (42) и (44) проведены расчеты, которые приведены в табл. 1–3 и на рис. 2–5 при различных значениях параметров.

Таблица 1

Зависимость вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок 2-3; 3-3; 3-5 и 5-5

при $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$, $T = \frac{1}{20} = 0{,}05$ с (при скорости передачи 20 бит/с)

и $T = \frac{1}{1000} = 10^{-3}$с (при скорости передачи 1000 бит/с)

| | $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$ $T$ = 0,05 | | | | $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$ $T$ = 0,001 | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $P$прк = $10^{-1}$ | 2-3 | 3-3 | 3-5 | 5-5 | 2-3 | 3-3 | 3-5 | 5-5 |
| | $h^2$ = 10,3 | $h^2$= 10,3 | $h^2$ = 9,58 | $h^2$ = 9,04 | $h^2$ = 10,98 | $h^2$ = 10,91 | $h^2$ = 10,14 | $h^2$ = 10,08 |
| $P$прк = $10^{-2}$ | 2-3 | 3-3 | 3-5 | 5-5 | 2-3 | 3-3 | 3-5 | 5-5 |
| | $h^2$= 11,9 | $h^2$ = 11,75 | $h^2$ = 11,3 | $h^2$ = 11,1 | $h^2$ = 12,47 | $h^2$ = 12,29 | $h^2$ = 11,8 | $h^2$ = 11,56 |
| $P$прк = $10^{-3}$ | 2-3 | 3-3 | 3-5 | 5-5 | 2-3 | 3-3 | 3-5 | 5-5 |
| | $h^2$ = 13,0 | $h^2$ =12,76 | $h^2$ = 12,5 | $h^2$ = 12,1 | $h^2$ = 13,52 | $h^2$ = 13,24 | $h^2$ = 12,9 | $h^2$ = 12,57 |

Таблица 2

Зависимость вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок 2-3; 3-3; 3-5 и 5-5

при $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-4}$, $T = \frac{1}{20} = 0{,}05$ с (при скорости передачи 20 бит/с)

и $T = \frac{1}{1000} = 10^{-3}$с (при скорости передачи 1000 бит/с)

| | $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-4}$ $T$ = 0,05 | | | | $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-4}$ $T$ = 0,001 | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $P$прк = $10^{-1}$ | 2-3 | 3-3 | 3-5 | 5-5 | 2-3 | 3-3 | 3-5 | 5-5 |
| | $h^2$ = 11,03 | $h^2$ = 11,01 | $h^2$ = 10,15 | $h^2$ = 10,13 | $h^2$ = 11,63 | $h^2$ = 11,45 | $h^2$ = 10,7 | $h^2$ = 10,67 |
| $P$прк = $10^{-2}$ | 2-3 | 3-3 | 3-5 | 5-5 | 2-3 | 3-3 | 3-5 | 5-5 |
| | $h^2$ = 12,55 | $h^2$ = 12,41 | $h^2$ = 11,9 | $h^2$ = 11,7 | $h^2$ = 13,02 | $h^2$ =12,81 | $h^2$ = 12,25 | $h^2$ = 12,03 |
| $P$прк = $10^{-3}$ | 2-3 | 3-3 | 3-5 | 5-5 | 2-3 | 3-3 | 3-5 | 5-5 |
| | $h^2$ = 13,58 | $h^2$ = 13,37 | $h^2$ = 13,05 | $h^2$ = 12,65 | $h^2$ = 14,0 | $h^2$ = 13,78 | $h^2$ = 13,42 | $h^2$ = 13,0 |

Таблица 3

Зависимость вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок 2-3; 3-3; 3-5 и 5-5

при $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$, $T = \frac{1}{20} = 0{,}05$ с (при скорости передачи 20 бит/с)

и $T = \frac{1}{1000} = 10^{-3}$с (при скорости передачи 1000 бит/с)

| | $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$ $T$ = 0,05 | | | | $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$ $T$ = 0,001 | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $P$прк = $10^{-1}$ | 2-3 | 3-3 | 3-5 | 5-5 | 2-3 | 3-3 | 3-5 | 5-5 |
| | $h^2$ = 11.78 | $h^2$ = 11,63 | $h^2$ = 10,8 | $h^2$ = 10,78 | $h^2$ = 12.23 | $h^2$ = 12.07 | $h^2$ = 11.25 | $h^2$ = 11,15 |
| $P$прк = $10^{-2}$ | 2-3 | 3-3 | 3-5 | 5-5 | 2-3 | 3-3 | 3-5 | 5-5 |
| | $h^2$ = 13.1 | $h^2$ = 12,9 | $h^2$ = 12.4 | $h^2$ = 12,07 | $h^2$ = 13,56 | $h^2$ = 13.21 | $h^2$ = 12,8 | $h^2$ = 12,48 |
| $P$прк = $10^{-3}$ | 2-3 | 3-3 | 3-5 | 5-5 | 2-3 | 3-3 | 3-5 | 5-5 |
| | $h^2$ = 14.07 | $h^2$ = 13,8 | $h^2$ = 13,5 | $h^2$ = 13.04 | $h^2$ = 14,42 | $h^2$ = 14.08 | $h^2$ = 13,83 | $h^2$ = 13,4 |

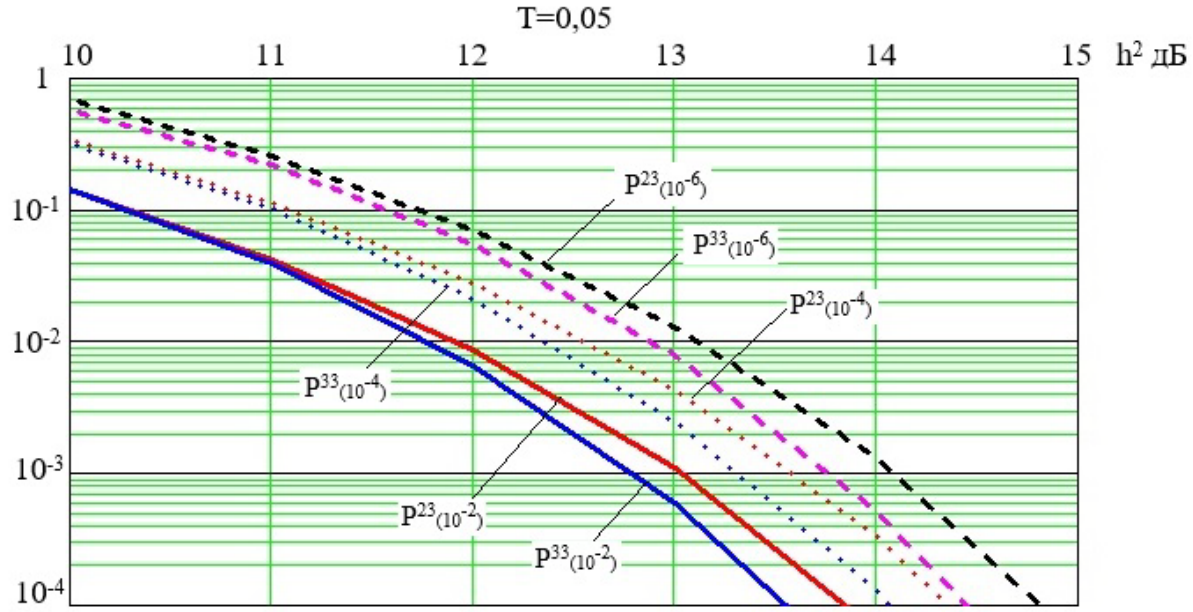



Рис. 2. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала
с учетом алгоритма контрольных проверок 2-3; 3-3 при $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-4}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$
и $T = \frac{1}{20} = 0,05$ с (при скорости передачи 20 бит/с)

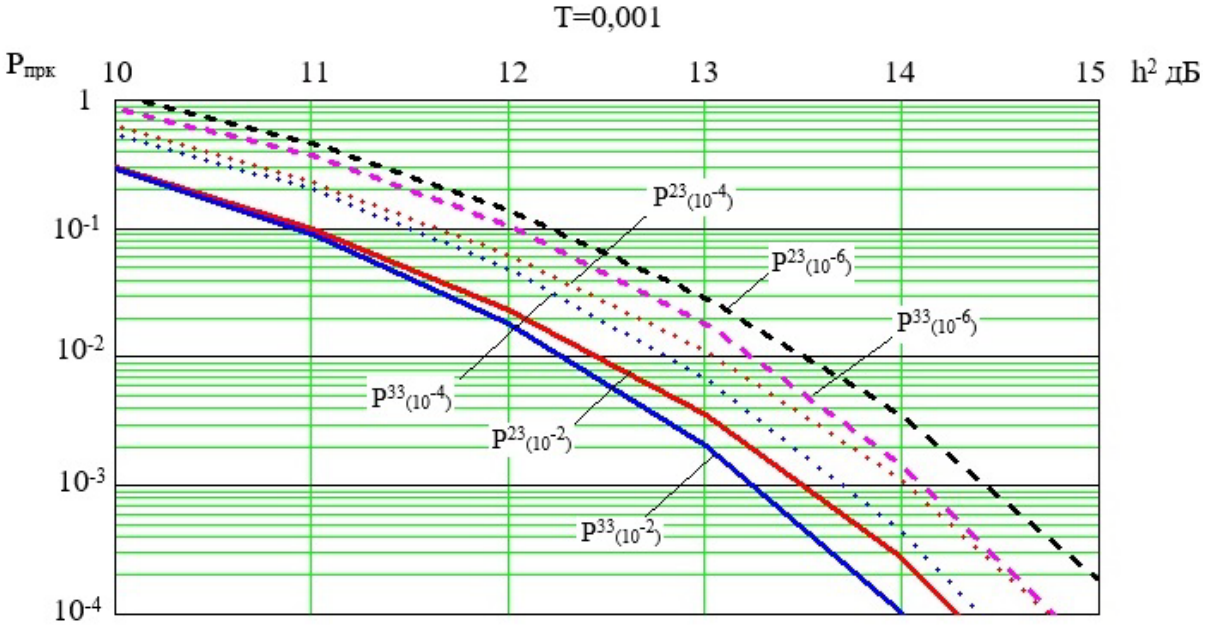



Рис. 3. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала
с учетом алгоритма контрольных проверок 2-3; 3-3 при $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-4}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$
и $T = \frac{1}{1000} = 0,001$ с (при скорости передачи 1000 бит/с)

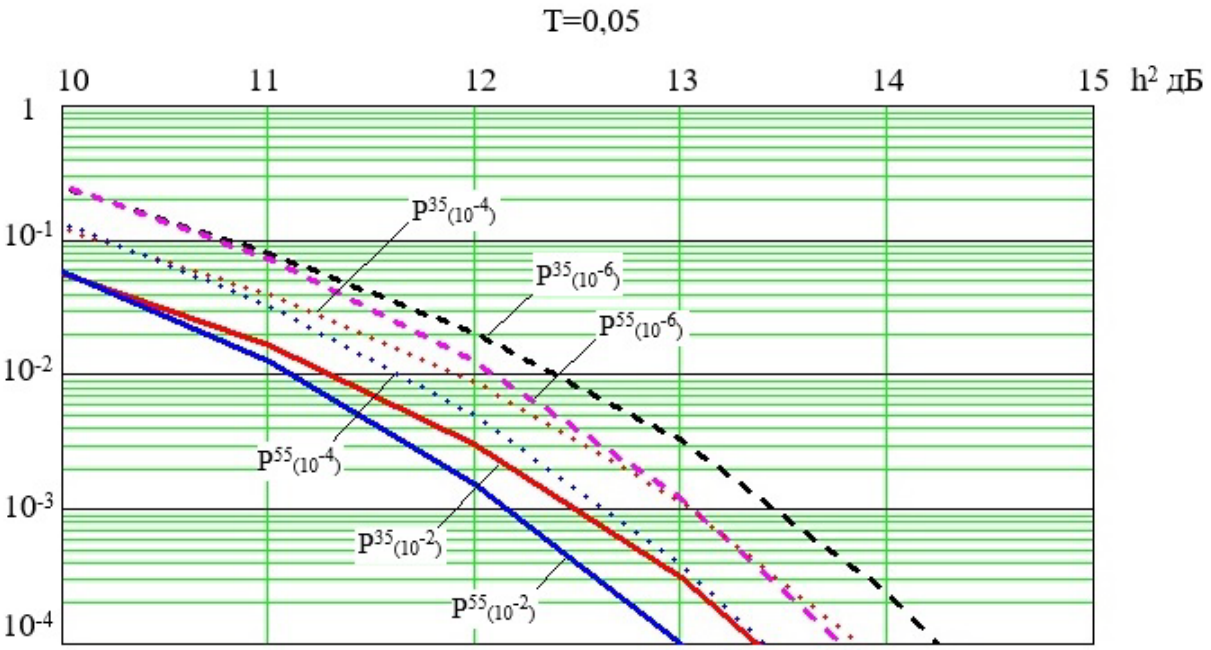



Рис. 4. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала
с учетом алгоритма контрольных проверок 3-5 и 5-5 при $P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-4}$, $P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-6}$
и $T=\frac{1}{20}=0,05$ с (при скорости передачи 20 бит/с)

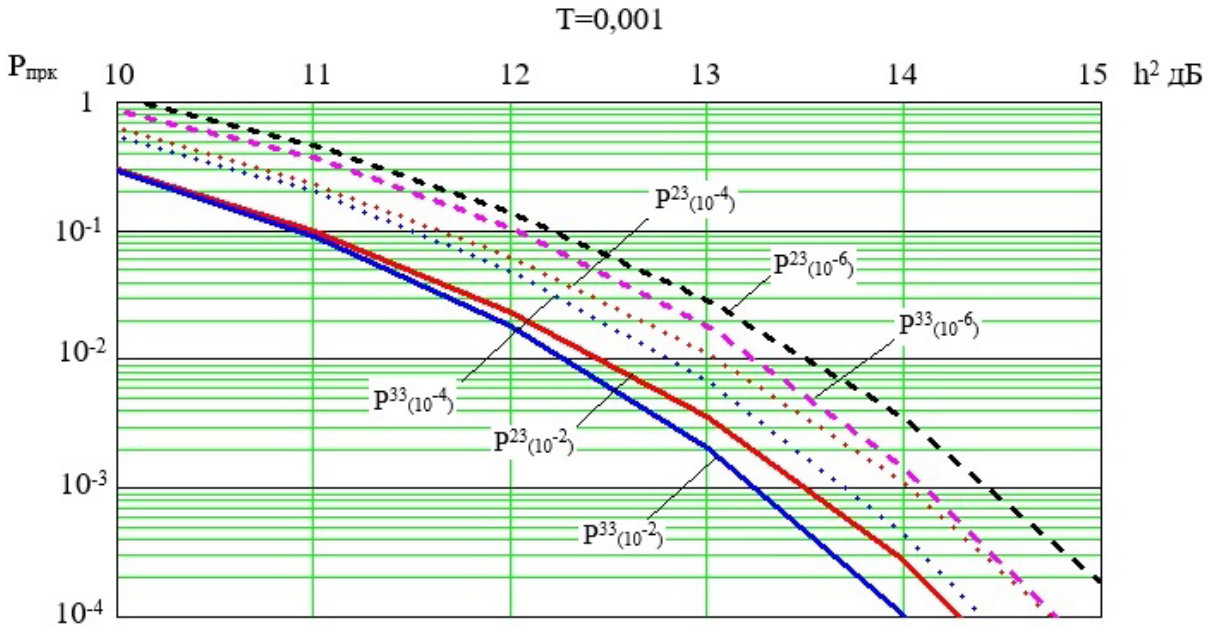



Рис. 5. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала
с учетом алгоритма контрольных проверок 3-5 и 5-5 при $P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-4}$, $P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-6}$
и $T=\frac{1}{1000}=0,001$ с (при скорости передачи 1000 бит/с)

При рассмотрении результатов расчета, представленных в табл. 1–3 и на рис. 2–5 при различных значениях параметров, видно:

- введение контрольных проверок по рассмотренным алгоритмам повышает помехоустойчивость обнаружения;

- выигрыш по помехоустойчивости в режиме обнаружения при алгоритме контрольной проверки 3-3 по отношению к алгоритму контрольной проверки 2-3 составляет от 0,34 до 0,2 дБ для скорости передачи информации 20 бит/с и 1000 бит/с при $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-4}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$;

- выигрыш по помехоустойчивости в режиме обнаружения при алгоритме контрольной проверки 5-5 по отношению к алгоритму контрольной проверки 3-5 составляет от 0,5 до 0,33 дБ для скорости передачи информации 20 бит/с и 1000 бит/с при $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-4}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$;

- выигрыш по помехоустойчивости в режиме обнаружения при алгоритме контрольной проверки 3-5 по отношению к алгоритму контрольной проверки 2–3 составляет от 0,62 до 0,5 дБ при скорости передачи информации 20 бит/с и 1000 бит/с при $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-4}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$;

- выигрыш по помехоустойчивости в режиме обнаружения при алгоритме контрольной проверки 5-5 по отношению к алгоритму контрольной проверки 3-3 составляет от 0,8 до 0,66 дБ при скорости передачи информации 20 бит/с и 1000 бит/с при $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-4}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$.

Таким образом, алгоритмы контрольных проверок 3–3 и 5–5 являются предпочтительными по отношению к алгоритмам контрольных проверок 2–3 и 3–5, так как обеспечивают повышенную помехоустойчивость обнаружения сигнала.

***Список источников***

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

2. Адресные системы управления и связи. Вопросы синхронизации / Под ред. Г.И. Тузова. М.: Радио и связь, 1993. 378 с.

3. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / Под ред. В.Б. Пестрякова. М.: Сов. радио, 1973. 424 с.

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

6. *Тихонов В.И.* Статистическая радиотехника. М.: Сов. радио, 1966. 680 с.

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

***Информация об авторах***

**Ю.В. Сидоров**, д.т.н., руководитель программ
**В.И. Шестопалов**, к.т.н., руководитель проекта
**А.И. Мордовин**, ведущий конструктор

***Information about the authors***

**Yury V. Sidorov**, D.Sc. in Engineering Sciences, Program Manager
**Viktor I. Shestopalov**, Ph.D. in Engineering Sciences, Project Manager
**Andrey I. Mordovin**, Leading Design Engineer

Статья поступила в редакцию 15.04.2022
Одобрена после рецензирования 05.05.2022
Принята к публикации 16.05.2022

The article was submitted 15.04.2022
Approved after reviewing 05.05.2022
Accepted for publication 16.05.2022

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 2. С. 15–20. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No 2. Pp. 15–20. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 537.876.23

# Способ определения относительной диэлектрической проницаемости и удельной электропроводности подстилающей среды на радиолиниях поверхностных волн малой протяженности

**Роман Юрьевич Бородулин[1], Антон Сергеевич Леонюк[2], Марат Рашидович Бибарсов[3]**
[1,2,3]Военная академия связи им. маршала Советского Союза С.М. Буденного, Санкт-Петербург, Россия
[1]borodulroman@yandex.ru, [2]leonuck@yandex.ru, [3]bibarsovmr@rambler.ru

***Аннотация.*** *Представлен способ, позволяющий определять относительную диэлектрическую проницаемость и удельную электропроводность подстилающей среды на радиолиниях малой протяженности по действующему значению напряженности электрического поля в точке приема. Оценена точность представленного способа, показана возможность его применения для решения более сложных задач определения электрических параметров подстилающей среды на неоднородных трассах. Введены понятия эквивалентной диэлектрической проницаемости и эквивалентной удельной электропроводности.*

***Ключевые слова:*** *радиолиния, множитель ослабления, относительная диэлектрическая проницаемость, удельная электропроводность, дистанционное зондирование Земли.*

# A method for determining the relative permittivity and specific electrical conductivity of the underlying medium on the radio lines of surface waves of small extent

**Roman Yu. Borodulin[1], A. Leonyuk[2], M. Bibarsov[3]**
[1,2,3]Military Communication Academy named after marshal of the Soviet Union S.M. Budyonny, Saint-Peterburg, Russia
[1]borodulroman@yandex.ru, [2]leonuck@yandex.ru, [3]bibarsovmr@rambler.ru

***Abstract.*** *A method that makes it possible to determine the relative permittivity and electrical conductivity of the underlying medium on short-range radio lines by the effective value of the electric field strength at the receiving point is presented. The accuracy of the presented method is appreciated, the possibility of its application for solving more complex problems of determining the electrical parameters of the underlying medium on inhomogeneous paths is shown. The concepts of equivalent permittivity and equivalent electrical conductivity are introduced.*

***Keywords:*** *radio link, propagation factor, relative permittivity, electrical conductivity, Earth remote sensing.*

Средние и более длинные волны используются в основном для радиовещания. В этих диапазонах работает и большое число сухопутных, речных и морских систем связи различного назначения. Многие вопросы распространения как поверхностной волны, так и через ионосферу изучены достаточно полно. Однако методы прогнозирования ослабления напряженности электромагнитного поля на слоистых неоднородных линиях радиосвязи поверхностной волной изучены весьма слабо. Потребность в более глубоком понимании формирования величины напряженности поля в точке приема, ее случайных изменений во времени возникла в связи с появлением цифровых методов модуляции. Присущий этим методам пороговый эффект предъявляет высокие требования к учету статистики замираний или других изменений уровня полезного сигнала и помех для обеспечения требуемой надежности работы систем связи и вещания.

При необходимости в организации и обеспечении радиосвязи поверхностной волной на низких и средних частотах больше всего приходится считаться с электрическими параметрами подстилающей среды. Последняя зачастую является неоднородной по глубине, а также вдоль всей радиолинии. Кроме того, на пути распространения радиоволн могут встречаться неоднородности рельефа различной формы с отличаю-

© Бородулин Р.М., Леонюк А.С., Бибарсов М.Р., 2022

щимися от земли (грунта) электрическими параметрами. Структура водных пространств вынужденно подчиняется температуре воздуха: в холодное время года вода частично или полностью замерзает; льды под воздействием ветровых нагрузок имеют слоистую шероховатую форму, что вдвойне затрудняет определение электрических параметров такой сложной и неоднозначной подстилающей поверхности.

Расчет радиолиний поверхностной волной по сей день носит сугубо приближенный характер. Несмотря на то что существующие методики позволяют учитывать как плоскую, так и сферическую подстилающие поверхности, делать поправки на неоднородность земли как в глубину, так и вдоль радиолинии, учесть все нюансы не представляется возможным. Даже если взять карту конкретной местности, определить длины интервалов суши, водных пространств, возникнет трудность в определении электрических параметров каждого участка, которые приходится заимствовать из технической литературы. В этом случае трудно учесть их зависимость от времени года; суток, в конце концов, электрические параметры подстилающей среды могут иметь и частотную зависимость. При этом количество разнородных интервалов усложняет расчетные формулы.

К сожалению, приходится отметить, что на сегодняшний день универсальной методики расчета множителя ослабления радиолинии $W_{\text{т}}$ не существует, а необходимость в планировании, осуществлении радиосвязи трудно переоценить. Учитывая крайнюю неоднородность подстилающей среды, пользоваться табличными данными не представляется возможным. Представленная в [1] методика позволяет ввести относительную комплексную эффективную диэлектрическую проницаемость, учитывающую неоднородность почвы в глубину. Однако информация о количестве слоев грунта и их электрических параметрах при этом считается априори известной. То есть возникает необходимость в получении такой информации какими-либо эксплуатационными способами.

Большинство исследований, направленных на совершенствование известных и создание новых моделей определения электрических параметров почв и грунтов, проведены для частот от 1 ГГц и выше. Это объясняется тем фактом, что достоверные данные о комплексной диэлектрической проницаемости почв были наиболее востребованы при обработке данных, полученных спутниковыми микроволновыми радиометрами. В результате статистического анализа экспериментальных данных были созданы диэлектрические модели влажных почв Добсона (в 70-х годах 20-го века) и Миронова (10-е годы 21-го века). Данные модели широко используются при обработке данных, полученных космическими аппаратами Европейского космического агентства и Национального управления по аэронавтике и исследованию космического пространства на частотах 1,4 и 6,9 ГГц. При этом на данный момент корректные модели определения электрических параметров почв для диапазонов длинных и средних волн не разработаны. Однако комплексная диэлектрическая проницаемость почв в указанном диапазоне длин волн необходима при прогнозировании распространения поверхностной волны и оценке характеристик направленности излучающих систем. По этой причине создание новых и адаптация имеющихся моделей определения комплексной диэлектрической проницаемости почв, позволяющих определить характеристики подстилающей среды в широком диапазоне частот по известным характеристикам почв, представляет собой актуальную научную задачу.

Существуют методы определения комплексной диэлектрической проницаемости образцов грунта, проводимые в лабораторных условиях. Метод, описанный в [2], на начальном этапе подразумевает помещение исследуемого образца грунта в ячейку, представляющую собой отрезок коаксиальной линии, для измерения его параметров. В этом случае процедура измерения электрических параметров подстилающей среды на реальной радиолинии повлечет выполнение целого ряда мероприятий, среди неполного списка которых и наличие выездных лабораторий, и обеспечение определенных температурных условий, и огромное количество замеров, увеличивающееся пропорционально росту протяженности радиолинии.

Таким образом, возникает необходимость в совершенствовании методов измерения, обработки данных, а также построении новых моделей исследования комплексной диэлектрической проницаемости почв, в особенности на средних и низких частотах.

В статье предлагается подход к натурному измерению множителя ослабления трассы $W_{\text{т}}$ с последующим определением комплексной диэлектрической проницаемости.

До настоящего времени инженерами и исследователями решалась в некотором смысле

прямая задача, заключающаяся в определении (расчете) напряженности поля в точке приема с учетом факторов, оказывающих наибольшее воздействие на искомую величину. Следовательно, в качестве обратной задачи можно было бы рассмотреть определение данных факторов по действующему значению напряженности поля в точке приема. Без отрицания трудоемкости данного процесса, связанной, например, с необходимостью учета не только величины полезного сигнала, но и различного рода помех, перейдем непосредственно к подробному описанию процедуры, представив, что напряженность электрического поля в точке приема известна. Амплитудное значение напряженности электрического поля и величина вектора Пойнтинга равны [3]:

$$E_m(r) = \frac{\sqrt{60 P_1 G_1 \eta_{\phi_1}}}{r} W_\text{т};\ \Pi(r) = \frac{P_1 G_1 \eta_{\phi_1}}{4\pi r^2} W_\text{т}^{\,2}, \quad (1)$$

где $\frac{\sqrt{60 P_1 G_1 \eta_{\phi_1}}}{r} = E_0$ выражает амплитудное значение напряженности электрического поля, создаваемого излучателем в свободном пространстве, при известной мощности передатчика $P_1$, подводимой к антенно-фидерному тракту с параметрами $\eta_{\phi_1}$ и $G_1$. Следовательно, зная амплитудное значение напряженности электрического поля в точке приема, нетрудно определить множитель ослабления на трассе:

$$W_\text{т} = \frac{E_m(r)}{E_0}. \quad (2)$$

Множитель ослабления на трассе $W_\text{т}$ для диапазонов низких, средних частот, а также нижней части КВ-диапазона, при которых антенну можно считать низкоподнятой, в основном зависит от относительной диэлектрической проницаемости $\varepsilon'$ и удельной электропроводности $\sigma$. Он может быть вычислен с достаточной для практики точностью по формуле, предложенной независимо М.В. Шулейкиным и Б. Ван-дер-Полем [4]:

$$W_\text{т} = \frac{2 + 0{,}3x}{2 + x + 0{,}6x^2}, \quad (3)$$

где $x$ – безразмерный параметр, называемый численным расстоянием и зависящий от длины волны, протяженности трассы, электрических параметров почвы и вида поляризации.

Например, для вертикально поляризованной волны

$$x_\text{вп} = \frac{\pi r}{\lambda}\frac{1}{|\varepsilon'|} = \frac{\pi r}{\lambda}\frac{1}{\sqrt{(\varepsilon')^2 + (60\lambda_0\sigma)^2}}, \quad (4)$$

где $\varepsilon'_\text{к} = \varepsilon' + i60\lambda_0\sigma$ – комплексная диэлектрическая проницаемость. Для решения обратной задачи – определения $|\varepsilon'_\text{к}|$ – необходимо сначала вычислить численное расстояние $x$:

$$x = \frac{-0{,}083(3)\cdot\left[\sqrt{10W_\text{тр} + (420W_\text{т} - 380W_\text{т}^2 + 9} - 3\right]}{W_\text{т}}. \quad (5)$$

Затем определяется $|\varepsilon'_\text{к}|$:

$$|\varepsilon'_\text{к}| = \frac{\pi \cdot r}{\lambda \cdot x}. \quad (6)$$

Для расчета модуля относительной комплексной диэлектрической проницаемости такой способ вполне оправдан, однако более подробный анализ с выявлением частотной зависимости действительной и мнимой частей $|\varepsilon'_\text{к}|$ с целью установления закономерностей распространения земных радиоволн трудноосуществим.

С учетом того что относительная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon'$ и удельная электропроводность $\sigma$ принимают конечные значения, непрерывная вариационная задача может быть вполне заменена дискретной. Поэтому есть возможность отыскивать экстремумы целевой функции одним из методов оптимизации. Особого изящества или привлекательности в таком подходе нет, но он может сослужить службу там, где требуется находить решения уравнений с двумя и более неизвестными, сравнивая полученный результат с заданным. Современные электронные вычислительные машины (ЭВМ) делают методы оптимизации в известной мере осуществимыми.

Относительная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon'$ принимает значения от 1 до 80, причем область ее максимальных значений характерна для водных массивов, а минимальных соответствует свободному пространству. Значения удельной электропроводности $\sigma$ колеблются от

$10^{-5}$ до 10 См/м, причем нижняя граница имеет место при рассмотрении снежного покрова либо мерзлого грунта, о верхней границе можно говорить при работе с морской водой. При изменении относительной диэлектрической проницаемости $\varepsilon'$ с шагом 0,1, а удельной электропроводности $\sigma$ – с шагом $1\times10^{-5}$ См/м в указанных выше пределах получается порядка $8\times10^{8}$ вариантов, что вполне подвластно современным ЭВМ.

Будем считать множитель ослабления $W_т$ известным или заданным так же, как начальные и конечные значения $\varepsilon'$ и $\sigma$ с шагом их изменения. Для определения искомых $\varepsilon'$ и $\sigma$ формируется массив, в котором элементами первого столбца являются $\varepsilon'_1.....\varepsilon'_n$, где $n$ соответствует максимальному значению, принимаемому $\varepsilon'$. Полученный массив, в котором элементы всех последующих столбцов представлены $\sigma$, имеет вид

$$\begin{vmatrix} \varepsilon'_1\sigma_1\,\sigma_2\sigma_3...\sigma_n \\ \varepsilon'_2\sigma_1\,\sigma_2\sigma_3...\sigma_n \\ \varepsilon'_3\sigma_1\,\sigma_2\sigma_3...\sigma_n \\ . \\ . \\ . \\ \varepsilon'_n\sigma_1\,\sigma_2\sigma_3...\sigma_n \end{vmatrix}. \qquad (7)$$

В представленном массиве каждому значению $\varepsilon'$ сопоставлено значение $\sigma$, образуя пару: например, первой парой будет $\varepsilon'_1,\sigma_1$. На каждом шаге вычислений численного расстояния $x$ и множителя ослабления на трассе $W_т$ по формулам (3) и (4) в данных парах очередное значение $\sigma$ меняется на очередное слева направо. Шаг вычислений, при котором образуется пара $\varepsilon'_1,\sigma_n$, считается последним для первой строки массива, и вычисления продолжаются только уже для второй и последующих строк. На каждом шаге вычислений полученное (расчетное) значение $W_т$ сравнивается с заданным $W_т$, то есть определяется минимум целевой функции $F(W)=\left|W_т-\left|W_т(\text{расчетное})\right|\right|\to 0$. Номер итерации с остатком, наиболее близким к нулю, определяет значения $\varepsilon'$ и $\sigma$.

В первую очередь оценена точность определения значений $\varepsilon'$ и $\sigma$, зависящая от количества знаков после запятой измеренного (заданного) множителя ослабления $W_т$. На рис. 1 представлен график зависимости множителя ослабления $W_т$ от расстояния для разных частот. Электрические параметры подстилающей среды удовлетворяют сухой почве. Верхняя кривая соответствует длине волны $\lambda = 300$ м, нижняя кривая получена при $\lambda = 50$ м. Расчеты произведены с шагом 10 м, то есть промежуточные длины волн лежат в пределах от 60 до 290 метров. Для корректности полученных результатов длина каждой кривой ограничена дальностью, при которой Землю можно считать плоской. На рис. 1 такая дальность показана для $\lambda = 50$ м и составляет 25 км.

Для оценки точности определения $\varepsilon'$ и $\sigma$ перебор их значений, исходя из $W_т$, осуществлялся в следующих пределах: $\varepsilon'=1....20$ с шагом 0,1; $\sigma=0,0001....1$ См/м с шагом 0,0001 См/м.

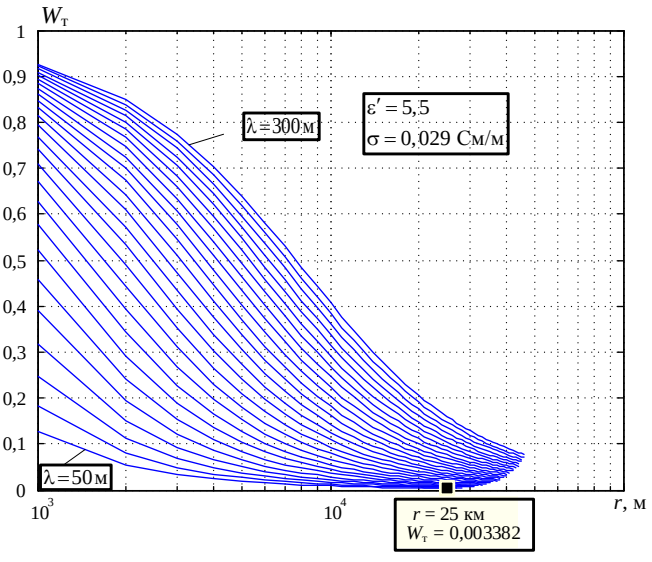



Рис. 1. График зависимости заданного множителя ослабления от расстояния

В таблицу сведены значения $W_т$ с разным количеством знаков после запятой, рассчитанные для плоской Земли при длинах волн $\lambda = 50,\ 60,\ 70,\ 150$ метров, и полученные методом оптимизации величины $\varepsilon'$ и $\sigma$.

Таблица

| Длина волны λ, м | Максимальная дальность без учета сферичности Земли *r*, км | Значение множителя ослабления $W_т$ | Относительная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon'$ | Удельная электропроводность $\sigma$, См/м |
|---|---|---|---|---|
| 50 | 25 | 0,003381974498434 | 5,5 | 0,0029 |
| | | 0,003381974498 | 5,5 | 0,0029 |
| | | 0,003381974 | 5,5 | 0,0029 |
| | | 0,003381 | 2,8 | 0,003 |
| | | 0,003 | 7,4 | 0,002 |
| 60 | 27 | 0,004344242242904 | 5,5 | 0,0029 |
| | | 0,004344242242 | 5,5 | 0,0029 |
| | | 0,004344242 | 5,5 | 0,0029 |
| | | 0,004344 | 11,6 | 0,0006 |
| | | 0,004 | 10,8 | 0,0004 |
| 70 | 28 | 0,005593211353223 | 5,5 | 0,0029 |
| | | 0,005593211353 | 5,5 | 0,0029 |
| | | 0,005593211 | 5,5 | 0,0029 |
| | | 0,005593 | 5,5 | 0,0029 |
| | | 0,005 | 12 | 0,0001 |
| 150 | 37 | 0,019936896308347 | 5,5 | 0,0029 |
| | | 0,019936896308 | 5,5 | 0,0029 |
| | | 0,019936896 | 5,5 | 0,0029 |
| | | 0,019936 | 12,8 | 0,0026 |
| | | 0,019 | 17,2 | 0,0021 |

Анализ результатов, представленных в таблице, показал, что независимо от частоты точность полученных результатов напрямую зависит от количества знаков после запятой у заданного (измеренного) множителя ослабления $W_т$. Девять знаков после запятой позволяют решить обратную задачу (определить $\varepsilon'$ и $\sigma$) со 100% точностью.

Имеется возможность кроме $\varepsilon'$ и $\sigma$ определять расстояние (протяженность радиолинии), то есть решать задачу с тремя неизвестными.

Особый интерес представляют радиолинии, состоящие из нескольких разнородных участков. Концептуальная модель неоднородной трассы представлена на рис. 2. Такое представление любой радиолинии довольно условно, так как неизвестно, где именно граница между разнородными участками, то есть в каком конкретно месте электрические параметры поверхности земли $\varepsilon'_1, \sigma_1$ переходят в $\varepsilon'_2, \sigma_2$, а затем в $\varepsilon'_n, \sigma_n$. Кроме того, нельзя ограничиваться только электрическими параметрами верхнего (видимого) слоя, так как в зависимости от диапазона частот поверхностная волна будет иметь различную проникающую способность. Подход, представленный выше, позволяет не делить радиолинию на принципиально разнородные участки, а вычислить эквивалентную комплексную диэлектрическую проницаемость радиолинии $\varepsilon_{экв} = \varepsilon'_{экв} - i60\lambda\sigma_{экв}$ по действующему значению напряженности электрического поля в точке приема.

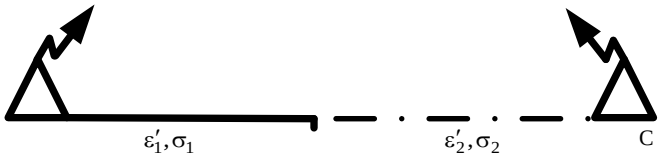



Рис. 2. Концептуальная модель радиолинии с двумя разнородными участками

Рассмотрим модель радиолинии по поверхностной волне с двумя разнородными участками протяженностью 25 и 15 км в виде очень влажной почвы ($\varepsilon_1' = 20, \sigma_1 = 0{,}1$ См/м) и пресного озера ($\varepsilon_2' = 75, \sigma_2 = 0{,}001$ См/м). Относительные диэлектрические проницаемости отличаются более чем в 3 раза, удельные электропроводности отличаются на два порядка. При расчете неоднородных трасс результирующий множитель ослабления трассы АС (рис. 2) вычисляется по формуле Миллингтона [5], которая в логарифмических единицах имеет вид

$$W_{т[дБ]} = \frac{1}{2}\left[W_1(r) + W_2(r) + W_1(r_1) + W_2(r_2) - W_1(r_2) - W_2(r_1)\right], \quad (8)$$

где $W_1(r_1)$, $W_2(r_2)$ – множители ослабления на первом и втором однородных участках с параметрами $\varepsilon_1', \sigma_1$ и $\varepsilon_2', \sigma_2$; $W_1(r)$ – множитель ослабления для участка длиной $r = r_1 + r_2$ с параметрами $\varepsilon_1', \sigma_1$; $W_2(r)$ – множитель ослабления для участка $r$ с параметрами $\varepsilon_2', \sigma_2$. Вычислим переменные, входящие в (8), и результирующий множитель ослабления $W_т$. Затем методом оптимизации, рассмотренным выше, определим эквивалентную относительную диэлектрическую проницаемость $\varepsilon'_{экв}$, эквивалентную удельную электропроводность $\sigma_{экв}$ и расстояние, на котором данные величины были определены. С учетом длины волны $\lambda = 200$ м получены следующие результаты: протяженность радиолинии $r = 38$ км; результирующий множитель ослабления $W_т = 0{,}341614424$; эквивалентная относительная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon'_{экв} = 73$; эквивалентная удельная электропроводность $\sigma_{экв} = 0{,}0195$ См/м.

Полученные результаты представляют интерес с той точки зрения, что значение эквивалентной относительной диэлектрической проницаемости $\varepsilon'_{экв}$ получилось близким к значению относительной диэлектрической проницаемости второго участка $\varepsilon_2' = 75$ – большему значению. Значение эквивалентной удельной электропроводности $\sigma_{экв}$ расположилось приблизительно между значениями $\sigma_1$ и $\sigma_2$. Расстояние отличается от заданного на 5%, что вполне допустимо.

Не менее важной задачей является определение $\varepsilon'$ и $\sigma$ на расстояниях, при которых необходимо решать задачу дифракции на сферической поверхности Земли в областях полутени и тени.

Новизна представленного в статье способа заключается в том, что впервые рассмотрена возможность решения обратной задачи определения трех неизвестных: относительной диэлектрической проницаемости, удельной электропроводности и расстояния по заданному (известному) множителю ослабления методом оптимизации.

Практическая значимость предложенного способа заключается в возможности его применения для дистанционного зондирования Земли в интересах повышения устойчивости линий радиосвязи поверхностной волной, функционирующих, например, вдоль Северного морского пути.

***Список источников***

1. *Сосунов Б. В., Бородулин Р.Ю., Леонюк А.С., Николаев В.И.* Методика расчета эффективной диэлектрической проницаемости многослойной среды // Теория и техника радиосвязи. 2016. № 3. С. 79–84.

2. *Варнаков С.А., Суслов К.Н., Ященко А.С.* Особенности определения диэлектрической проницаемости методом оптимизации функций // Тезисы докладов VI Международной научно-технической конференции. 2021. С. 137–139.

3. *Долуханов М. П.* Распространение радиоволн. М.: Связьиздат, 1960. 390 с.

4. *Кузубов, Ф.А., Кашпровский В.Е.* Распространение средних радиоволн земным лучом. М.: Связь, 1971. 220 с.

5. *Мешалкин В.А., Сосунов Б.В.* Основы энергетического расчета радиоканалов / ВАС. 1991. 109 с.

***Информация об авторах***

**Р.Ю. Бородулин**, д.т.н., доцент кафедры радиосвязи
**А.С. Леонюк**, к.т.н., докторант
**М.Р. Бибарсов**, к.т.н., старший преподаватель кафедры радиосвязи

***Information about the authors***

**Roman Yu. Borodulin**, D.Sc. in Engineering Sciences, Associate Professor of a Radio Communication Chair
**Anton S. Leonyuk**, Ph.D. in Engineering Sciences, Doctoral Candidate
**Marat R. Bibarsov**, Senior Lecturer

Статья поступила в редакцию 14.02.2022
Одобрена после рецензирования 24.02.2022
Принята к публикации 07.03.2022

The article was submitted 14.02.2022
Approved after reviewing 24.02.2022
Accepted for publication 07.03.2022

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 1. С. 21–26. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No 1. Pp. 21–26. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 681.3

# Реализация медианной фильтрации цифровых изображений на основе применения искусственных нейронных сетей

**А.В. Велигоша[1], Н.Н. Малышко[2], М.В. Морозов[3], Р.И. Струков[4]**
[1,2,3]Военная академия РВСН им. Петра Великого, Серпухов, Россия
[4]Воронежский государственный университет, Воронеж, Россия
[1]aveligosha@mail.ru, [2]nikolay7777777@mail.ru, [3]maksimys07@bk.ru, [4]strukov-r-i@mail.ru

***Аннотация.*** *Представлен подход, обеспечивающий выполнение медианной фильтрации изображений при воздействии гауссовского шума при значении математического ожидания m = 10. Проведено сравнение медианного фильтра с окном 3x3 и модифицированного алгоритма обработки цифровых изображений по показателю пикового отношения сигнал–шум. Показано, что увеличение количества слоев искусственной нейронной сети не всегда приводит к повышению качества обработки цифровых изображений. Реализация выполнена на языке C++. Применение модифицированного алгоритма позволило повысить значение пикового отношения сигнал–шум по сравнению с медианным фильтром в среднем на 9,08 дБ.*

***Ключевые слова:*** *цифровая обработка изображений, медианный фильтр 3x3, гауссовский шум, пиковое отношение сигнал–шум, искусственные нейронные сети.*

# Implementation of the median filtering the digital images on the basis of artificial neural networks using

**A.V. Veligosha[1], N.N. Malyshko[2], M.V. Morozov[3], R.I. Strukov[4]**
[1,2,3]Strategic Rocket Force Military Academy Missile Troops named after Peter the Grate, Serpukhov, Russia
[4]Voronezh State University, Voronezh, Russia
[1]aveligosha@mail.ru, [2]nikolay7777777@mail.ru, [3]maksimys07@bk.ru, [4]strukov-r-i@mail.ru

***Abstract.*** *The approach, providing a median filtering the images at gaussian noise influence at the importance of a mathematical expectation m = 10, is presented. The comparison of a median filter with a window 3x3 and the modified algorithm of the processing the digital images on the factor of a peak signal-to-noise ratio is organized. It is shown, that the increase of amount layers of an artificial neural network not always brings to increasing a quality processing of digital images. The implementation is carried out in language C++. Using the modified algorithm allowed to raise the importance of a peak signal-to-noise ratio in contrast with a median filter of 9,08 db at the average.*

***Keywords:*** *digital image processing, median filter 3x3, gaussian noise, peak signal-to-noise ratio, artificial neural networks.*

Цифровая обработка изображений имеет широкий спектр применения в различных областях, таких как машинное зрение, медицина, спутниковая связь, системы охраны и другие. Как известно [1], в процессе передачи цифровых изображений и их обработки в пункте приема на структуру информационного сигнала оказывают влияние шумы. К одной из наиболее распространенных моделей воздействия относится гауссовский шум с нормальным законом распределения [2, 3], возникновение которого связано с тепловыми шумами, возникающими в фоточувствительных элементах матриц в используемых фото- и видеокамерах оптического диапазона, и другими причинами, рассмотренными в [2, 3].

Влияние шумов приводит к снижению эффективности обработки изображений алгоритмами, направленными на снижение информационной избыточности сигналов, к числу которых относятся дискретное вейвлет-преобразование и дискретное косинусное преобразование [4]. Кроме того, при восстановлении исходного сигнала цифрового изображения в условиях шумов снижается его визуальное качество, что количественно определяется в соответствии с мерой пикового отношения сигнал–шум (ПОСШ) [4, 5]:

© Велигоша А.В., Малышко Н.Н., Морозов М.В., Струков Р.И., 2022

$$\text{ПОСШ} = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{U^2}{\text{СКО}}\right), \quad (1)$$

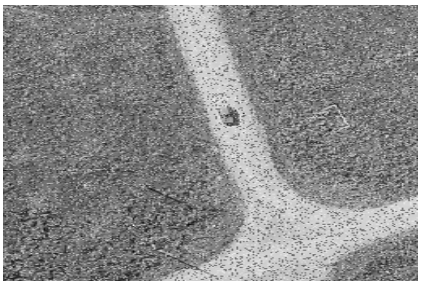
где $$\text{СКО} = \frac{1}{3}\sum_{k=1}^{3}\sum_{i=0}^{n-1}\sum_{j=0}^{m-1}\frac{\left|IMG_0(i,j,k) - IMG_1(i,j,k)\right|^2}{n \cdot m}$$

– среднеквадратическое отклонение между соответствующими пикселями исходного и восстановленного изображений; $U$ – максимальное значение интенсивности пикселей исходного изображения; $IMG_0(i,j,k)$ – значение пикселя исходного изображения; $IMG_1(i,j,k)$ – значение пикселя восстановленного изображения; $k$ – индекс цветового канала.

Для снижения интенсивности шумов и повышения значения ПОСШ при восстановлении цифровых изображений применяются способы их коррекции, к числу которых относятся алгоритмы на базе медианной фильтрации [5, 6]. При этом их применение не обеспечивает повышения ПОСШ и приводит к возникновению эффекта «размытия» (рис. 1).

Энтропия 6,45 бит/пикс.
Объем 155,03 Кбайт
ПОСШ = ∞
а)

Энтропия 6,79 бит/пикс.
Объем 163,18 Кбайт
ПОСШ = 28,11 дБ
б)



Энтропия 7,33 бит/пикс.
Объем 176,06 Кбайт
ПОСШ = 15,51 дБ
в)

Энтропия 5,11 бит/пикс. Объем 122,72 Кбайт.
ПОСШ = 23,97 дБ
г)

Энтропия 5,06 бит/пикс. Объем 121,52 Кбайт.
ПОСШ = 23,57 дБ
д)

Рис. 1. Значение энтропии, ПОСШ и объема изображений после обработки при воздействии шумов:
а – исходное изображение без шума; б – гауссовский шум $m = 0$; в – испульсный шум,
10% поврежденных пикселей; г – после фильтрации при гауссовском шуме;
д – после фильтрации при импульсном шуме

Из данных, представленных на рис. 1, можно сделать вывод о том, что не обеспечивается приемлемый уровень качества обработки изображений по ПОСШ в условиях шумов, при этом объем, требуемый для хранения, увеличивается на 5 и 12% для изображений 1а и 1б соответственно. Для изображений 1в и 1г относительное снижение объема данных связано с обработкой медианным фильтром 3х3, однако это приводит к размытию контуров объектов и снижению ПОСШ ниже требуемого значения 30 дБ [7, 8].

Решение задачи коррекции сигнала цифрового изображения в условиях воздействия шума

возможно на основе применения искусственных нейронных сетей (ИНС). Как известно [9, 10], в настоящее время ИНС применяются в системах технического зрения, распознавания образов, интеллектуального анализа данных и в других областях, где решаются задачи с высокой степенью неопределенности. Исходя из этого, стандартная модель медианного фильтра может быть модифицирована посредством включения в блок обработки изображения ИНС в виде, представленном на рис. 2.

Выборка векторов данных при этом формируется в формате «9 входов – 1 выход», первые 9 значений из которых являются входными значениями пикселей шумового изображения, 10-е значение является целевым, полученным из изображения без шума. В этом случае для изображения размером 256x256 пикселей выборка данных будет содержать 65536 значений на каждый канал цветности, что приводит к увеличению вычислительных и временных затрат, необходимых для обучения ИНС.

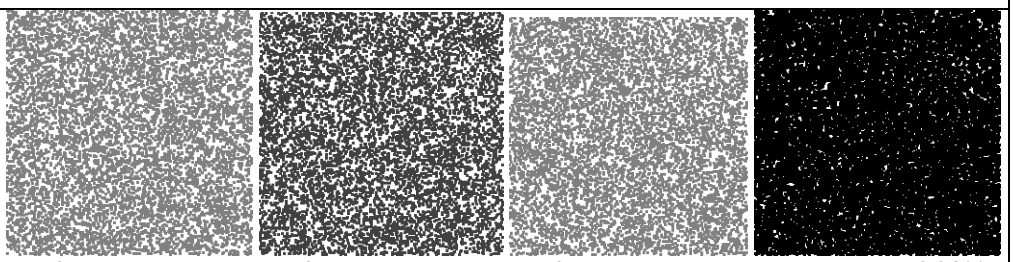
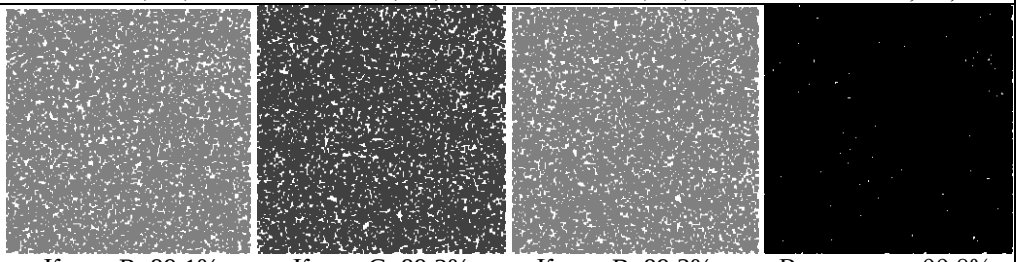
Поэтому целесообразным является формирование обучающей выборки путем случайного выбора областей на обрабатываемом цифровом изображении.

Рис. 2. Модифицированная модель коррекции сигналов цифровых изображений с применением медианного фильтра 3x3 и искусственной нейронной сети

Графическое представление областей, выбранных для формирования векторов обучающей выборки, для изображения 1а (рис. 1) представлено в табл. 1.

Таблица 1

Представление результатов формирования обучающей выборки искусственной нейронной сети

| Количество векторов на канал, % от общей площади изображения | Визуальное представление областей изображения и доля его площади в процентах, включенных в выборку данных для обучения ИНС | | | |
|---|---|---|---|---|
| 8192 на канал, 12,5% |  | | | |
| | Канал R, 67,4% | Канал G, 67,4% | Канал B, 67,2% | Все каналы, 96,3% |
| 16384 на канал, 25% |  | | | |
| | Канал R, 89,1% | Канал G, 89,2% | Канал B, 89,3% | Все каналы, 99,8% |

Анализ данных, представленных в табл. 1, показал, что формирование обучающей выборки путем генерации и выбора случайных значений координат медианного фильтра 3х3 на изображении с шумом позволяет охватить до 99,8% от его общей площади при использовании объема данных на 75% меньше по сравнению с линейным попиксельным анализом матрицы значений изображения, что позволяет снизить требуемые вычислительные и временные затраты, необходимые для обучения ИНС.

Для исследования качества обработки цифровых изображений с применением модифицированного медианного фильтра 3х3 на основе ИНС (рис. 2) использованы обучающие выборки, включающие 8192 и 16384 векторов на канал. Для обработки данных применялись ИНС архитектуры «многослойный персептрон», обучение выполнено с применением алгоритма Левенберга–Марквардта [11, 12], количество итераций в процессе обучения не превышало 200. Активационная функция – тангенциальная. Результаты обработки цифровых изображений и архитектура реализованных ИНС представлены в табл. 2.

Таблица 2

Средние значения ПОСШ при применении модифицированного алгоритма медианной фильтрации

| Количество скрытых слоев ИНС | Количество нейронов в каждом скрытом слое | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | Выборка 8192 вектора на канал | | | Выборка 16384 вектора на канал | | |
| | 9 | 18 | 32 | 9 | 18 | 32 |
| 1 | 29,18 | 29,19 | 29,2 | 29,19 | 29,19 | 29,21 |
| 2 | 28,89 | 29,25 | 29,26 | 29,18 | 29,26 | 29,27 |
| 3 | 29,16 | 29,24 | - | 29,16 | 29,24 | - |
| 5 | 29,15 | 29,22 | - | 29,14 | 29,22 | - |

Результаты, представленные в табл. 2, позволяют сделать вывод о том, что изменение количества векторов в обучающей выборке не оказывает существенного влияния на качество обработки цифровых изображений. Вместе с тем, изменение количества скрытых слоев и нейронов в них не позволило получить ПОСШ выше 30 дБ. Поэтому для повышения качества обработки изображений в условиях гауссовского шума разработана ИНС с одним скрытым слоем, в котором дополнительно выполняется коррекция выходного сигнала, заключающаяся в проверке соответствия диапазону 0…255. В случае выхода отклика ИНС за пределы указанного выше диапазона выполняется его изменение в соответствии с выражением

$$x = \begin{cases} 0, \text{ если } x < 0; \\ x, \text{ если } x = 0...255; \\ 255, \text{ если } x > 255, \end{cases} \qquad (2)$$

где $x$ – значение отклика ИНС при обработке модифицированным алгоритмом.

Для ИНС с архитектурой 9-32-1, обученной на выборке данных из 16384 векторов на канал, с учетом (2) были получены значения ПОСШ, представленные на графиках (рис. 3).

В ходе проведенного исследования были реализованы программно ИНС с различным количеством слоев и вычислительных элементов в них. Анализ полученных результатов позволяет сделать следующие выводы:

– увеличение количества слоев и нейронов в ИНС не всегда позволяет повышать качество восстановления изображений в условиях шумов, однако неизбежно ведет к увеличению вычислительных затрат, требуемых для оптимизации весовых коэффициентов;

– формирование выборки данных для обучения ИНС путем генерации случайных значений координат пикселей позволяет уменьшить ее размер и при этом охватить до 99,8% от общей площади обрабатываемого изображения;

– модификация откликов ИНС посредством коррекции этих значений в соответствии с выражением (2) позволяет обеспечивать их нахождение в заданном диапазоне в случае ошибок, что позволяет уменьшить нежелательные искажения в ходе обработки ИНС и повысить значение ПОСШ в среднем на 9,08 дБ по сравнению с медианным фильтром;

– обработка с применением предложенной модели коррекции изображений не приводит к искажениям в виде эффекта размытия, что позволяет повысить различимость наблюдаемых объектов.

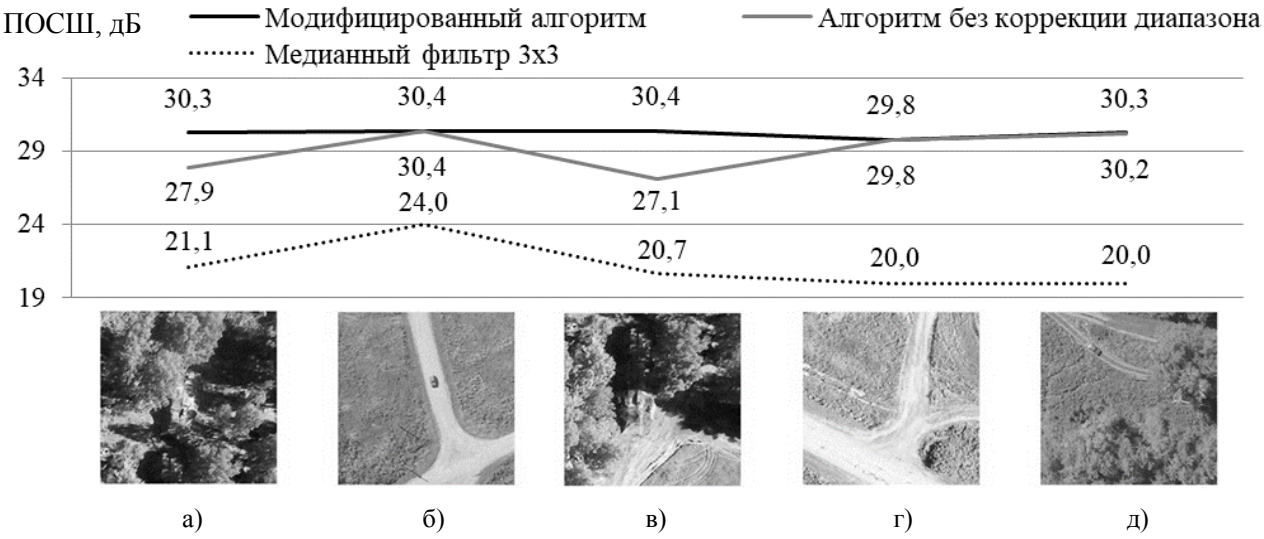



Рис. 3. Значения ПОСШ по сравнению с традиционным алгоритмом медианной фильтрации 3х3 при обработке изображений местности

Таким образом, в ходе проведенного исследования был разработан модифицированный алгоритм цифровой фильтрации зашумленных изображений, основанный на моделях медианной фильтрации и многослойных искусственных нейронных сетей.

***Список источников***

1. *Червяков Н.И., Ляхов П.А., Нагорнов Н.Н.* Анализ шума квантования фильтров многоуровневого дискретного вейвлет-преобразования изображений // Автометрия. 2018. Т. 54, № 6. С. 96–106 [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.iae.nsk.su/images/stories/5_Autometria/5_Archives/2018/5/6/11-chervyakov.pdf- (Дата обращения: 30.10.2019).

2. *Нгок Х.Т.Д.* Устранение гауссовского и пуассоновского шумов на растровых изображениях // Известия Тульского государственного университета. Естественные науки. 2014. Вып. 4. С. 127–142 [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://cyberleninka.ru/article/n/ustranenie-gaussovskogo-i-puassonovskogo-shumov-na-rastrovyh-izobrazheniyah/viewer (Дата обращения: 30.01.2022).

3. *Лапшенков Е.М.* Неэталонная оценка уровня шума цифрового изображения на основе гармонического анализа / Компьютерная оптика. 2012. Т 36, № 3. С. 439–447 [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://cyberleninka.ru/article/n/neetalonnaya-otsenka-urovnya-shuma-tsifrovogo-izobrazheniya-na-osnove-garmonicheskogo-analiza/viewer (Дата обращения: 30.01.2022).

4. *Гонсалес Р., Вудс Р.* Цифровая обработка изображений. Издание 3-е, исправленное и дополненное. Москва: Техносфера, 2012. 1104 с.

5. *Червяков Н.И., Ляхов П.А., Оразаев А.Р.* Два метода адаптивной медианной фильтрации импульсного шума на изображениях // Компьютерная оптика. 2018. Т. 42, № 4. С. 667–678. DOI: 10.18287/2412-6179-2018-42-4-667-678.

6. *Велигоша А.В., Малышко Н.Н.* Модели и методы цифровой обработки сигналов в перспективных комплексах связи: монография / Филиал Военной академии РВСН им. Петра Великого (г. Серпухов Московской обл.). Серпухов, 2021. 130 с.

7. *Балтаев Р.Х., Лунегов И.В.* Алгоритм встраивания и извлечения информации в неподвижные цифровые изображения, стойкий к пассивным стего-аналитическим атакам // Вопросы безопасности. 2016. № 6. С. 24–35 [Электронный ресурс]. URL: https://nbpublish.com/ library_read_article.php?id=21252.

8. *Велигоша А.В., Малышко Н.Н., Струков Р.И., Кущ С.И.* Повышение эффективности защиты объектов специального назначения на основе алгоритма одноуровневого целочисленного дискретного вейвлет-пребразования // Теория и техника радиосвязи. 2021. № 2. С. 31–38.

9. *Лисовский А.Л.* Применение нейросетевых технологий для разработки систем управления. Стратегические решения и риск-менеджмент. 2020. Т. 11, № 4. С. 378–389. https://doi.org/10.17747/2618-947X-923.

10. *Якупов Д.Т., Рожко О.Н.* Перспективы применения искусственных нейронных сетей для прогнозирования объемов грузоперевозок в транспортных системах // Статистика и экономика. 2017. № 5. С. 49–60. https://doi.org/10.21686/2500-3925-2017-5-49-60.

11. *Дерябин В.В.* Алгоритмы обучения нейросетевой системы счисления пути судна // Вестник ГУ морского и речного флота имени С.О. Макарова. 2016. Вып. 3(37). С. 23–33.

12. *Дубровин В.И., Корецкий Н.Х., Субботин С.А.* Индивидуальное прогнозирование надежности изделий электронной техники на основе нейронных сетей // Труды VII Всерос. конф. «Нейрокомпьютеры и их применение» (НКП–2001) с международным участием. Москва, 2001. С. 228–231.

***Информация об авторах***

**Александр Васильевич Велигоша**, к.т.н., доцент
**Николай Николаевич Малышко**, преподаватель
**Максим Владимирович Морозов**, курсовой офицер-преподаватель
**Роман Игоревич Струков**, аспирант

***Information about the authors***

**Alexander V. Veligosha**, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor
**Nikolay N. Malyshko**, Lecturer
**Maxim V. Morozov**, Discipline Officer-Lecturer
**Roman I. Strukov**, Postgraduate

Статья поступила в редакцию 07.04.2022
Одобрена после рецензирования 18.04.2022
Принята к публикации 28.04.2022

The article was submitted 07.04.2022
Approved after reviewing 18.04.2022
Accepted for publication 28.04.2022

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 2. С. 27–31. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No 2. Pp. 27–31. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396.49

# Вероятностная модель информационного потока цифровых сетей связи

**Виктор Валерьевич Евсеев[1], Геннадий Александрович Попов[2]**
[1,2] Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина, Воронеж, Россия
[1]nfquf1995@mail.ru, [2]pop6869@mail.ru

***Аннотация.*** *Предложена трехпараметрическая вероятностная модель для обобщенного закона распределения интервала времени между поступлениями событий случайного информационного потока при аналитическом моделировании телекоммуникационных сетей. Рассмотрены основные характеристики предложенной модели и разработана методика ее использования для аппроксимации экспериментальных распределений.*

***Ключевые слова:*** *плотность распределения вероятностей, трехпараметрическая модель, информационный поток.*

# Probabilistic model of the information flow of digital communication networks

**Viktor V. Yevseyev[1], Gennady A. Popov[2]**
[1,2]Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin, Voronezh, Russia
[1]nfquf1995@mail.ru, [2]pop6869@mail.ru

***Abstract.*** *The three-parametrical probability model for a generalized distribution law of a time interval between inflows of events of a casual information stream at analytical modeling of telecommunication networks is offered. The basic performances of the offered model are examined and the procedure of its use for approximation of the experimental allocations is designed.*

***Keywords:*** *probability distribution density, three-parameter model, information flow.*

Анализ функционирования телекоммуникационных сетей и их расчет базируются на представлении информационного потока последовательностью событий, момент наступления которых является случайной величиной. Для описания таких случайных потоков можно использовать либо понятие вероятности наступления событий на выбранном определенным образом интервале времени, либо распределение интервала времени между соседними событиями. В первом случае модель потока представляется распределением дискретной случайной величины, во втором – непрерывной. При этом в обоих случаях речь идет о неотрицательных величинах. Основная задача моделирования реальных потоков событий состоит в выборе такой модели, которая, во-первых, максимально соответствовала бы реальным процессам в телекоммуникационной сети, во-вторых, была бы достаточно простой для удобства анализа и расчета характеристик сетей. В настоящее время предложены к использованию для описания интервала времени между событиями (межсобытийного интервала) информационного потока различные законы распределения. Наиболее широко известны экспоненциальное распределение, логнормальный закон, бета-распределение, закон Вейбулла, гамма-распределение, закон Парето, распределение Фишера, распределение хи-квадрат и др. [1]. Ориентироваться в таком многообразии законов распределения весьма сложно, а последовательная проверка гипотез о конкретном виде закона распределения межсобытийного интервала телетрафика исследуемой телекоммуникационной сети приводит к значительным временным затратам.

**Цель работы** – предложить простую обобщенную вероятностную модель межсобытийного интервала телетрафика и рассмотреть возможность ее использования для анализа функционирования телекоммуникационных сетей различного назначения.

© Евсеев В.В., Попов Г.А., 2022

Как показано в [2], произвольную одномодальную плотность распределения вероятностей (ПРВ) случайной величины, принимающей только положительные значения, можно представить в виде ряда по ортогональным полиномам Лаггера

$$p(x)=\frac{x^{\lambda}}{\Gamma(\lambda+1)}\exp(-x)\sum_{k=0}^{\infty}C_k L_k^{\lambda}(x), \qquad (1)$$

где $L_k^{\lambda}(x)$ – обобщенный полином Лаггера; $C_k$ – коэффициент разложения; $\Gamma(z)$ – гамма-функция.

Осуществим преобразование ПРВ (1), полагая, что $x=\beta\tau^{2c}$ и $\lambda=\alpha-1$. В этом случае $dx=2|c|\beta\tau^{2c-1}d\tau$, и по правилу функционального преобразования законов распределения получим

$$p(\tau)=\frac{2|c|\beta^{\alpha}\tau^{2\alpha c-1}}{\Gamma(\alpha)}\exp\left(-\beta\tau^{2c}\right)\sum_{k=0}^{\infty}C_k L_k^{\alpha-1}\left(\beta\tau^{2c}\right).$$

Коэффициенты разложения $C_k$ с учетом условия ортогональности определяются выражением

$$C_k=\frac{k!}{(\alpha)_k}\int_0^{\infty}L_k^{\alpha-1}\left(\beta\tau^{2c}\right)p(\tau)d\tau, \qquad (2)$$

где $(a)_k=a\cdot(a+1)\ldots(a+k-1)$ – символ Похгаммера.

Используя представление обобщенного полинома Лаггера в виде [3]

$$L_k^{\alpha-1}\left(\beta\tau^{2c}\right)=\sum_{\ell=0}^{k}(-1)^{\ell}\binom{k+\alpha-1}{k-\ell}\frac{1}{\ell}\left(\beta\tau^{2c}\right)^{\ell}=$$

$$=\frac{(\alpha)_k}{k!}\sum_{\ell=0}^{k}(-1)^{\ell}\binom{k}{\ell}\frac{1}{(\alpha)_{\ell}}\left(\beta\tau^{2c}\right)^{\ell},$$

после интегрирования выражения (2) получим

$$C_k=\sum_{\ell=0}^{k}\frac{(-\beta)^{\ell}}{(\alpha)_{\ell}}\binom{k}{\ell}m_{2c\ell}, \qquad (3)$$

где $m_{2c\ell}=1$ при $\ell=0$, а при $\ell\ge1$ $m_{2c\ell}$ представляет собой соответствующий начальный момент распределения $p(\tau)$.

Из выражения (3) следует, что

$$C_0=1,\ C_1=1-\frac{\beta}{\alpha}m_{2c},\ C_2=1-\frac{2\beta}{\alpha}m_{2c}+\frac{\beta^2}{\alpha(\alpha+1)}m_{4c},$$

$$C_3=1-\frac{3\beta}{\alpha}m_{2c}+\frac{3\beta^3}{\alpha(\alpha+1)(\alpha+2)}m_{6c}\quad\text{и т.д.} \qquad (4)$$

Значения параметров $\alpha$, $c$ и $\beta$ в соответствии с методикой [2] должны удовлетворять условию $C_1=C_2=C_3=0$. Приравняв правые части выражений (4) к 0, получим систему уравнений, решение которой имеет вид

$$\frac{2m_{4c}\left(m_{4c}-m_{2c}^2\right)}{m_{2c}\left(m_{6c}-m_{2c}m_{4c}\right)}=1,$$

$$\alpha=\frac{m_{2c}^2}{m_{4c}-m_{2c}^2},\ \beta=\frac{m_{2c}}{m_{4c}-m_{2c}^2}. \qquad (5)$$

Таким образом, выражение для ПРВ $p(\tau)$ может быть представлено в виде

$$p(\tau)=\frac{2|c|\beta^{\alpha}\tau^{2\alpha c-1}}{\Gamma(\alpha)}\exp\left(-\beta\tau^{2c}\right),\ 0<\tau<\infty, \qquad (6)$$

где $\alpha>0$, $c\neq0$ – параметры формы; $\beta>0$ – параметр масштаба.

Распределение (6) представляет собой первый член в разложении произвольной одномодальной ПРВ по обобщенным полиномам Лаггера. Это позволяет в значительной мере объяснить тот факт, что распределение (6) обеспечивает аппроксимацию широкого класса наблюдаемых на практике законов распределения межсобытийного интервала телетрафика $\tau$.

Так, при $\alpha=0.5$, $\beta=\lambda^2$, $c=0.5$ ПРВ (6) преобразуется в экспоненциальное распределение; при $\alpha=(\nu+1)/2$, $\beta=1/\lambda^2$, $c=0.5$ – в гамма-распределение; при $\alpha=0.25n$, $\beta=0.5$, $c=0.5$ – в распределение хи-квадрат; $\alpha=c=\nu/2$, $\beta^c=\lambda$ – в распределение Вейбулла [2, 4].

Предельными случаями распределения (6) являются:

- при $c\to0$ – логарифмический нормальный закон

$$p(\tau)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma\tau}\exp\left[-\frac{(\ln\tau-a)^2}{2\sigma^2}\right],$$

$$\sigma>0;\ -\infty<\tau<\infty, \qquad (7)$$

где $a=\overline{\ln\tau}$; $\sigma=\overline{(\ln\tau-a)^2}$;

- при $c\to\infty$ – степенной закон

$$p(\tau)=\alpha\beta^{\alpha}\tau^{\alpha-1},\ 0<\tau<\beta; \qquad (8)$$

- при $c\to-\infty$ – закон Парето

$$p(\tau)=\frac{\alpha\beta^{\alpha}}{\tau^{\alpha+1}},\ \beta<\tau<\infty. \qquad (9)$$

Распределение (6) является одномодальным при $c < 0$ либо при $c \geq 1/2\alpha$. Значение моды $M_0$ определяется выражением [4]

$$M_0 = \left( \frac{2\alpha c - 1}{2c\beta} \right)^{\frac{1}{2c}}.$$

Определим для выражения (6) интегральную функцию распределения, начальные моменты ν-го порядка и двумерную плотность вероятностей соседних межсобытийных интервалов с учетом их корреляции.

Интегральную функцию распределения $F(\tau)$ найдем путем подстановки (6) в выражение [3]

$$F(\tau) = \int_0^{\tau} p(\tau) d\tau.$$

В результате интегрирования получим

$$F(\tau) = \frac{\gamma\left(\alpha, \beta\tau^{2c}\right)}{\Gamma(\alpha)},$$

где $\gamma(\alpha, z)$ – неполная гамма-функция.

Используя формулу (6) и соотношение [3]

$$m_\nu = \int_0^{\infty} \tau^\nu p(\tau) d\tau,$$

можно получить выражение для начальных моментов ν-го порядка вида

$$m_\nu = \frac{\Gamma\left(\alpha + \dfrac{0.5\nu}{c}\right)}{\beta^{\frac{\nu}{2c}} \Gamma(\alpha)}. \qquad (10)$$

Из анализа (10) следует, что при $c < 0$ для распределения (6) существуют только те начальные моменты, порядок ν которых удовлетворяет условию $\nu = 2\alpha|c|$.

Найдем совместную двумерную ПРВ межсобытийных интервалов с учетом их корреляции. Как показано в [3], при одинаковых одномерных распределениях случайных величин, разложение двумерной ПРВ по ортогональным полиномам может быть представлено в виде

$$p(\tau_1, \tau_2) = $$

$$= p(\tau_1) p(\tau_2) \sum_{k=0}^{\infty} C_k R^{2k} Q_k(\tau_1) Q_k(\tau_2), \qquad (11)$$

где $Q_k(\tau)$ – ортогонально нормированные полиномы относительно весовой функции $p(\tau)$; $C_k$ – коэффициенты ряда; $R$ – коэффициент корреляции.

Если в качестве весовой функции использовать (6), то $Q_k = L_k^{\alpha-1}\left(\beta\tau^{2c}\right)$. Тогда выражение (11), с учетом условия нормировки, примет вид

$$p(\tau_1, \tau_2) = \frac{4c^2\beta^{2\alpha}(\tau_1\tau_2)^{2\alpha c - 1}}{\Gamma^2(\alpha)} \exp\left[-\beta\left(\tau_1^{2c} + \tau_2^{2c}\right)\right] \sum_{k=0}^{\infty} \frac{k!}{(\alpha)_k} R^{2k} L_k^{\alpha-1}\left(\beta\tau_1^{2c}\right) L_k^{\alpha-1}\left(\beta\tau_2^{2c}\right)$$

либо [5]

$$p(\tau_1, \tau_2) = \frac{4c^2\beta^{\alpha+1}(\tau_1\tau_2)^{\alpha c + c - 1}}{R^{\alpha-1}(1-R^2)\Gamma(\alpha)} \exp\left[-\frac{\beta\left(\tau_1^{2c} + \tau_2^{2c}\right)}{1-R^2}\right] \mathrm{I}_{\alpha-1}\left[\frac{2r\beta(\tau_1\tau_2)^c}{1-R^2}\right], \quad |R| < 1, \qquad (12)$$

где $I_\nu(z)$ – модифицированная функция Бесселя ν-го порядка.

На рис. 1 представлена топографическая классификация существующих вероятностных моделей τ с использованием коэффициентов $K_1$ и $K_2$ [2, 4, 6], определяемых выражениями

$$K_1 = \frac{m_2^2}{m_4}, \; K_2 = \frac{m_6\, m_2 - m_4^2}{m_4\left(m_4 - m_2^2\right)},$$

Кривая 1 соответствует области существования степенного закона (7), линия 2 соответствует области существования распределения (6) при $c = 1$. Области существования гамма-распределения, законов Вейбулла, логарифмического нормального (8) и Парето (9) соответствуют кривым 3, 4, 5, 6. Точка $G$ соответствует нормальному закону распределения.

Из рис. 1 видно, что областью существования ПРВ (6) является площадь, ограниченная кривыми, являющимися областями существования распределений, представляющих собой предельные случаи (6) при $c \to \infty$ и $c \to -\infty$, то есть она охватывает собой области существования известных распределений τ.

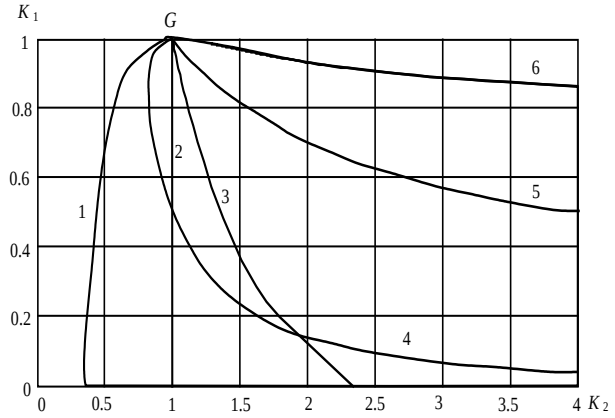



Рис. 1. Топографическая классификация законов распределения межсобытийного интервала τ

На рис. 2 представлены графики ПРВ $p(\tau)$ (6), полученные при различных значениях параметров $\alpha$, $c$ и $\beta$, а также графики распределений, соответствующих предельным случаям (6). Линия 1 соответствует распределению хи-квадрат ($\alpha = 1.25$, $c = 0.5$, $\beta = 0.5$); линия 2 – распределению (6) при $\alpha = 3$, $c = -0.5$, $\beta = 1$; линия 3 – при $\alpha = 2$, $c = 1$, $\beta = 1$; линия 4 – при $\alpha = 3$, $c = 1.5$, $\beta = 1$. Линия 5 соответствует логарифмическому нормальному распределению, 6 – степенному закону, 7 – распределению Парето.

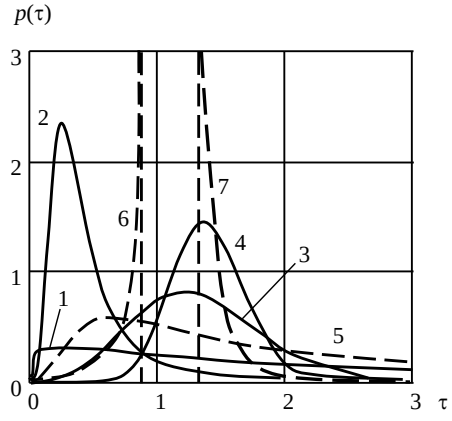



Рис. 2. Графики, соответствующие плотности распределения вероятности случайной величины

Таким образом, рис. 1 и рис. 2 показывают, что ПРВ (6) охватывает широкий диапазон законов распределений величины τ и может быть предложена в качестве обобщенной вероятностной модели межсобытийного интервала телетрафика в телекоммуникационных сетях.

Аппроксимация экспериментальных распределений межсобытийного интервала телетрафика τ может осуществляться по следующему алгоритму:

1. Вначале определяется область существования параметра $c$ с использованием логарифмических моментов, определяемых экспериментально в виде

$$\hat{l}_1 = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} \ln \tau_i \ ,$$

$$\hat{L}_s = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} \left(\ln \tau_i - \hat{l}_1\right)^s \ , \ s = 2, 3, \qquad (13)$$

где $n$ – объем выборки.

2. После этого определяется коэффициент асимметрии

$$L_a = \frac{L_3}{L_2^{1,5}} .$$

При этом если коэффициент $L_a \to 0$, то для аппроксимации экспериментального распределения τ следует использовать логарифмический нормальный закон, параметры которого определяются первым начальным и вторым центральным логарифмическими моментами, определяемыми в соответствии с выражением (13).

Если $L_a < 0$, то для аппроксимации распределения τ используется распределение (6), когда параметр $c > 0$. Его параметры можно определить следующим образом: вначале определяется оценка параметра $c$ из решения уравнения

$$\frac{\hat{m}_{4c}}{\hat{m}_{2c}} - \hat{m}_{2c} = \frac{|\hat{c}|}{n}\sum_{i=1}^{n} \tau_i^{2\hat{c}} \left(\ln \tau_i - \hat{l}_1\right), \qquad (14)$$

где

$$\hat{m}_{2c} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} \tau_i^{2\hat{c}} \ , \ \hat{m}_{4c} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} \tau_i^{4\hat{c}} \ ; \qquad (15)$$

затем определяются оценки параметров $\alpha$ и $\beta$ с помощью соотношений

$$\hat{\alpha} = \frac{\hat{m}_{2c}}{\hat{m}_{4c} - \hat{m}_{2c}^2} \ , \ \hat{\beta} = \frac{\hat{m}_{2c}}{\hat{m}_{4c} - \hat{m}_{2c}^2} \ . \qquad (16)$$

Если $L_a > 0$, то для аппроксимации распределения τ используется также распределение (6), но с параметром $c < 0$. В этом случае его параметры определяются согласно (14) – (16) с использованием отрицательных степенных моментов

$$\hat{m}_{-2c} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} \tau_i^{-2\hat{c}} \ , \ \hat{m}_{-4c} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} \tau_i^{-4\hat{c}} \ . \qquad (17)$$

### *Выводы*

Таким образом, предложенная в работе ПРВ (6) обобщает целый ряд частных распределений интервала между событиями информационного потока телекоммуникационных сетей. Данная вероятностная модель охватывает довольно широкий диапазон статистических ситуаций, возникающих при передаче информационных потоков, что позволяет учесть особенности функционирования различных телекоммуникационных сетей. В этой связи распределение (6) правомерно считать обобщенным. Его использование дает возможность выработать единый подход при анализе, расчете и проектировании сетей связи и телекоммуникаций различного назначения.

### *Список источников*

1. *Крылов В.В., Самохвалова С.С.* Теория телетрафика и ее приложения. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 288 с.

2. *Тихонов В.И.* Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. 624 с.

3. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.

4. *Карпов И.Г.* Классификация законов распределения непрерывной случайной величины. Законы распределения с максимальной энтропией // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2001. Т. 44, № 11. С. 41–49.

5. *Прудников А.П., Брычков Ю.А., Маричев О.И.* Интегралы и ряды. Специальные функции. М.: Наука, 1983. 752 с.

6. *Шелухин О.И.* Негауссовские процессы в радиотехнике. М.: Радио и связь, 1999. 310 с.

### *Информация об авторах*

**В.В. Евсеев**, к.т.н., доцент
**Г.А. Попов**, к.т.н.

### *Information about the authors*

**Viktor V. Yevseyev**, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor
**Gennady A. Popov**, Ph.D. in Engineering Sciences

Статья поступила в редакцию 15.03.2022
Одобрена после рецензирования 25.03.2022
Принята к публикации 04.04.2022

The article was submitted 15.03.2022
Approved after reviewing 25.03.2022
Accepted for publication 04.04.2022

# Принципы построения и алгоритмы функционирования устройств радиосвязи

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 2. С. 32–38. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No. 2. Pp. 32–38. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396.677.45

## Экспериментальные исследования макета подземной антенны дециметрового диапазона волн в виде спирали Архимеда с экраном

**А.В. Володько[1], В.А. Пендюрин[2], В.И. Николаев[3], Ю.Г. Пастернак[4]**
[1,4]Воронежский государственный технический университет, Воронеж, Россия
[2]АО «Автоматизированные системы связи», Воронеж, Россия
[3]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[1]zavlabvgtu@mail.ru, [2,4]infonpp-acc.ru@yandex.ru, [3]v.i.nikolaev@sozvezdie.su

***Аннотация.*** *Приведены результаты экспериментальных исследований макета подземной антенны в виде спирали Архимеда с экраном, в которой реализован шунтовой способ запитки. Антенна имеет габаритные размеры 220×220×100 мм. С целью уменьшения потерь в грунте антенна размещена в среде с относительно малыми электрическими потерями – в прозрачную эпоксидную смолу. Подземная антенна в виде спирали Архимеда с экраном уступает по коэффициенту усиления четвертьволновому штырю от 5 до 8 дБ в ее рабочей полосе частот приблизительно от 600 до 1200 МГц. При размещении антенны под слоем грунта толщиной 5 см (средней влажности и влажного) коэффициент усиления антенны существенно не изменяется, на отдельных частотах уменьшение коэффициента усиления составляет не более 4–5 дБ.*

***Ключевые слова:*** *подземная антенна, спираль Архимеда, коэффициент усиления антенны.*

# Construction principles and functioning algorithms of radio communication devices

## Experimental studies of a subsurface antenna model of a decimetric wave band in a form of an Archimedean spiral with a screen

**A.V. Volodko[1], V.A. Pendyurin[2], V.I. Nikolaev[3], Yu.G. Pasternak[4]**
[1,4]Voronezh State Engineering University, Voronezh, Russia
[2]JSC «Automated Communication Systems», Voronezh, Russia
[3]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[1]zavlabvgtu@mail.ru, [2,4]infonpp-acc.ru@yandex.ru, [3] v.i.nikolaev@sozvezdie.su

***Abstract.*** *The results of experimental studies of a subsurface antenna model in the form of an Archimedean spiral with a screen, in which a shunt power supply method is implemented, are presented. The antenna has overall dimensions of 220×220×100 mm; in order to reduce losses in the soil, the antenna is placed in an environment with relatively low electrical losses – in a transparent epoxy resin. A subsurface antenna in the form of an Archimedean spiral with a screen is inferior in a gain coefficient to a quarter-wave spike from 5 to 8 dB in its operating frequency band approximately from 600 to 1200 MHz. When the antenna is placed under a layer of soil of 5 cm thick (medium humidity and wet), the antenna power gain does not change significantly, at certain frequencies the decrease in the gain coefficient is no more than 4–5 dB.*

***Keywords:*** *subsurface antenna, Archimedean spiral, antenna power gain.*

© Володько А.В., Пендюрин В.А., Николаев В.И., Пастернак Ю.Г., 2022

Основные принципы и подходы к построению подземных антенн изложены в монографии Г.А. Лаврова и А.С. Князева [1], а также в двухтомной монографии Р. Кинга и Г. Смита [2]. Согласно рекомендациям, изложенным в [1, 2], предпочтительной поляризацией излучения подземных антенн является горизонтальная поляризация, т.к. касательная составляющая напряженности электрической компоненты электромагнитного поля на границе почвы и воздуха является непрерывной, что позволяет уменьшить отражения волн от границы раздела сред.

Другим фундаментальным принципом является уменьшение потерь мощности в почве, для реализации чего используются различные подходы: антенна помещается в среду с относительно малыми электрическими потерями (на практике в этих целях широко используется полимербетон – композитный материал на основе цемента, гранитного щебня и эпоксидной смолы); использование электрически экранированных и электрически малых рамочных антенн позволяет существенно уменьшить потери мощности в среде с высокой проводимостью, даже в воде, за счет того что в ближней зоне излучателя магнитного типа, каковым является малая экранированная рамка, энергия магнитного поля намного превышает энергию электрического поля; важным также является увеличение диаметра проводников или использование системы разветвленных проводников, что приводит к уменьшению значения волнового сопротивления эквивалентной линии передачи и снижению затухания волн.

В работах [1–4] рассмотрены способы построения подземных излучателей, пути повышения их эффективности; работы [5–7] посвящены вопросам контроля параметров подземных защищенных антенн и особенностям их эксплуатации; в работах [8, 9] рассмотрена методика численного электродинамического моделирования подземных антенн.

Целью настоящей работы является разработка вариантов конструкции подземной антенны УКВ диапазона на основе жесткого коаксиального кабеля, расположенной в бассейне, который засыпан гранитным щебнем таким образом, чтобы над плечами спирали слой щебня составлял от 0.5 до 1 метра. Выбор гранитного щебня в качестве конструктивного материала обусловлен тем обстоятельством, что при наличии водостока в бассейне антенна при любой погоде не накапливает существенного количества жидкости, благодаря чему характеризуется предсказуемой величиной коэффициента полезного действия. Данный выбор конструктивного материала является альтернативой использованию полимербетона, который, как показывает практика, через 10–15 лет эксплуатации впитывает существенное количество жидкости, в результате чего существенно снижается значение коэффициента полезного действия антенны. Кроме того, использование гранитного или мраморного щебня имеет другой положительный аспект – устойчивость антенной системы к импульсным механическим воздействиям высокой интенсивности.

Выбор двухзаходной архимедовской спирали, расположенной над экраном, в качестве излучателя обусловлен следующими обстоятельствами:

- возможностью реализации плеч спирали из отрезков коаксиального кабеля, соответствующего требованиям, предъявляемым с точки зрения механической прочности;

- возможностью реализации подземной антенны, обладающей достаточно широкой полосой рабочих частот по качеству согласования с фидерной линией, а также по виду и параметрам диаграммы направленности;

- простотой и дешевизной конструкции, удобством запитки от коаксиального кабеля;

- свойствами спирали Архимеда, которая ведет себя подобно пружине, возвращаясь практически в исходную форму по окончании механического воздействия на нее.

Целью настоящей работы являлись экспериментальные исследования в полевых условиях макета подземной антенны в виде спирали Архимеда с экраном, запитанной с помощью симметрирующего трансформатора, построенного на основе четвертьволновой двухпроводной линии передачи, замкнутой на конце. Оба проводника линии передачи представляют собой медные трубки, внутри одной из которых проложен коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 50 Ом, используемый в качестве фидерной линии.

Оптимизация конструкции антенны проводилась двухэтапным методом параметрического синтеза [10]. Первоначально с применением генетического алгоритма осуществлялся поиск локального минимума целевой функции, а затем

методом сопряженных градиентов уточнялось ее положение.

Габаритные размеры макета антенны составляли 220×220×100 мм. В качестве изоляционного материала, внутри которого была размещена спираль Архимеда с экраном, с целью уменьшения потерь мощности в окружающем антенну грунте была выбрана прозрачная эпоксидная смола, диэлектрическая проницаемость которой близка к эффективной диэлектрической проницаемости гранитного щебня (рис. 1).

На рис. 2 показан макет антенны, верхняя грань которой расположена на одном уровне с поверхностью грунта.

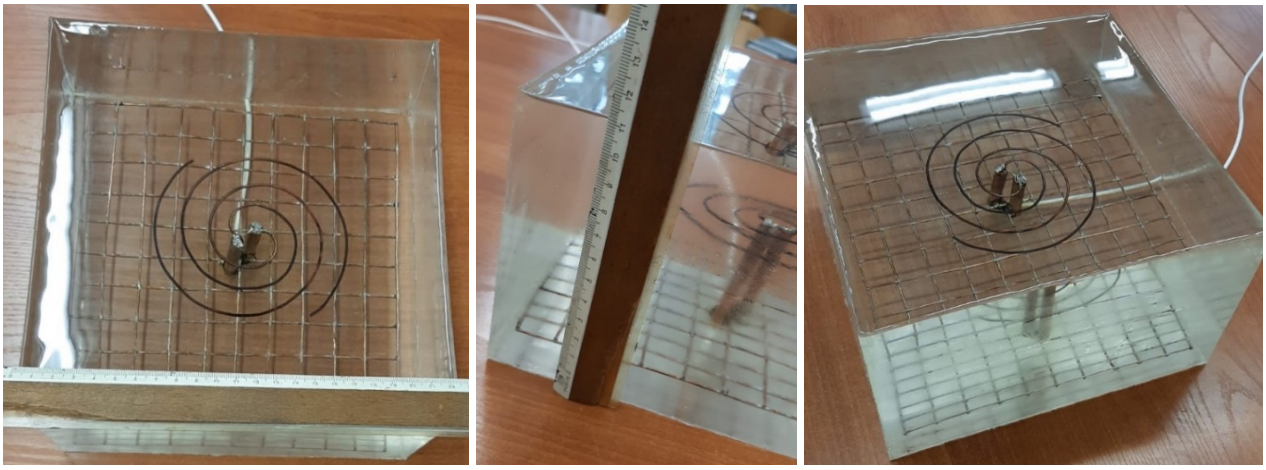


Рис. 1. Макет спирали Архимеда с экраном и шунтовым питанием

Рис. 2. Антенна расположена в грунте, верхняя грань слоя изоляционного материала находится на одном уровне с поверхностью грунта

Частотная зависимость коэффициента стоячей волны (КСВ) на входе антенны приведена на рис. 3. Из приведенного графика видно, что в полосе частот приблизительно от 520 до 1620 МГц значение КСВ не превышает 2.5, а в полосе частот от 820 до 1610 МГц максимальное значение КСВ составляет 2.

При измерении значений коэффициента усиления подземной антенны на основе спирали Архимеда в качестве эталонной антенны использовался несимметричный четвертьволновый тонкопроволочный вибратор высотой около 90 мм со средней частотой рабочего диапазона около 800 МГц, запитываемый от-

носительно медной металлической пластины размером 190×190 мм. В качестве передающей антенны использовалась антенна рупорного типа, расположенная на расстоянии около 7 м от приемных антенн.

На рис. 4 показаны зависимости коэффициента передачи (дБ) между спиральной антенной, не засыпанной слоем грунта, и передающей антенной. Было выяснено, что в полосе частот приблизительно от 600 до 1200 МГц коэффициент усиления спиральной антенны на горизонтальной поляризации в среднем на 2–5 дБ выше, чем ее же коэффициент усиления на вертикальной поляризации (см. рис. 4).

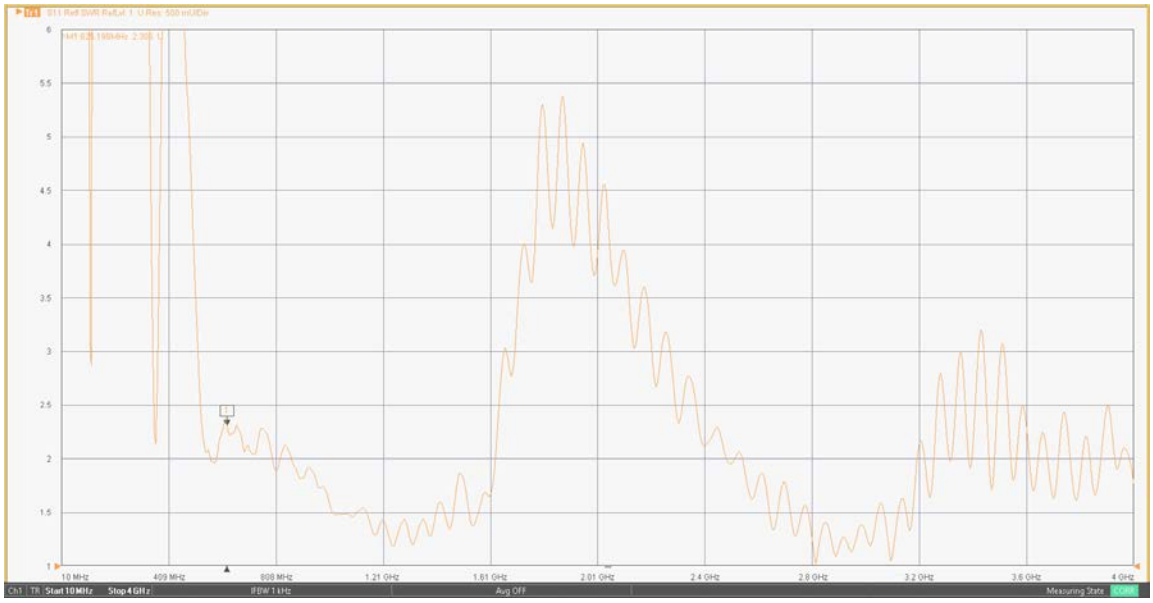


Рис. 3. Коэффициент стоячей волны антенны на основе спирали Архимеда

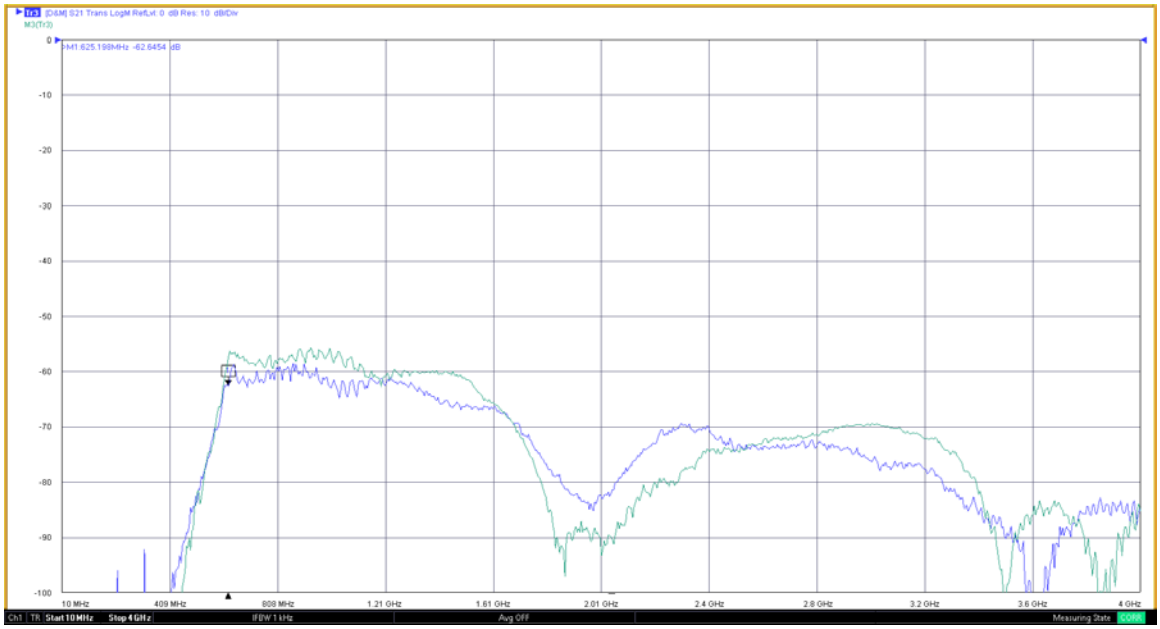


Рис. 4. Коэффициент передачи (дБ) между спиральной антенной (без засыпки ее грунтом) и передающей антенной; расстояние между приемной и передающей антеннами – около 7 м

Сравнение уровней сигналов на выходах эталонной антенны – четвертьволнового штыря (рис. 5) и исследуемой подземной антенны в виде спирали Архимеда с экраном (рис. 4) показали, что последняя уступает по коэффициенту усиления четвертьволновому штырю в среднем от 5 до 8 дБ в ее рабочей полосе частот приблизительно от 600 до 1200 МГц.

При размещении антенны под слоем грунта толщиной 5 см (грунта средней влажности (рис. 6) и влажного грунта (рис. 7)) коэффициент усиления антенны существенно не изменяется, на отдельных частотах его уменьшение составляет не более 4–5 дБ.

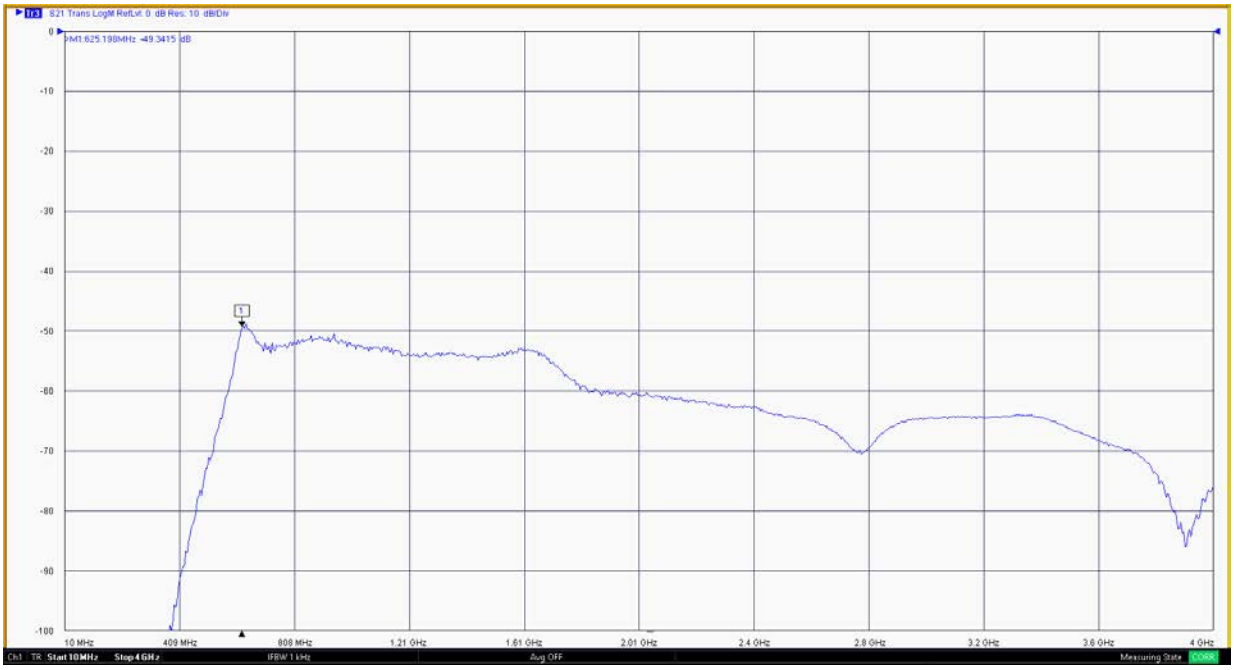



Рис. 5. Коэффициент передачи (дБ) между эталонной антенной (четвертьволновый штырь над металлическим экраном с размерами $0{,}5\lambda_0 \times 0{,}5\ \lambda_0$) и передающей антенной; расстояние между приемной и передающей антеннами – около 7 м

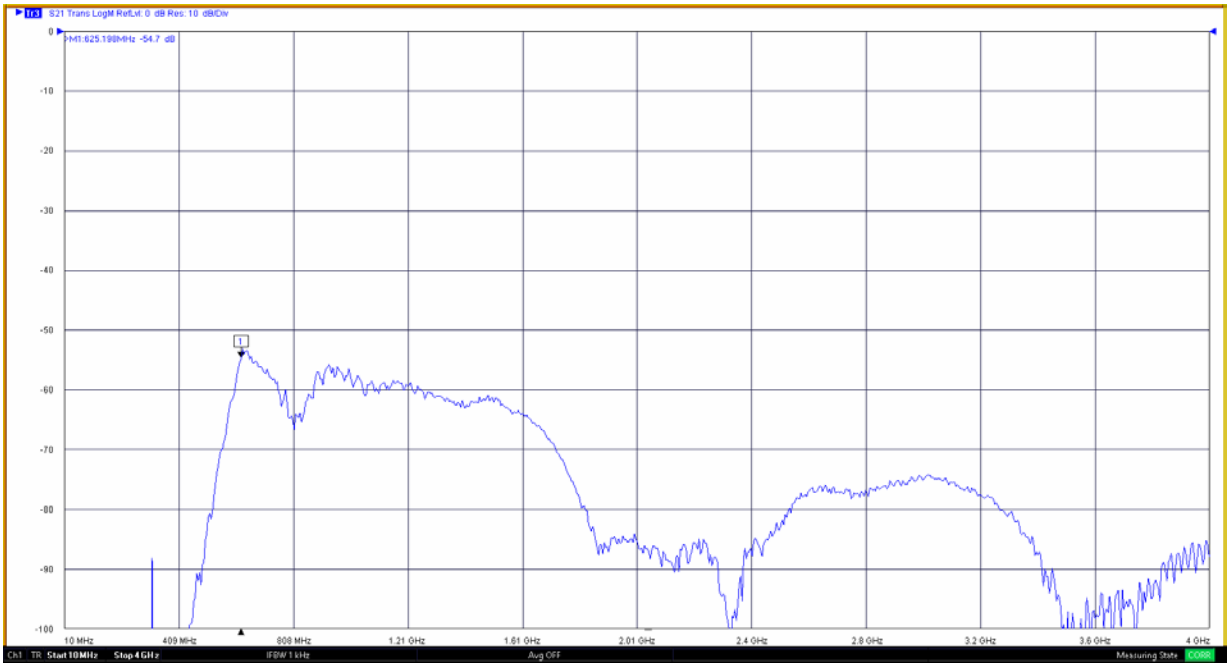



Рис. 6. Коэффициент передачи (дБ) между спиральной антенной (над антенной – слой грунта средней влажности толщиной 5 см) и передающей антенной; расстояние между приемной и передающей антеннами – около 7 м

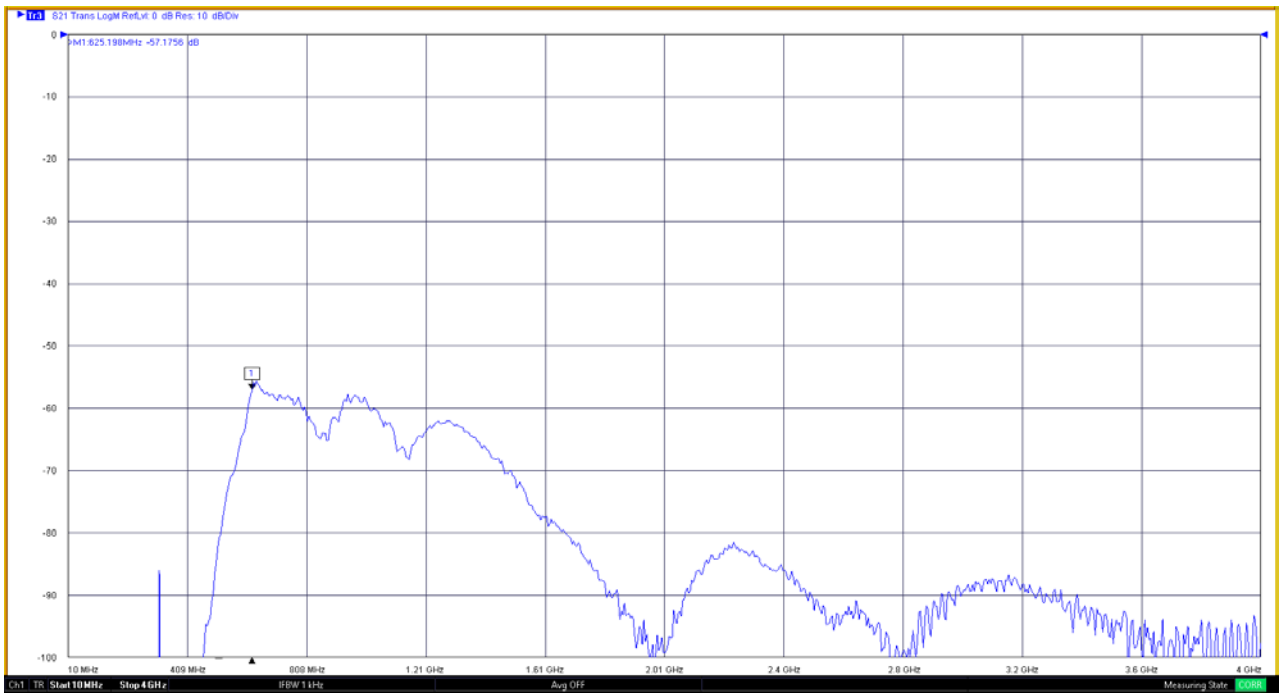



Рис. 7. Коэффициент передачи (дБ) между спиральной антенной
(над антенной – слой влажного грунта толщиной 10 см) и передающей антенной;
расстояние между приемной и передающей антеннами – около 7 м

Проведенные исследования подтверждают перспективность использования в качестве подземной антенны дециметрового диапазона антенны в виде спирали Архимеда с экраном, в которой реализован шунтовой способ запитки. Благодаря тому что подавляющая доля мощности электромагнитного излучения, проходящая через слой грунта, в случае засыпки антенны слоем грунта приходится на горизонтальную поляризацию, потери в диссипативной среде (окружающем антенну грунте) являются незначительными.

В заключение отметим, что материальные параметры используемого изолирующего материала – прозрачной эпоксидной смолы – в дециметровом диапазоне волн близки к соответствующим параметрам гранитного щебня, измеряемым на низких частотах УКВ диапазона (значение эффективной диэлектрической проницаемости щебня близко к 3.0, а значение тангенса угла диэлектрических потерь ($\mathrm{tg}(\delta_0)$) близко к 0.02), поэтому проведенные экспериментальные исследования макета антенны в дециметровом диапазоне волн подтверждают перспективность использования подобных антенн с размерами, увеличенными в соответствии с принципом электродинамического подобия и предназначенными для функционирования в низкочастотной области УКВ диапазона волн.

*Приносим благодарность студентам факультета радиотехники и электроники Воронежского государственного технического университета Летягину О.А., Юдину С.О., Вдовенко А.В., оказавшим помощь в изготовлении макета антенны и проведении его натурных экспериментальных исследований.*

***Список источников***

1. *Лавров Г.А., Князев А.С.* Приземные и подземные антенны. М.: Сов. радио. 1965. 472 с.

2. *Кинг Р., Смит Г.* Антенны в материальных средах: пер. с англ. В 2-х книгах. Кн. 2. М.: Мир, 1984. 824 с.

3. *Брауде Б.В.* Широкополосные и диапазонные передающие антенны с распределенным излучением без использования поглощающих энергию активных сопротивлений: дис. … докт. тех. наук. Л.: ЛПИ им. Калинина, 1955. 304 с.

4. *Брауде Б.В.* Электромагнитное поле провода, расположенного по оси цилиндрической полости в полупроводящей среде // Бюллетень электропромышленности Ленинграда. 1946. № 9–10. С. 3–16.

5. *Колояров И.А.* Контроль состояния подземных антенн диапазона ВЧ, размещаемых в неразборных диэлектрических укрытиях // Физика и технические приложения волновых процессов: материалы IX Международной научно-технической конференции; под общ. ред. В.И. Тамбовцева. Челябинск: Изд. ЧелГУ, 2010. С. 64–65.

6. *Колояров И.А.* Обеспечение постоянной готовности недоступных подземных антенн ДКМВ диапазона // Труды НИИР. 2010. № 4. С. 63–67.

7. *Колояров И.А.* Основы технологии эксплуатации подземных коротковолновых антенн систем резервной радиосвязи // Проблемы техники и технологии телекоммуникаций: материалы XI Международной научно-технической конференции. Уфа: Изд. УГАТУ, 2010. С. 208–210.

8. *Фейнберг Е.Л.* Распространение радиоволн вдоль земной поверхности. М.: Наука – ФИЗМАТЛИТ, 1999. 497 с.

9. *Кольчугин Ю.И., Трофимов А.П.* Электродинамическое моделирование защищенных подземных антенн при определении их характеристик направленности // Вестник СОНИИР. 2008. № 2 (20). С. 68–71.

10. *Ostankov A.V., Antipov S.A., Razinkin K.A.* Optimization of directional and energetic properties of diffraction antenna // Global Journal of Pure and Applied Mathematics. 2016. Vol. 12 (4). Pp. 3845–3864.

***Информация об авторах***

**Александр Владиславович Володько**, к.т.н., доцент
**Валерий Иванович Николаев**, д.т.н., профессор, научный референт
**Юрий Геннадьевич Пастернак**, д.т.н., профессор
**Владимир Андреевич Пендюрин**, ген. директор АО «Автоматизированные системы связи»

***Information about the authors***

**Alexander V. Volodko**, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor
**Valery I. Nikolayev**, D.Sc. in Engineering Sciences, Professor, Research Assistant
**Yury G. Pasternak**, D.Sc. in Engineering Sciences, Professor
**Vladimir A. Pendyurin**, Director General of JSC «Automated Communication Systems»

Статья поступила в редакцию 17.02.2022
Одобрена после рецензирования 28.02.2022
Принята к публикации 10.03.2022

The article was submitted 17.02.2022
Approved after reviewing 28.02.2022
Accepted for publication 10.03.2022

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 2. С. 39–45. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No 2. Pp. 39–45. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396 : 519.21

# Исследование влияния команды синхронизации на работу модема сигналов с новой модуляцией

**Юрий Михайлович Вешкурцев[1], Дмитрий Анатольевич Титов[2]**
[1]Институт радиоэлектроники, сервиса и диагностики, Омск, Россия
[2]Омский государственный технический университет, Омск, Россия
[1]vym1940@mail.ru, [2]dtitov2@yandex.ru

***Аннотация.*** *Проведен эксперимент на известной модели двухканального модема сигналов с модуляцией характеристической функции Ляпунова. Исследовано влияние команды синхронизации на показатели эффективности модема в условиях воздействия «белого» шума в канале связи. Обозначены свойства обоих каналов модема и установлены отклонения периода следования команд синхронизации от длительности элементарных посылок, при которых рост вероятности ошибок и энергетические потери у модема не превышают нескольких порядков.*

***Ключевые слова:*** *модуляция, характеристическая функция Ляпунова, модем, компьютерная модель модема, передача двоичных посылок.*

# Investigation of the effect of the synchronization command on the operation of the signal modem with a new modulation

**Yury M. Veshkurtsev[1], Dmitry A. Titov[2]**
[1]Institute of Radioelectronics, Service and Diagnostics, Omsk, Russia
[2]Omsk State Technical University, Omsk, Russia
[1]vym1940@mail.ru, [2]dtitov2@yandex.ru

***Abstract.*** *An experiment on a well-known model of a two-channel modem of signals with a modulated Lyapunov characteristic function is carried out. The influence of the synchronization command on the modem's performance indicators when working in a channel with «white» noise is investigated. The properties of both modem channels are indicated and deviations of the period of synchronization commands from the duration of elementary parcels are established, in which the increase in the probability of errors and energy losses of the modem do not exceed several orders of magnitude.*

***Keywords:*** *modulation, Lyapunov characteristic function, modem, computer model of modem, transmission of binary parcels.*

В теории связи методы преобразования сигналов являются главными при планировании исследований, а поиск новых методов модуляции и демодуляции сигналов всегда актуален. Настоящая работа является продолжением знакомства с новым методом модуляции сигналов.

В работе [1] была рассмотрена и исследована модель модема сигналов с модуляцией типа SSK (Statistical Shift Keying), в которой модулируется характеристическая функция Ляпунова. Устойчивая работа модели в условиях воздействия «белого» шума обеспечивалась настройкой команды синхронизации на длительность передачи двоичной посылки. В реальных условиях работы модема может происходить сбой синхронизации, вследствие чего период его синхронизирующих импульсов может отклоняться от нормы. Целью настоящей работы является определение показателей эффективности модема в условиях нарушения синхронизации при его испытаниях в канале с «белым» шумом.

## *Материалы и методы*

В ходе испытаний модели, описанных в работе [1], проводилась передача псевдослу-

© Вешкурцев Ю.М., Титов Д.А., 2022

чайных двоичных посылок по каналу связи с различным уровнем шумов. Команда синхронизации была настроена на длительность передачи двоичной посылки. В качестве несущего колебания использовался квазидетерминированный сигнал с законом распределения арксинус, частота дискретизации сигнала равнялась 500 кГц, скорость передачи двоичных посылок составила 5000 бит/с. При этой скорости передачи данных использовалось $N = 100$ дискретных отсчетов сигнала на длительности каждого логического «0» и логической «1». Команда синхронизации была точно настроена и обеспечивала устойчивую работу модема в канале с «белым» шумом. Тактовые импульсы команды синхронизации следовали с частотой 5000 Гц и совпадали с началом и концом каждого логического «0» и логической «1». Используя модель модема, построенную в программной среде Simulink пакета Matlab и описанную в работе [1], выполним исследование влияния команды синхронизации на работу модема сигналов с новой модуляцией.

***Построение модели системы синхронизации.*** В модель включен двухканальный демодулятор, подробное описание которого (а также описание его разных модификаций) приведено в книге [2]. Дополнительной информации о демодуляторе, на наш взгляд, не требуется, кроме повторения алгоритмов его работы. Демодулятор измеряет оценки действительной и мнимой частей характеристической функции Ляпунова аддитивной смеси сигнала и шума:

$$\hat{A}(1,t) = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}\cos\left[z(k\Delta t)\right], \qquad (1)$$

$$\hat{B}(1,t) = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}\sin\left[z(k\Delta t)\right], \qquad (2)$$

где $z(t) = u(t) + n(t)$ – аддитивная смесь квазидетерминированного сигнала $u(t)$ и «белого» шума $n(t)$; $\Delta t$ – интервал дискретизации, $k$ – порядковый номер дискретного отсчета аддитивной смеси. Период дискретизации квазидетерминированного сигнала частотой 50 кГц и «белого» шума с полосой 100 кГц равен $\Delta t = 2\cdot10^{-6}$ с. Объем выборки отсчетов сигнала составляет $10^7$. Для каждой скорости передачи данных значение $N$ заранее рассчитано и записано в программу работы модема. Алгоритм (1) реализуется в косинусном канале модема, а алгоритм (2) – в синусном.

Для большей наглядности систему синхронизации покажем на рис. 1 совместно с моделью модема, исследованной в работе [1]. Описание схемы на рис. 1 дополним материалом с командами синхронизации, который в работе [1] отсутствует.

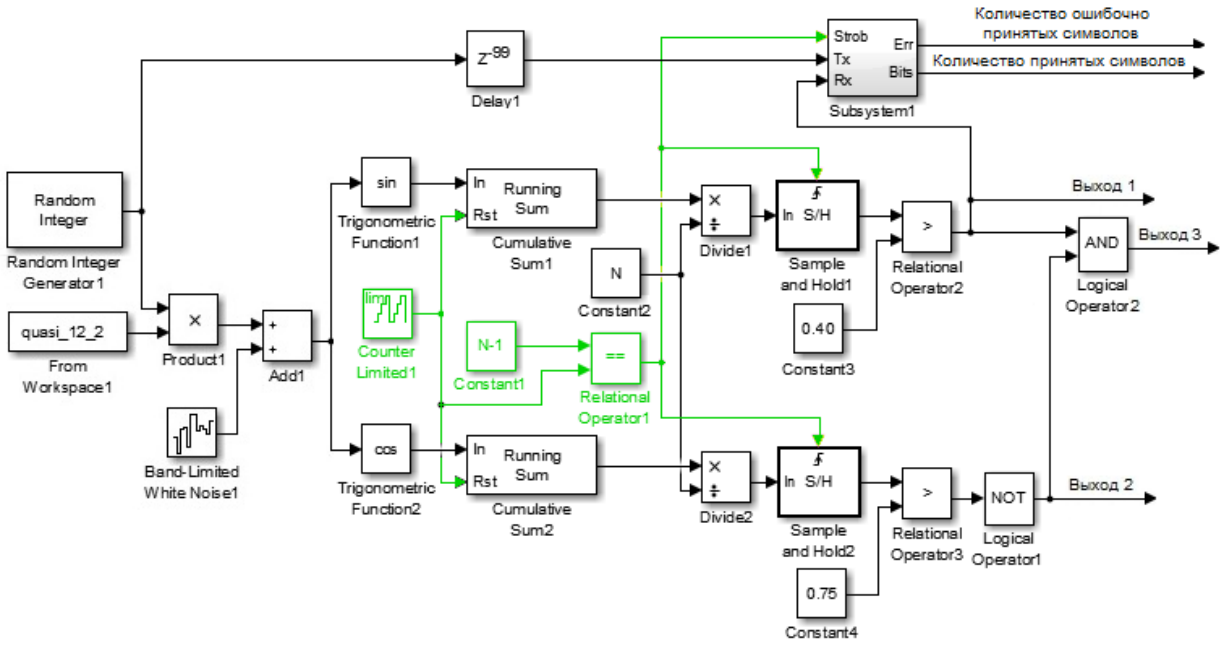



Рис. 1. Схема синхронизации совместно с моделью модема

Будем считать, что точная синхронизация работы модема обеспечена в случае, когда команда синхронизации формируется после приема $N$ дискретных отсчетов аддитивной смеси. При этом команда синхронизации должна поступать на входы накапливающих усредняющих сумматоров обоих каналов демодулятора (блок Sample and hold1 и блок Sample and hold2 на рис. 1). Например, при $N = 100$ и частоте дискретизации сигнала 500 кГц тактовые импульсы команды синхронизации должны следовать друг за другом через 200 мкс (при скорости передачи данных 5000 бит/с).

На практике генератор тактовых импульсов демодулятора идентичен такому же генератору модулятора и синхронизируется с последним, например, аналогично запатентованному способу [3]. В этом способе использованы сигналы навигационной спутниковой системы ГЛОНАСС или GPS. Кроме того, данный способ можно перестроить под сигналы так называемого системного точного времени [4]. Схемные решения таких устройств уже описаны, например, в руководстве по применению [5].

Схема синхронизации представлена блоками Counter Limited1, Constant1 и Relational Operator1 (см. рис. 1). Для определения количества принятых отсчетов квазидетерминированного сигнала используется блок Counter Limited1. Данный блок формирует линейно возрастающую последовательность целых беззнаковых чисел в диапазоне от 0 до $N - 1$. После формирования значения, равного $N - 1$, блок Counter Limited1 сбрасывается в 0 и снова начинает счет до $N - 1$.

Блок Relational Operator1 выдает единичное значение при приеме каждого $N$-го отсчета квазидетерминированного сигнала, т.е. когда значение на выходе блока Counter Limited1 совпадает со значением $N - 1$, установленным в блоке Constant1. Во всех остальных случаях его выходной сигнал равен нулю.

Для проведения исследований выходы синусного и косинусного каналов (Выход 1 и Выход 2 на рис. 1 соответственно) объединены с помощью специальной схемы. Схема объединения состоит из блоков Logical Operator1 (логический элемент НЕ) и Logical Operator2 (логический элемент И). Таким образом, после объединения обоих каналов модификация модема получается одноканальной, а ее сигнал формируется на выходе блока Logical Operator2 (Выход 3 на рис. 1).

При сбое в блоке синхронизации работы модема может измениться значение периода следования тактовых импульсов. Это, в свою очередь, приведет к изменению значения $N$, т.е. оно может стать больше или меньше. Рассмотрим ряд значений $N$, а именно: $N = 95$, $N = 90$, $N = 105$, $N = 110$. Другими словами, можно говорить о нарушении синхронизации тактовых генераторов, например, по спутниковому каналу навигации на ±5% и ±10%. Переходя к абсолютным величинам, будем иметь отклонения периода следования тактовых импульсов ±10 мкс и ±20 мкс. Аналогично изменится длительность одного бита информации.

Следует отметить, что в ходе испытаний модели модема и разных его модификаций константе $N$ присваивались значения 90, 95, 105 и 110, однако вычисленные суммы синусов (2) и косинусов (1) делились всегда на 100 (в блоке Constant2 было заранее установлено значение 100).

### *Результаты и обсуждение*

Результаты исследований синхронизации работы модема представлены с помощью таблиц, отдельные из которых в качестве примера приведены здесь. Они оформлены аналогично таблицам работы [1], поэтому их можно легко сравнить между собой. Для удобства сопоставления данных повторим обозначения в таблицах: $N_{ош}$ – количество ошибочно принятых символов (битов); $N_{общ}$ – общее число принятых символов; $P_0 = P_1 = N_{ош}/N_{общ}$ – вероятность ошибок; $P_{экс} = 0{,}5\cdot(P_0 + P_1)$ – суммарная вероятность ошибок при моделировании модема; $P_{рас}$ – расчетная вероятность ошибок модема; $h^2$ – отношение по мощности сигнал/шум; $U_0$ – амплитуда и $e_0$ – математическое ожидание квазидетерминированного сигнала. Дополнительно в табл. 1, 2 введена строка со значением $N$ и отклонениями периода следования тактовых импульсов от длительности одной логической «1» или логического «0».

Из анализа результатов исследований можно сделать вывод о том, что синхронизация работы модема влияет на вероятность ошибок и его энергетические показатели. Правда, это влияние по-разному проявляется в синусном и косинусном каналах модема.

Таблица 1

Результаты исследования двухканального модема

| **Вариант модема**: двухканальный | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Неоптимальный алгоритм модуляции: $U_0 = 0{,}594$; $e_0 = 0$ при $s(t) = 0$ и $U_0 = 0{,}594$; $e_0 = 0{,}9$ при $s(t) = 1$ | | | | | | | | | |
| $N = 95$; абсолютное отклонение (–10 мкс); относительное отклонение (–5%) | | | | | | | | | |
| **Передача логических «0»** | | | | | | | | | |
| $h^2$ | | 0,01 | 0,10 | 1,00 | 2,00 | 4,00 | 10,00 | 20,00 | 100 |
| $П_{1с} = 0{,}4$ Синусный канал | $P_0$ | **0** | **0** | **0** | **0** | **0** | **0** | **0** | **0** |
| | $N_{ош}$, бит | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | $N_{общ}$, бит | 105263 | 105263 | 105263 | 105263 | 105263 | 105263 | 105263 | 105263 |
| $П_{2к} = 0{,}75$ Косинусный канал | $P_0$ | **1,0** | **1,0** | **0,0102** | **0** | **0** | **0** | **0** | **0** |
| | $N_{ош}$, бит | 105263 | 105263 | 1074 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | $N_{общ}$,бит | 105263 | 105263 | 105263 | 105263 | 105263 | 105263 | 105263 | 105263 |

Таблица 2

Результаты исследования двухканального модема

| **Вариант модема**: двухканальный | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Неоптимальный алгоритм модуляции: $U_0 = 0{,}594$; $e_0 = 0$ при $s(t) = 0$ и $U_0 = 0{,}594$; $e_0 = 0{,}9$ при $s(t) = 1$ | | | | | | | | | |
| $N = 95$; абсолютное отклонение (–10 мкс); относительное отклонение (–5%) | | | | | | | | | |
| **Передача логических «1»** | | | | | | | | | |
| $h^2$ | | 0,01 | 0,10 | 1,00 | 2,00 | 4,00 | 10,00 | 20,00 | 100 |
| $П_{1с} = 0{,}4$ Синусный канал | $P_1$ | **1,0** | **0,09729** | **0** | **0** | **0** | **0** | **0** | **0** |
| | $N_{ош}$, бит | 105263 | 102410 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | $N_{общ}$,бит | 105263 | 105263 | 105263 | 105263 | 105263 | 105263 | 105263 | 105263 |
| $П_{2к} = 0{,}75$ Косинусный канал | $P_1$ | **0** | **0** | **0** | **0** | **0** | **0** | **0** | **0** |
| | $N_{ош}$, бит | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | $N_{общ}$,бит | 105263 | 105263 | 105263 | 105263 | 105263 | 105263 | 105263 | 105263 |

Для сравнения результатов моделирования с теоретическими значениями вероятности ошибок построены кривые на рис. 2, которые принадлежат модемам сигналов с разными видами модуляции. Кривая 1 построена для известной модуляции QPSK. Кривые 2–4 построены для новой модуляции SSK. Кривая 2 относится к двухканальному модему (косинусный канал); кривая 4 – синусный канал. Кривая 3 относится к двухканальному модему со схемой объединения каналов.

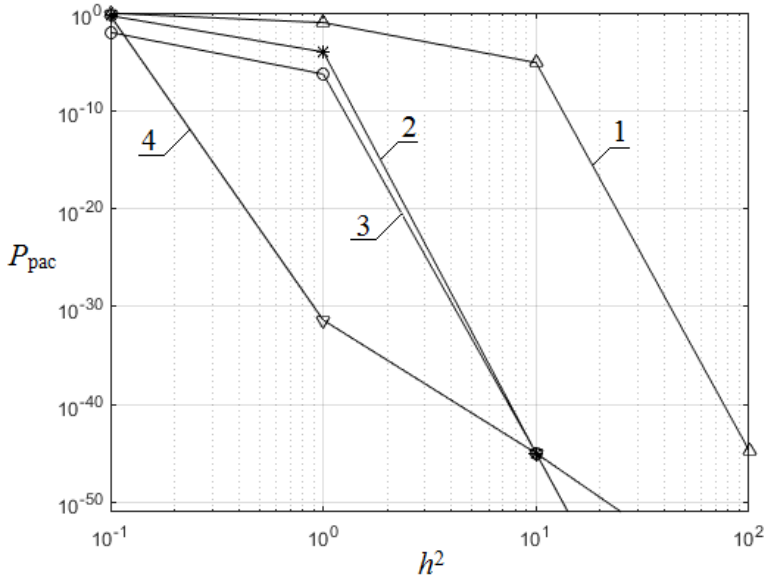



Рис. 2. Вероятность ошибок разных модемов

Вероятность ошибок в косинусном канале не зависит от вариации момента поступления команды синхронизации в интервале ±10% от теоретически рассчитанного значения длительности логической «1». То же самое можно сказать о синусном канале модема, только применительно к логическому «0». Данное свойство каналов можно применить для улучшения работы модема, если использовать сигналы на выходе схемы объединения (Выход 3 на рис. 1). Результаты работы модема с подключенной схемой объединения приведены в табл. 3, 4.

Таблица 3

Вероятность ошибок двухканального модема с подключенной схемой объединения каналов при приеме логического нуля

| $h^2$ | | 0,01 | 0,10 | 1,00 | 2,00 | 4,00 | 10,00 | 20,00 | Синхронизация |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Порог в синусном канале модема $П_{1с} = 0,15$ | $P_0$ | 0,01633 | 0,01549 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | точная |
| | $P_0$ | 0,0152 | 0,0136 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | Относительное отклонение (–5%) |
| | $P_0$ | 0,0126 | 0,0113 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | Относительное отклонение (–10%) |
| Порог в косинусном канале модема $П_{2к} = 0,67$ | | | | | | | | | |
| | $P_0$ | 0,0190 | 0,0182 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | Относительное отклонение (+5%) |
| | $P_0$ | 0,0212 | 0,0043 | $3,1\cdot10^{-4}$ | $2,3\cdot10^{-4}$ | $5,0\cdot10^{-5}$ | $1,0\cdot10^{-5}$ | 0 | Относительное отклонение (+10%) |

Таблица 4

Вероятность ошибок двухканального модема с подключенной схемой объединения каналов при приеме логической единицы

| $h^2$ | | 0,01 | 0,10 | 1,00 | 2,00 | 4,00 | 10,00 | 20,00 | Синхронизация |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Порог в синусном канале модема $П_{1с} = 0,15$ | $P_0$ | 0,98355 | 0,01074 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | точная |
| | $P_0$ | 0,9851 | 0,0172 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | Относительное отклонение (–5%) |
| | $P_0$ | 0,9876 | 0,0259 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | Относительное отклонение (–10%) |
| Порог в косинусном канале модема $П_{2к} = 0,67$ | | | | | | | | | |
| | $P_0$ | 0,9807 | 0,0070 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | Относительное отклонение (+5%) |
| | $P_0$ | 0,9789 | 0,0259 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | Относительное отклонение (+10%) |

При отношении $h^2 = 0,1$ с помощью схемы объединения достигается выигрыш в снижении вероятности ошибок модема за счет плохой синхронизации в среднем в 80 раз, причем у каждого канала модема он свой. Например, у синусного канала выигрыш составляет в среднем 50 раз, а у косинусного канала – в среднем 110 раз. Однако, несмотря на положительное влияние схемы объединения, энергетические потери у модема всё же присутствуют. Они равны 0,1 дБ на уровне вероятности ошибок $2\cdot10^{-2}$, если сравнить кривую 3 на рис. 2 и вероятность $P_{экс}$, рассчитанную по данным табл. 3, 4 при относительном отклонении ±10%.

При независимой работе обоих каналов неточная синхронизация увеличивает вероятность ошибок и приводит к энергетическим потерям модема. Для примера результаты ис-

следований независимых каналов модема представлены в табл. 1, 2. Как было сказано выше, нарушение синхронизации тактовых генераторов модулятора и демодулятора на ±10% и менее не влияет на работу синусного канала при передаче логического «0» и косинусного канала при передаче логической «1». Это свойство каналов было замечено и описано ранее в работе [2].

Перейдем к синусному каналу модема. В этом канале вероятность ошибок возрастает в два раза при нарушении синхронизации тактовых генераторов передатчика и приемника на ±10% при значении $h^2 = 0{,}1$. При других отношениях сигнал/шум установить вероятность ошибок не удается, т.к. при объеме переданных данных ~$10^5$ бит ошибки постоянно равны нулю.

Укажем ещё одно свойство канала. В соответствии с табл. 2 в синусном канале модема при относительном отклонении –5% происходит понижение вероятности ошибок в пять раз до значения $9{,}729 \cdot 10^{-2}$. Правда, энергетический выигрыш составляет при этом менее 0,1 дБ.

В косинусном канале модема потери больше. При относительном отклонении команды синхронизации от нормы на –5% вероятность ошибок в канале возрастает в 460 раз при отношении $h^2 = 1$. Если относительное отклонение команды синхронизации от нормы составляет –10%, то вероятность ошибок в канале растет на четыре порядка, а точнее, в $1{,}9 \cdot 10^4$ раз при отношении $h^2 = 1$. При отношении $h^2 = 2$ указанные цифры увеличиваются до $2{,}4 \cdot 10^{12}$ раз. Кроме того, подобно синусному каналу здесь появляется ещё одно свойство у косинусного канала: при относительном отклонении команды синхронизации от нормы на +5% или на +10% ошибки в косинусном канале не фиксируются. График 3 на рис. 2 позволил определить понижение энергетического показателя косинусного канала модема: он составил 1 дБ на уровне вероятности ошибок $2 \cdot 10^{-5}$ или 2 дБ на уровне вероятности ошибок $1 \cdot 10^{-15}$ при относительном отклонении команды синхронизации от нормы на –5% или на –10% соответственно.

В сравнении с другими цифровыми системами энергетические потери косинусного канала и модема в целом получились всё же меньше известных данных. Например, в книге [5] указывается, что нарушение синхронизации передатчика и приемника на ±10% длительности элементарной посылки приводит к энергетическим потерям 2 дБ на уровне вероятности ошибок $1 \cdot 10^{-2}$ или 7 дБ на уровне вероятности ошибок $1 \cdot 10^{-3}$.

### *Выводы*

Исследовано влияние команды синхронизации на двухканальный модем сигналов с новой модуляцией типа SSK. В эксперименте использована известная модель модема с синусным и косинусным каналами, построенная в пакете Matlab и описанная в литературе. Установлены следующие свойства каналов модема:

1. Вероятность ошибок в косинусном канале не зависит от вариации момента поступления команды синхронизации в интервале ±10% от теоретически рассчитанного значения длительности логической «1». Такое же свойство имеет синусный канал модема, только применительно к логическому «0».

2. Данное свойство каналов можно применить с пользой для модема, если каналы объединить с помощью специальной схемы. Схема объединения позволяет снизить вероятность ошибок модема в среднем в 80 раз, однако энергетические потери у модема остаются и составляют 0,1 дБ на уровне вероятности ошибок $2 \cdot 10^{-2}$.

3. В двухканальном модеме при отклонении команды синхронизации от нормы на несколько порядков растут ошибки и на порядок увеличиваются энергетические потери. При этом снижение энергетического показателя косинусного канала модема больше, чем синусного (0,1 дБ) и составляет 1 дБ на уровне вероятности ошибок $2 \cdot 10^{-5}$ или 2 дБ на уровне вероятности ошибок $1 \cdot 10^{-15}$ при относительном отклонении команды синхронизации от нормы на –5% или на –10% соответственно.

### *Список источников*

1. *Вешкурцев Ю.М., Титов Д.А.* Исследование модели модема сигналов с новой модуляцией // Теория и техника радиосвязи. 2021. № 3. С. 23–29.

2. *Вешкурцев Ю.М.* Основы теории построения модемов нового поколения. Новосибирск: издательство «ООО «СибАК», 2020. 184 с.

3. Патент 2377723 РФ, МПК H 04B 7/00. Способ передачи дискретных сообщений по каналам радиосвязи / В.Л. Хазан, Д.В. Федосов. № 2007125107; заявл. 02.07.2007, опубл. 27.12.2009. Бюл. № 36.

4. Патент 2669707 РФ, МПК H 03L 7/00. Способ повышения точности тактовой и цикловой синхрони-

зации в системах связи / А.В. Косых, В.Л. Хазан. № 2017137574; заявл. 26.10.2017, опубл.15.10.2018. Бюл. № 29.

5. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: пер. с англ. 2-е изд., исправл. М.: издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с.

***Информация об авторах***

**Ю.М. Вешкурцев**, д.т.н., профессор, зав. кафедрой
**Д.А. Титов**, к.т.н., доцент

***Information about the authors***

**Yu.M. Veshkurtsev**, D.Sc. in Engineering Sciences, Professor, Head of a Chair
**D.A. Titov**, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor

Статья поступила в редакцию 02.02.2022
Одобрена после рецензирования 14.02.2022
Принята к публикации 24.02.2022

The article was submitted 02.02.2022
Approved after reviewing 14.02.2022
Accepted for publication 24.02.2022

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 2. С. 46–54. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No 2. Pp. 46–54. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396.67

# Методика оценки степени неоднородности диэлектрической среды, используемой для изоляции подземной антенны УКВ диапазона

**В.И. Николаев[1], Ю.Г. Пастернак[2], В.А. Пендюрин[3], С.М. Федоров[4]**
[1]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[2,4]Воронежский государственный технический университет, Воронеж, Россия
[3]АО «Автоматизированные системы связи», Воронеж, Россия
[1]v.i.nikolaev@sozvezdie.su, [2,3]infonpp-acc.ru@yandex.ru, [4]fedorov_sm@mail.ru

***Аннотация.*** *Предлагается методика для определения неоднородности среды в грунте с помощью вычисления и анализа пространственного распределения реальной части вектора Пойнтинга. Для вычисления распределения была использована аппроксимация электрического поля с помощью введения системы вспомогательных источников, расположенных на расстоянии более 10 длин волн от анализируемой области. При этом методика не использует априорной информации о пространственном распределении материальных параметров среды в анализируемой области.*

***Ключевые слова:*** *аппроксимация поля, виртуальная антенна, вектор Пойнтинга.*

***Финансирование:*** *исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 19-79-10109).*

# Methodology for assessing the degree of heterogeneity of the dielectric medium used to isolate an underground VHF antenna

**V.I. Nikolayev, Yu.G. Pasternak[2], V.A. Pendyurin[3], S.M. Fedorov[4]**
[1]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[2,4]Voronezh State Engineering University, Voronezh, Russia
[3]JSC «Automated Communication Systems», Voronezh, Russia
[1] v.i.nikolaev@sozvezdie.su, [2,3]infonpp-acc.ru@yandex.ru, [4]fedorov_sm@mail.ru

***Abstract.*** *A technique for determining the heterogeneity of the medium in the soil by calculating and analyzing the spatial distribution of the real part of the Poynting vector is proposed. To calculate the distribution, an approximation of the electric field was used by introducing a system of auxiliary sources located at a distance of more than 10 wavelengths from the analyzed area. At the same time, the technique does not use a priori information about the spatial distribution of material parameters of the environment in the analyzed area.*

***Keywords:*** *field approximation, virtual antenna, Poynting vector.*

***Funding:*** *the studies were supported at the expense of grant from Russian Scientific Foundation (project № 19-79-10109).*

Важной задачей, связанной с диагностикой состояния подземных антенн УКВ диапазона, является оценка степени неоднородности диэлектрической среды, используемой для изоляции подземной антенны. Накопление влаги в изолирующей среде ведет к снижению коэффициента полезного действия подземной антенны и изменению характера ее входного сопротивления, поэтому анализ степени ее неоднородности должен проводиться постоянно и оперативно.

В настоящей работе предложена методика оценки степени неоднородности диэлектрической среды, используемой для изоляции подземной антенны УКВ диапазона, основанная на использовании электродинамического принципа эквивалентных полей и токов [1], являющегося прямым следствием принципа Гюйгенса–Кирхгофа, описываемого в общем случае (для векторных полей) леммой Лоренца (1), а в част-

© Николаев В.И., Пастернак Ю.Г., Пендюрин В.А., Федоров С.М., 2022

ном случае (скалярных полей – проекций составляющих векторных полей) – интегралом Гюйгенса–Кирхгофа (2):

$$\int_S \left[\left[\overrightarrow{\dot{\mathbf{E}}_1},\overrightarrow{\dot{\mathbf{H}}_2}\right]-\left[\overrightarrow{\dot{\mathbf{E}}_2},\overrightarrow{\dot{\mathbf{H}}_1}\right]\right]\vec{\mathbf{n}}dS =$$

$$= \int_V \left(\overrightarrow{\dot{\mathbf{E}}_2}\cdot\overrightarrow{\dot{\mathbf{J}}_1^{\text{э}}}-\overrightarrow{\dot{\mathbf{E}}_1}\cdot\overrightarrow{\dot{\mathbf{J}}_2^{\text{э}}}-\overrightarrow{\dot{\mathbf{H}}_2}\cdot\overrightarrow{\dot{\mathbf{J}}_1^{\text{м}}}+\overrightarrow{\dot{\mathbf{H}}_1}\cdot\overrightarrow{\dot{\mathbf{J}}_2^{\text{м}}}\right)dV, \qquad (1)$$

где $\overrightarrow{\dot{\mathbf{E}}_1}$, $\overrightarrow{\dot{\mathbf{H}}_1}$ – электрическая и магнитная составляющие электромагнитного поля, создаваемые источниками в виде сторонних электрического и магнитного токов $\overrightarrow{\dot{\mathbf{J}}_1^{\text{э}}}$ и $\overrightarrow{\dot{\mathbf{J}}_1^{\text{м}}}$;

$\overrightarrow{\dot{\mathbf{E}}_2}$, $\overrightarrow{\dot{\mathbf{H}}_2}$ – электрическая и магнитная составляющие электромагнитного поля, создаваемые источниками в виде сторонних электрического и магнитного токов $\overrightarrow{\dot{\mathbf{J}}_2^{\text{э}}}$ и $\overrightarrow{\dot{\mathbf{J}}_2^{\text{м}}}$;

$S$ – замкнутая поверхность, охватывающая объем $V$;

$\vec{\mathbf{n}}$ – единичный вектор внешней нормали.

Если поверхность $S$ не охватывает ни одного из источников, то объемный интеграл в правой части выражения (1) становится равным нулю;

$$\dot{E} = \frac{1}{4\pi}\int_S \left(\dot{E}_0\frac{\partial\dot{G}}{\partial\vec{\mathbf{n}}}-\frac{\partial\dot{E}_0}{\partial\vec{\mathbf{n}}}\dot{G}\right)dS, \qquad (2)$$

где $\dot{E}=\dot{E}(x;y;z)$ – поле в точке наблюдения;

$\dot{E}_0=\dot{E}_0(x_0;y_0;z_0)$ – поле в текущей точке интегрирования, лежащей на поверхности $S$;

$$\dot{G}=\frac{\exp\left(-i\cdot k_0\cdot\sqrt{(x-x_0)^2+(y-y_0)^2+(z-z_0)^2}\right)}{\sqrt{(x-x_0)^2+(y-y_0)^2+(z-z_0)^2}} -$$

скалярная функция Грина для свободного пространства;

$k_0=\dfrac{2\pi}{\lambda_0}$ – волновое число для свободного пространства;

$\vec{\mathbf{n}}$ – нормаль к поверхности интегрирования.

Представим $z$-компоненту электрического поля в точках $P_n(x_n;y_n;z_n)$, $n=1,2,\ldots,N$, лежащих на замкнутой поверхности $S$, в виде суперпозиции полей излучения вспомогательных точечных источников $Q_m(x_m;y_m;z_m)$, $m=1,2,\ldots,N$, с комплексными амплитудами $\dot{U}_m$, расположенных вне объема $V$, ограниченного замкнутой поверхностью $S$:

$$\dot{E}\left(P_n(x_n;y_n;z_n)\right)=-i\omega_0\mu_a\cdot\sum_{m=1}^{N}\left(\dot{U}_m\cdot\dot{G}\left(P_n(x_n;y_n;z_n);Q_m(x_m;y_m;z_m)\right)\right)+$$

$$+\frac{1}{i\omega_0\varepsilon_a}\cdot\sum_{m=1}^{N}\left(\dot{U}_m\cdot\left[\overrightarrow{\mathbf{grad}}\left(div\left(\dot{G}(P_n;Q_m)\right)\right)\right]_z\right),\ n=1,2,\ldots,N, \qquad (3)$$

где $\omega_0$ – циклическая частота; $\mu_a$ и $\varepsilon_a$ – абсолютные магнитная и диэлектрическая проницаемости среды. Индекс $z$ в операторе градиента означает взятие соответствующей проекции вектора $\overrightarrow{\mathbf{grad}}\left(div\left(\dot{G}(P_n;Q_m)\right)\right)$.

Представление поля в виде (3) построено на использовании электродинамического принципа эквивалентных полей и токов. Высокая эффективность метода дискретных источников показана в работе [2]: использование данного метода позволяет снизить размерность систем уравнений до 50 и более раз относительно широко распространенного метода моментов при заданном уровне точности решения граничной задачи электродинамики.

При расположении вспомогательных точечных источников $Q_m$ на расстояниях от анализируемой области пространства, существенно больших длины волны в среде, второе слагаемое в выражении (3) становится существенно меньшем по модулю, чем первое, поэтому вторым слагаемым в данном случае можно пренебречь.

В [3] показано, что, если трехмерную поверхность интегрирования $S$ в интеграле Гюйгенса–Кирхгофа (2) путем предельного перехода, сжимая в направлениях $\pm z$, преобразовать в плоскую поверхность в виде круга, поверхностный интеграл в выражении (2) заменяется на контурный интеграл по периметру круга $L$, т.к. значения функции поля $\dot{E}_0$ на верхней и нижней поверхностях, ограниченных контуром $L$, будут

одинаковыми, а значения нормальных производных $\frac{\partial \dot{E}_0}{\partial \vec{\mathbf{n}}}$ будут отличаться по знаку; такими же свойствами будут обладать скалярная функция Грина и ее нормальная производная.

При переходе к эквивалентной плоской задаче аппроксимации электромагнитного поля скалярная функция Грина точечного источника заменяется на скалярную функцию Грина бесконечно протяженных линейных источников, перпендикулярных плоскости, в которой лежит контур интегрирования $L$ [3]:

$$G(P,Q) = -\frac{\pi i}{2} \cdot H_0^1\left(k_0 r_{P,Q}\right), \qquad (4)$$

где $H_0^1(z) = J_0(z) + iN_0(z)$ – функция Ганкеля первого рода нулевого порядка;

$J_0(z)$ и $N_0(z)$ – функция Бесселя и функция Неймана соответственно.

Решая систему линейных алгебраических уравнений

$$\dot{E}\left(P_n\left(x_n; y_n\right)\right) =$$

$$= -i\omega_0\mu_a \cdot \sum_{m=1}^{N}\left(\dot{U}_m \cdot \dot{G}\left(P_n\left(x_n; y_n\right); Q_m\left(x_m; y_m\right)\right)\right),$$

$$n = 1, 2, \ldots, N, \qquad (5)$$

относительно комплексных амплитуд вспомогательных источников излучения $\dot{U}_m$, используя в качестве исходных данных измеренные значения комплексных амплитуд поля $\dot{E}\left(P_n\left(x_n; y_n\right)\right)$ в множестве точек $n = 1, 2, \ldots, N$, лежащих на плоскости, ограниченной контуром $L$, получим выражение, аппроксимирующее поле в анализируемой области пространства:

$$\dot{E}(x; y) =$$

$$= -i\omega_0\mu_a \cdot \sum_{m=1}^{N}\left(\dot{U}_m \cdot \dot{G}\left(x; y; Q_m\left(x_m; y_m\right)\right)\right). \qquad (6)$$

Используя второе уравнение Максвелла в дифференциальной форме [1]

$$\overrightarrow{\mathbf{rot}}\left(\vec{\mathbf{E}}\right) = -i\omega_0\mu_a \vec{\mathbf{H}} \qquad (7)$$

и выражение (6) для $z$-компоненты вектора напряженности электрического поля, получаем выражения для проекций вектора напряженности магнитного поля в точках плоскости, ограниченной плоским контуром $L$:

$$\dot{H}_x = \frac{1}{-i\omega_0\mu_a}\frac{d\dot{E}_z}{dy}, \qquad (8)$$

$$\dot{H}_y = \frac{1}{i\omega_0\mu_a}\frac{d\dot{E}_z}{dx}. \qquad (9)$$

Для анализа степени неоднородности среды находим активную часть вектора Пойнтинга электромагнитного поля во внутренних точках плоского контура $L$:

$$\Pi_x = Re\left\{-\dot{E}_z \cdot \dot{H}_y^{\,*}\right\}, \qquad (10)$$

$$\Pi_y = Re\left\{\dot{E}_z \cdot \dot{H}_x^{\,*}\right\}, \qquad (11)$$

где знак * над составляющими вектора напряженности магнитного поля означает операцию комплексного сопряжения.

На рис. 1 показана модель электродинамической структуры, используемая для диагностики степени неоднородности диэлектрического заполнения полости в грунте ($\varepsilon_{r\,\text{эфф.}} = 8$; $\sigma = 0.005$ См/м), засыпанной гранитным щебнем ($\varepsilon_{r\,\text{эфф.}} = 3$; $\delta_{\text{д}} = 0.03$). Глубина бассейна – 3 м, диаметр бассейна – 3 м. Центр области с повышенной проводимостью в виде эллипсоида вращения ($\varepsilon_{r\,\text{эфф.}} = 13$; $\sigma = 0.2$ См/м) имеет координаты $x = -1.0$ м, $y = 0$ м, $z = -1.5$ м; высота эллипсоида – 1 м; диаметры эллипсоида в плоскости $x0y$ равны 0.5 м. Толщина слоя навала грунта над верхом бассейна составляет 0.5 м.

На окружности с радиусом 1.45 м и центром в точке $z = -1.5$ м расположено 18 пар симметричных электрических вибраторов, длина каждого из которых составляет 110 мм, используемых в качестве электрических пробников электромагнитного поля. Источником электромагнитного поля является симметричный электрический вибратор, расположенный на высоте 145 мм относительно дна бассейна.

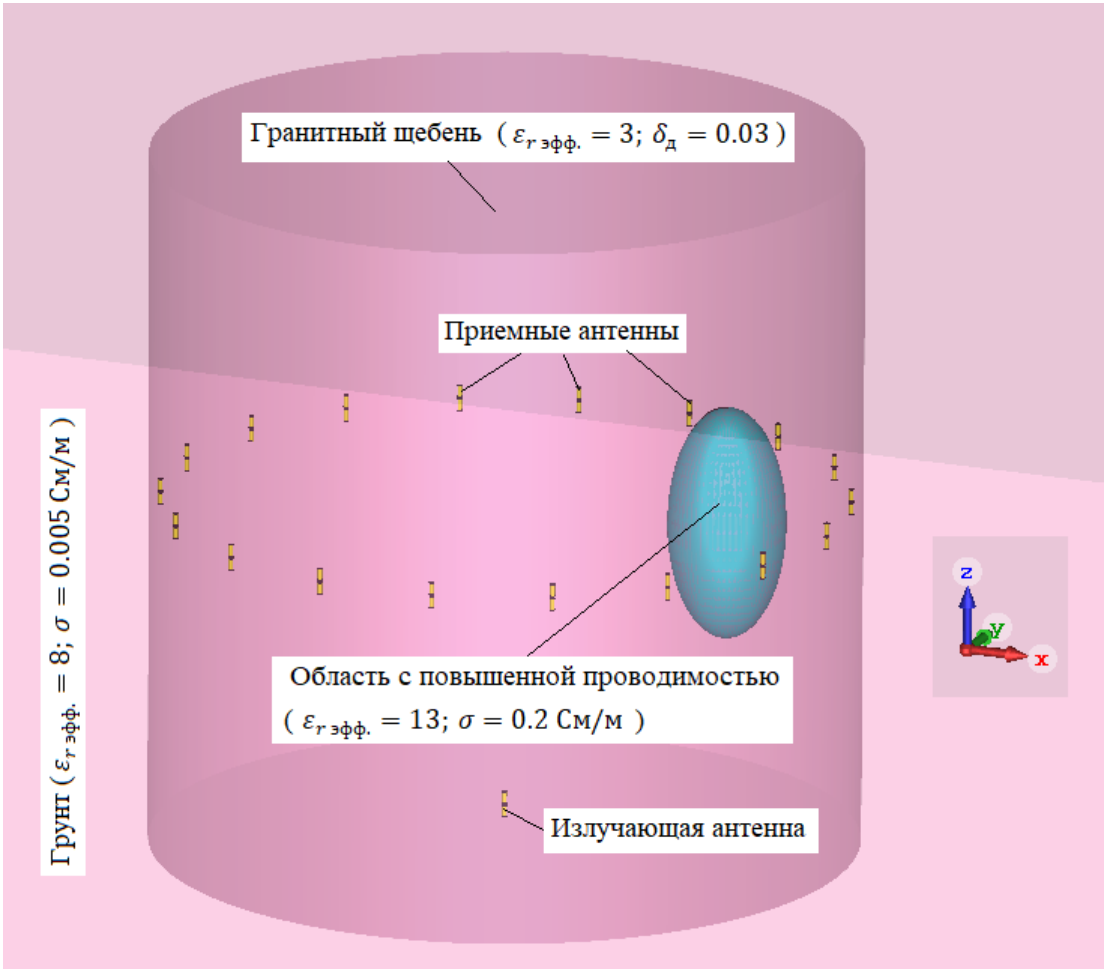



Рис. 1. Модель структуры, используемая для диагностики степени неоднородности диэлектрического заполнения полости в грунте, засыпанной гранитным щебнем

Проведенные исследования электродинамической модели показали, что при расположении вспомогательных источников поля $Q_m(x_m; y_m)$ на расстояниях, больших $10\lambda_{\text{в среде}}$, аппроксимируемое поле внутри плоского контура $L$, на котором расположены приемные антенны, изменяется несущественно при изменении радиуса окружности, на которой расположены вспомогательные источники поля.

При вычислении значений скалярной функции Грина (4) считалось, что вся окружающая среда является вакуумом $(\varepsilon_r = 1;\ \mu_r = 1)$, т.к. принципиальным моментом предлагаемой методики является априорная неизвестность значений материальных параметров окружающей среды. Правомерность такого подхода обусловлена тем, что главной задачей является оценка степени неравномерности пространственного распределения неоднородностей с повышенной проводимостью и диэлектрической проницаемостью, а не точное вычисление значений проводимости и диэлектрической проницаемости в анализируемой области пространства.

Проведенные численные эксперименты показали, что в области частот, близких к частоте полуволнового резонанса области с повышенной проводимостью (рис. 2 и 3), пространственное распределение реальной части вектора Пойнтинга характеризуется повышенной концентрацией в области, прилегающей к месту расположения эллипсоида с повышенной проводимостью и диэлектрической проницаемостью; при этом на частотах ниже и выше полуволнового резонанса направления вектора Пойнтинга в неоднородности являются противоположными.

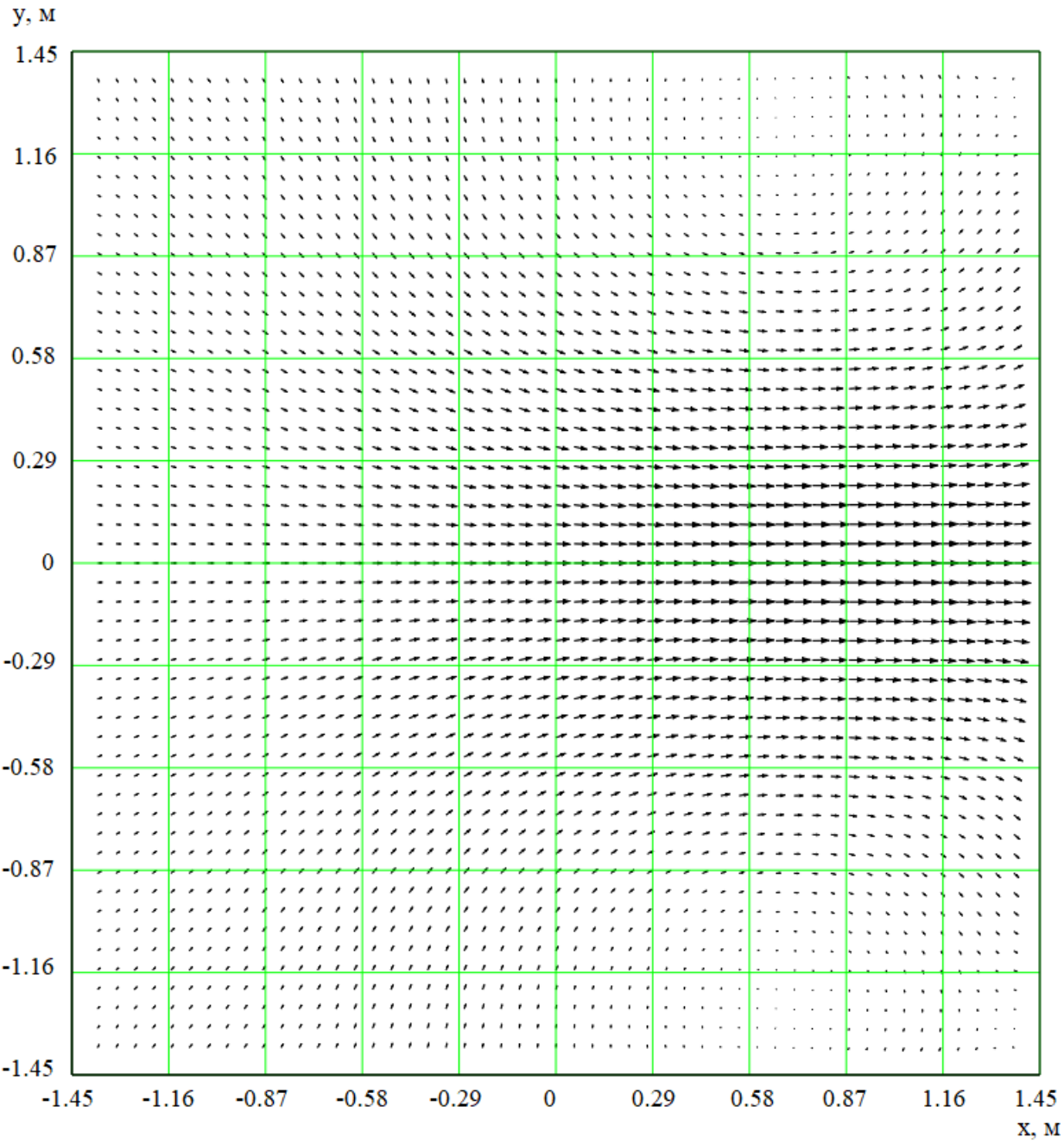



Рис. 2. Распределение реальной части вектора Пойнтинга на плоскости в сечении $z = -1.5$ м на частоте $F = 75$ МГц. Координаты центра неоднородности: $x = -1.0$ м; $y = 0$ м

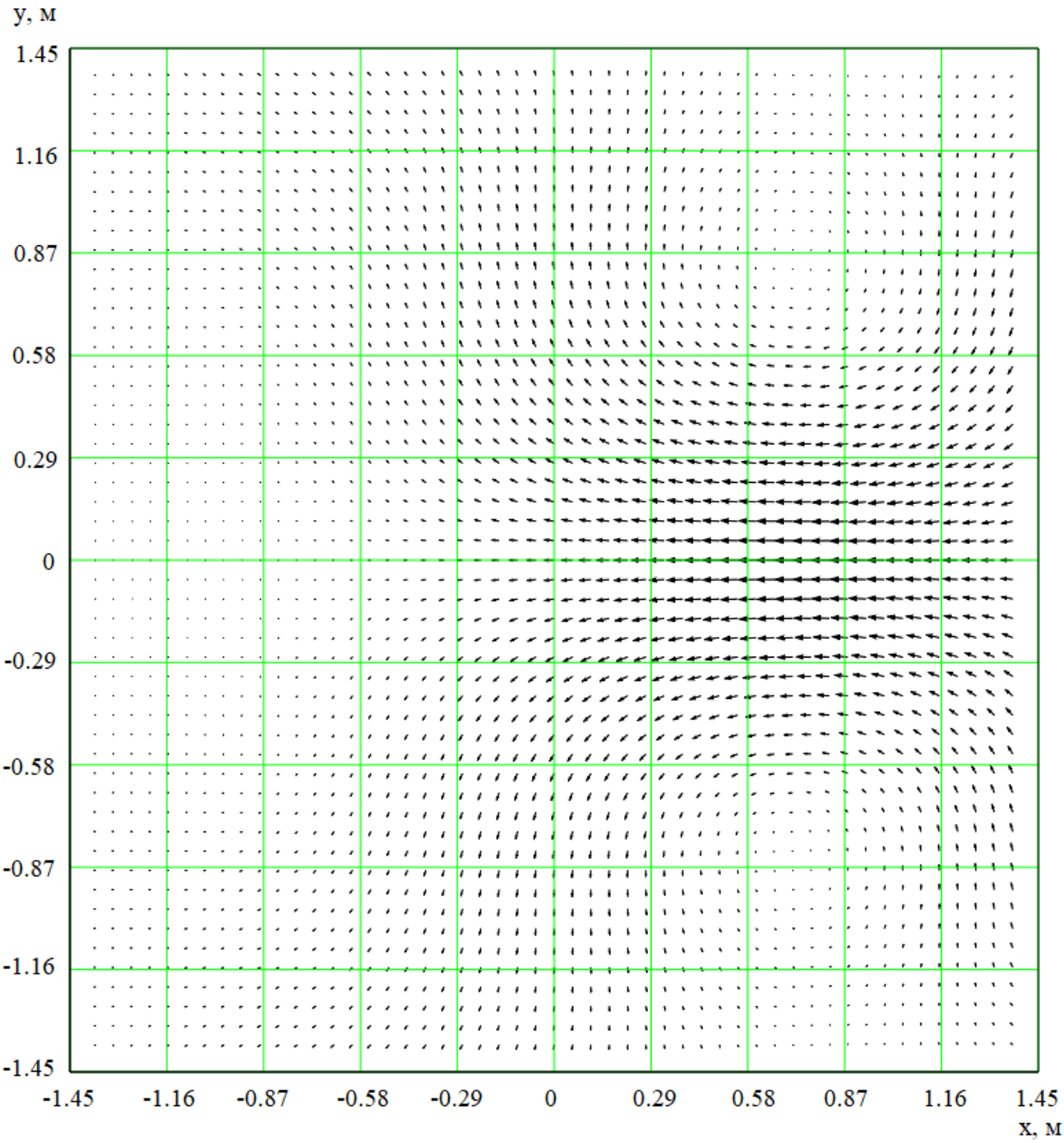



Рис. 3. Распределение реальной части вектора Пойнтинга на плоскости в сечении $z = -1.5$ м на частоте $F = 100$ МГц. Координаты центра неоднородности: $x = -1.0$ м; $y = 0$ м

На частоте волнового резонанса (рис. 4) проводящий эллипсоид, подобно электрическому вибратору с полной длиной $2l = \lambda_0$, характеризуется повышенной добротностью, а следовательно – изолированностью от окружающего его объема среды. Поэтому в области расположения эллипсоида на рис. 4 мы видим минимальные значения плотности потока активной мощности – проводящая неоднородность в режиме волнового резонанса сильно изолирована от окружающей ее среды, вытесняя потоки активной мощности электромагнитного поля.

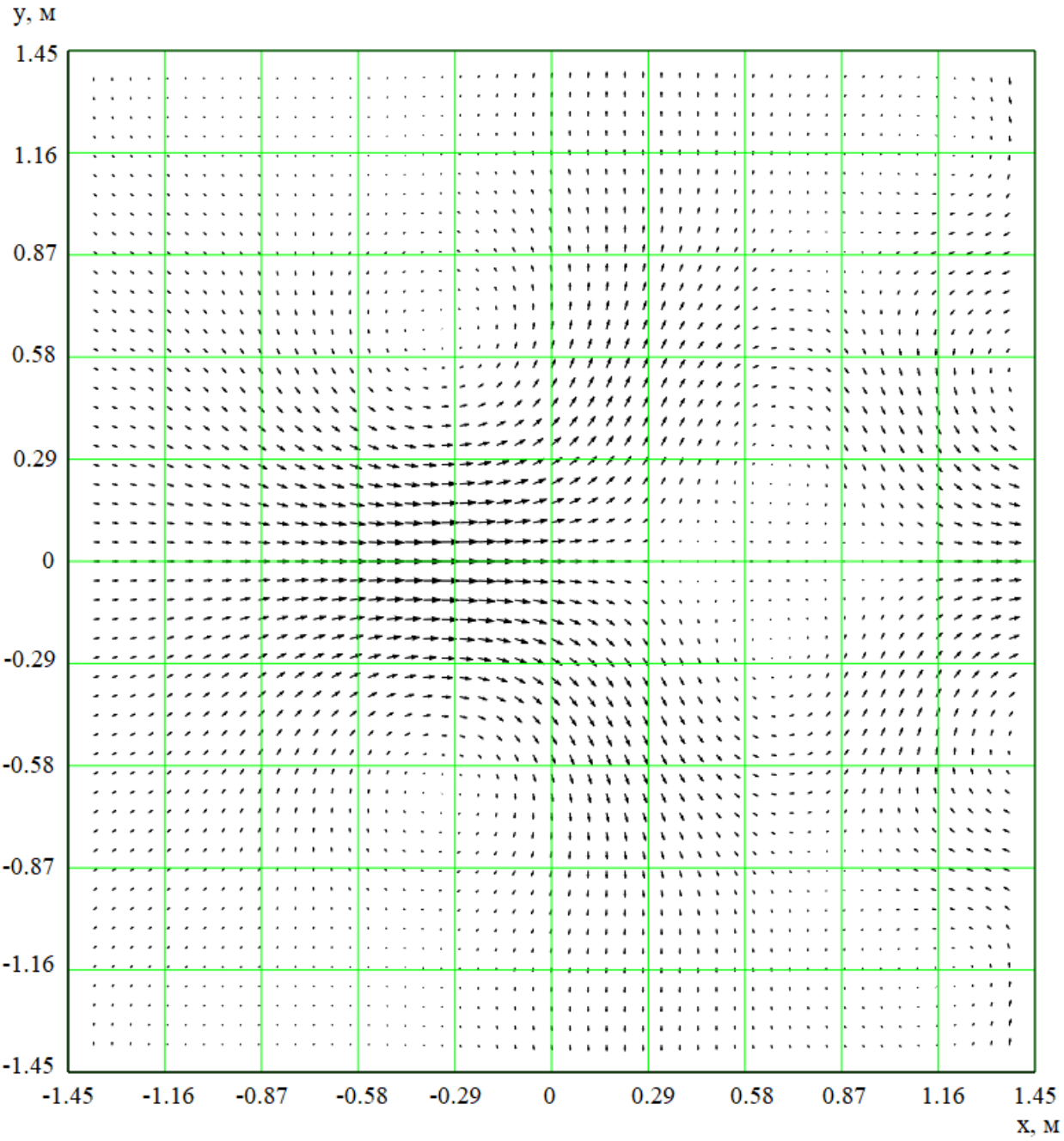



Рис. 4. Распределение реальной части вектора Пойнтинга на плоскости в сечении $z = -1.5$ м на частоте $F = 150$ МГц. Координаты центра неоднородности: $x = -1.0$ м; $y = 0$ м

При дальнейшем увеличении частоты на частотах, превышающих частоту волнового резонанса, проводящая неоднородность вновь начинает сильно концентрировать потоки активной мощности (рис. 5), а потоки активной мощности в окружающих областях пространства носят вихревой характер.

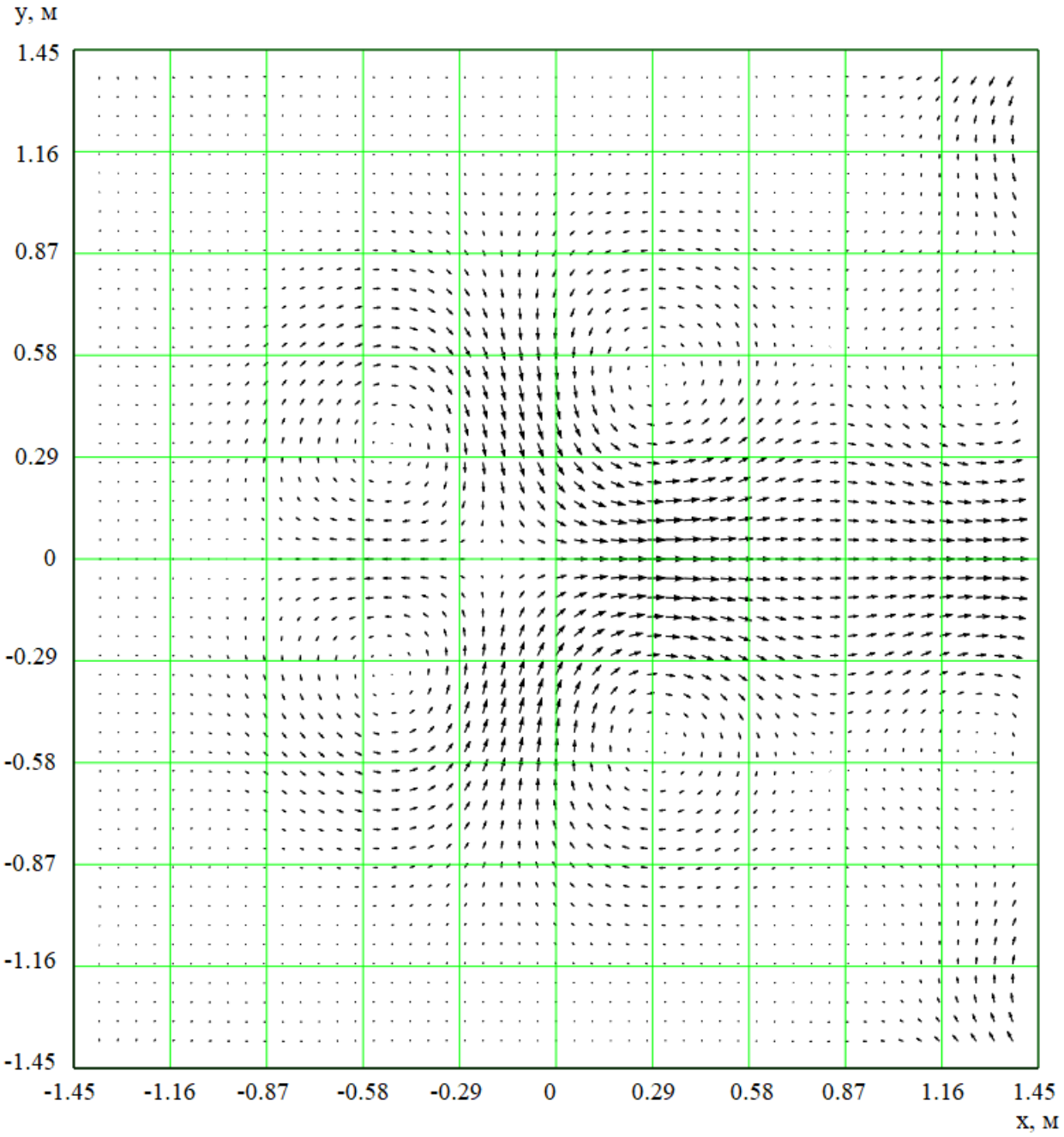



Рис. 5. Распределение реальной части вектора Пойнтинга на плоскости в сечении $z = -1.5$ м на частоте $F = 181$ МГц. Координаты центра неоднородности: $x = -1.0$ м; $y = 0$ м

Таким образом, предлагаемая методика позволяет оценить степень неоднородности среды в грунтовой полости, заполненной щебнем, содержащей области с повышенными значениями проводимости и диэлектрической проницаемости, на основе анализа пространственного распределения реальной части вектора Пойнтинга, концентрация линий которого резонансным образом увеличивается в области полуволнового резонанса проводящих неоднородностей и резонансным образом уменьшается в области их волнового резонанса.

Для вычисления пространственного распределения вектора Пойнтинга используется процедура пространственной аппроксимации электрической компоненты электромагнитного поля, проводимая с использованием электродинамического принципа эквивалентных полей и токов,

реализованная с помощью введения системы вспомогательных источников поля, удаленных от анализируемой области пространства на расстояние более $10\lambda_{\text{в среде}}$. При этом методика не использует априорной информации о пространственном распределении материальных параметров среды в анализируемой области.

***Список источников***

1. *Никольский В.В., Никольская Т.И*. Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Наука, 1989. 453 с.

2. *Бахвалов Ю.А., Князев С.Ю., Щербаков А.А*. Математическое моделирование физических полей методом точечных источников // Известия РАН. Серия физическая. 2008. Т. 72, № 9. С. 1259–1261.

3. *Рембовский Ю.А*. Теория и методы проектирования сверхширокополосных антенных систем аппаратуры радиопеленгации стационарного и мобильного базирования: дисс…докт.техн.наук / МГТУ им. Н.Э. Баумана. 2011. 434 с.

***Информация об авторах***

**Валерий Иванович Николаев**, д.т.н., профессор, научн. референт
**Юрий Геннадьевич Пастернак**, д.т.н., профессор
**Владимир Андреевич Пендюрин**, ген. директор АО «Автоматизированные системы связи»
**Сергей Михайлович Федоров**, к.т.н., доцент

***Information about the authors***

**Valery I. Nikolayev**, D.Sc. in Engineering Sciences, Professor, Research Assistant
**Yury G. Pasternak**, D.Sc. in Engineering Sciences, Professor
**Vladimir A. Pendyurin**, Director General of JSC «Automated Communication Systems»
**Sergey M. Fedorov**, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor

Статья поступила в редакцию 17.02.2022
Одобрена после рецензирования 28.02.2022
Принята к публикации 10.03.2022

The article was submitted 17.02.2022
Approved after reviewing 28.02.2022
Accepted for publication 10.03.2022

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 2. С. 55–63. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No 2. Pp. 55–63. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396.67

# Методы численного электродинамического анализа характеристик приземных и подземных антенн

**В.И. Николаев[1], Ю.Г. Пастернак[2], В.А. Пендюрин[3], С.М. Федоров[4]**
[1]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[2,4]Воронежский гос. тех. ун-т, Воронеж, Россия
[3]Автоматизированные системы связи, Воронеж, Россия
[1]v.i.nikolaev@sozvezdie.su, [2,3]infonpp-acc.ru@yandex.ru, [4]fedorov_sm@mail.ru

***Аннотация.*** *Рассмотрены методы численного электродинамического анализа характеристик приземных и подземных антенн с использованием интегро-дифференциального уравнения Поклингтона, интегрального уравнения Халлена, а также метода конечного интегрирования Вейланда. Рассмотрены особенности методов численного решения этих уравнений, проанализированы преимущества и недостатки.*

***Ключевые слова:*** *интегро-дифференциальное уравнение Поклингтона, интегральное уравнение Халлена, метод Вейланда.*

# Methods of numerical electrodynamic analysis of characteristics of surface and underground antennas

**V.I. Nikolayev, Yu.G. Pasternak[2], V.A. Pendyurin[3], S.M. Fedorov[4]**
[1]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[2,4]Voronezh State Engineering University, Voronezh, Russia
[3]Automated Communication Systems, Voronezh, Russia
[1] v.i.nikolaev@sozvezdie.su, [2,3]infonpp-acc.ru@yandex.ru, [4]fedorov_sm@mail.ru

***Abstract.*** *The methods of numerical electrodynamic analysis of the characteristics of surface and underground antennas using the Pocklington integro-differential equation, the Hallen integral equation, and the Weyland finite integration method are considered. The features of methods for the numerical solution of these equations are considered. The advantages and disadvantages of the considered methods are analyzed.*

***Keywords:*** *Pocklington integro-differential equation, Hallen integral equation, Weyland method.*

Исследование процессов излучения и рассеяния волн на тонкопроволочных элементах конструкции антенн с помощью интегральных и интегро-дифференциальных уравнений является важным направлением развития численных методов электродинамики [1, 2]. Анализ тонкопроволочных конструкций антенн в частотной или во временной области представляет практический интерес как при проектировании одиночных тонкопроволочных антенн, так и антенных решеток, состоящих из тонкопроволочных элементов, а также фидерных линий [1, 2]. Кроме того, проволочные структуры очень удобны для моделирования многих трехмерных электродинамических объектов. С начала шестидесятых годов XX века множество численных методов были проверены на структурах из тонких проводов.

В 1897 году Генри Кэбурн Поклингтон сформулировал первое интегро-дифференциальное уравнение в частотной области для полного тока, протекающего по прямой тонкой проволочной антенне, а также представил первое приближенное решение своего собственного уравнения [3]. С этого времени было проведено множество исследований формулировки уравнения Поклингтона и его численного решения. В конце тридцатых годов XX века Эрик Халлен существенно развил теорию, разработанную Поклингтоном [4]. Начав с интегро-дифференциального уравнения Поклингтона в частотной области, Халлен вывел новый тип интегрального

© Николаев В.И., Пастернак Ю.Г., Пендюрин В.А., Федоров С.М., 2022

уравнения для структур из тонких проводов. В последующем было разработано множество численных методов решения уравнений Поклингтона и Халлена [1, 5].

Важным достижением в развитии уравнения Поклингтона является расширение его исходной формулировки на проволочные структуры при наличии неидеально проводящего полупространства [6–9].

***Методы решения электродинамических задач***

В настоящей статье приведено описание трех методов решения электродинамических задач: уравнение Поклингтона, уравнение Халлена и метод Вейланда.

Рассмотрим уравнение Поклингтона, сформулированное в частотной области, на примере дипольной антенны длиной $2L$ и радиусом $a$, помещенной на глубину $d$ в среду с потерями и возбужденной с помощью сосредоточенного источника напряжения (рис. 1).

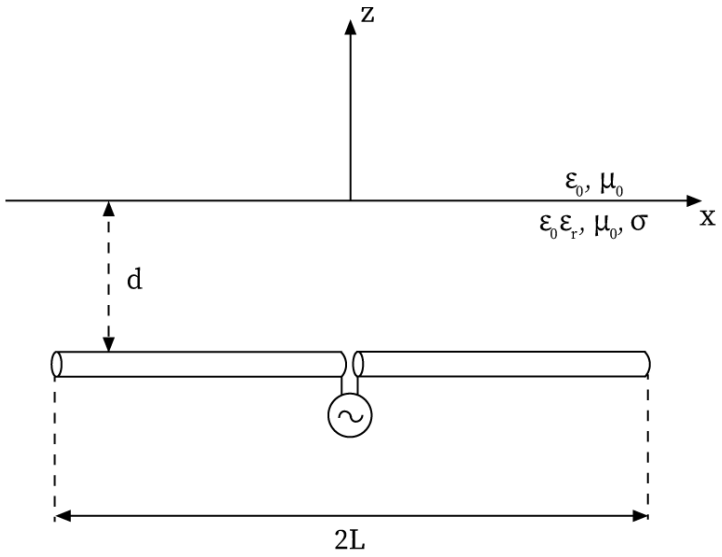



Рис. 1. Симметричный электрический вибратор в среде с потерями

Приближение тонкого провода требует, чтобы размеры провода удовлетворяли следующим соотношениям: $a \ll \lambda_0$ и $a \ll L$, где $\lambda_0$ – длина плоской волны в свободном пространстве.

Распределение тока вдоль прямой тонкой проволочной антенны, находящейся в среде с потерями, описывается интегро-дифференциальным уравнением Поклингтона. Уравнение Поклингтона может быть получено из уравнений Максвелла для гармонических полей путем учета граничных условий на границе раздела сред для тангенциальных компонент электрического поля.

Предполагая, что провод является идеально проводящим, интегро-дифференциальное уравнение Поклингтона для неизвестного распределения тока, протекающего вдоль провода, имеет вид

$$E_x^{exc} = j\omega\frac{\mu}{4\pi}\int_{-L}^{L} I(x`)\,g(x,x`)\,dx` - \frac{1}{j4\pi\omega\varepsilon_{eff}}\frac{\partial}{\partial x}\int_{-L}^{L}\frac{\partial I(x`)}{\partial x`}\,g(x,x`)\,dx`, \qquad (1)$$

где $E^{exc}$ – электрическая составляющая поля падающей волны;

$I(x`)$ – токи, возбуждаемые в диполе;

$\varepsilon_{eff} = \varepsilon_r\varepsilon_0 - j\frac{\sigma}{\omega}$ – комплексная диэлектрическая проницаемость земли с потерями;

$g(x,x`)$ – функция Грина, определяемая как

$$g(x,x`) = g_0(x,x`) - g_i(x,x`), \qquad (2)$$

где $g_0(x,x`)$ и $g_i(x,x`)$ определяются следующими выражениями:

$$g_0(x,x`)=\frac{e^{-jk_2R_1}}{R_1},\ g_i(x,x`)=\frac{e^{-jk_2R_2}}{R_2}, \quad (3)$$

где $k_2$ – постоянная распространения волны в нижней среде;

$R_1$ и $R_2$ – расстояния от источника до точки наблюдения и от изображения источника до точки наблюдения.

Влияние границы раздела сред земля–воздух учитывается с помощью коэффициента отражения Френеля для плоской волны:

$$R_{TM}=\frac{\frac{1}{n}\cos\theta-\sqrt{\frac{1}{n}-\sin^2\theta}}{\frac{1}{n}\cos\theta+\sqrt{\frac{1}{n}-\sin^2\theta}};\ \theta=\operatorname{arctg}\frac{|x-x`|}{2d};$$

$$n=\frac{\varepsilon_{eff}}{\varepsilon_0}. \quad (4)$$

Аппроксимация с помощью коэффициента отражения обеспечивает точность до 10% по сравнению с результатами, полученными с использованием строгого подхода Зоммерфельда, при условии, что проводник находится на расстоянии не менее четверти длины волны от границы раздела сред [1].

После нахождения распределения продольной составляющей тока антенны мы можем оценить величину ее комплексного входного сопротивления и диаграмму направленности [1, 2]. Для учета влияния конечной проводимости проводников антенны используется условие Леонтовича [1, 2].

После проведения процедуры алгебраизации уравнения Поклингтона (1) с использованием метода коллокаций запишем его в операторной форме:

$$K(I)=E, \quad (5)$$

где $K$ – линейный оператор;

$I$ – неизвестный ток, который необходимо найти для заданного источника возбуждения антенны $E$.

Решение с помощью метода Бубнова–Галеркина (Galerkin Bubnov Indirect Boundary Element Method, GB-IBEM) основано на разложении неизвестного тока $I(x)$ на конечную сумму линейно-независимых базисных функций $f_n(x)$ с неизвестными комплексными коэффициентами $I_n$:

$$I_n(x`)=\sum_{n=1}^{N_g}I_n f_n(x`), \quad (6)$$

где $N_g$ – общее число базисных функций.

Подставляя формулу (6) в выражение (5), получим

$$K(I)=\sum_{n=1}^{N_g}I_n K(f_n). \quad (7)$$

Обозначим $R$ как

$$R=\sum_{n=1}^{N_g}I_n K(f_n)-E \quad (8)$$

и приравняем скалярные произведения функции $R$ и весовых функций $\{W_j\}$ к нулю:

$$\int_L RW_m^*dx=0, m=1,2,\ldots,N_g, \quad (9)$$

где знак (*) обозначает комплексное сопряжение.

Учитывая линейность оператора $K$ и приравняв $W_m = f_m$, получим систему алгебраических уравнений

$$\sum_{n=1}^{N_g}\int_L K(f_n)f_m dx=\int_L Ef_m dx,\ \ m=1,2,\ldots,N_g. \quad (10)$$

Уравнение (10) известно [1, 2] как сильная формулировка Бубнова–Галеркина для интегрального уравнения Поклингтона (1). Используя симметрию ядра интегрального уравнения и принимая во внимание граничные условия Дирихле для тока на свободных концах цилиндра, получим [1, 2]:

$$\sum_{j=1}^{N_g}I_i\frac{1}{j4\pi\omega\varepsilon_{eff}}\left[\int_{-L}^{L}\frac{\partial f_j(x)}{\partial x}\int_{-L}^{L}\frac{\partial f_i(x`)}{\partial x`}g(x,x`)dx`dx+k_2^2\int_{-L}^{L}f_i(x`)g(x,x`)dx`dx\right]=\int_{-L}^{L}E_x^{inc}f_j(x)dx, \quad (11)$$

где $j=1,2,\ldots,N_g$.

Уравнение (11) известно [1, 2] как слабая формулировка интегрального уравнения (1), удобная для реализации метода GB-IBEM. Отметим, что граничные условия впоследствии включаются в систему линейных уравнений, что является важным преимуществом по сравнению с другими численными методами, например методом моментов (MOM), где все базисные и весовые функции должны удовлетворять заданным граничным условиям [8].

Результирующая система линейных алгебраических уравнений, полученная в результате сегментации провода, определяется следующим выражением:

$$\sum_{j=1}^{M} [\mathbf{Z}]_{\mathbf{ji}} \{\mathbf{I}\}_{\mathbf{i}} = \{\mathbf{V}\}_{\mathbf{j}}, \quad j = 1,2,\ldots,M, \qquad (12)$$

где вектор $\{\mathbf{I}\}$ состоит из комплексных амплитуд базисных функций искомого тока;

$[\mathbf{Z}]_{\mathbf{ji}}$ – матрица, отображающая взаимодействие *i*-го граничного элемента источника и *j*-го граничного элемента:

$$[\mathbf{Z}]_{\mathbf{ji}} = \frac{1}{j4\pi\omega\varepsilon_{eff}} \left[ \int_{-L}^{L} \{\mathbf{D}\}_{\mathbf{j}} \int_{-L}^{L} \{\mathbf{D}`\}^T g(x,x`)\,dx`dx + k_2^2 \int_{-L}^{L} \{\mathbf{f}\}_{\mathbf{j}} \int_{-L}^{L} \{\mathbf{f}`\}^T g(x,x`)\,dx`dx \right]. \qquad (13)$$

Матрицы $\{\mathbf{f}\}$ и $\{\mathbf{f}`\}$ включают в себя значения базисных функций, а матрицы $\{\mathbf{D}\}$ и $\{\mathbf{D}`\}$ – значения их производных; $M$ – общее количество отрезков разбиения проводника; $\Delta l_i$ и $\Delta l_j$ – ширина *i*-го и *j*-го отрезков.

Векторы $\{\mathbf{V}\}_{\mathbf{j}}$ состоят из величин наведенных электродвижущих сил в *j*-м сегменте проводника:

$$\{\mathbf{V}\}_{\mathbf{j}} = \int_{\Delta l_j} E_x^{inc} \{\mathbf{f}\}_{\mathbf{j}}\,dx, \qquad (14)$$

где величина $E_x^{inc}$ означает $x$ – компоненту электрического поля стороннего источника и определяется выражением

$$E_x^{inc} = \frac{V_g}{\Delta l_g}, \qquad (15)$$

где $V_g$ – напряжение запитки;

$\Delta l_g = \Delta x$ – зазор между клеммами запитки антенны.

В работе [1] показано, что использование линейной аппроксимации тока на элементах разбиения обеспечивает устойчивость процедуры численного решения уравнения Поклингтона.

Рассмотрим далее формулировку интегрального уравнения Халлена и метод его численного решения [10].

Векторный потенциал Герца в произвольной точке вблизи антенны (рис. 1) имеет две составляющие: $\overline{\Pi}_1 = \Pi_{x1}\hat{x} + \Pi_{z1}\hat{z}$ [10]. Тангенциальная составляющая рассеянного электрического поля может быть выражена как

$$E_{x1}^{sct}(x,x`) = \left[ \frac{\partial^2}{\partial x^2} - \underline{\gamma}_1^2 \right] \Pi_{x1} + \frac{\partial^2 \Pi_{z1}}{\partial x \partial z}, \qquad (16)$$

где

$$\Pi_{x1} = \frac{1}{4\pi\sigma} \int_{-l}^{l} I(x`) \left[ g_0(x,x`) - g_i(x,x`) + U_{11} \right] dx`, \qquad (17\,а)$$

$$\Pi_{z1} = \frac{1}{4\pi\sigma} \int_{-l}^{l} I(x`) \frac{\partial W_{11}}{\partial x}\,dx`, \qquad (17\,б)$$

где $I(x`)$ – распределение тока вдоль антенны ($x`$ – ось провода);

$$U_{11} = \int_{\alpha=0}^{\infty} \tilde{T}_{\eta 1}(\alpha) e^{-u_1(z+h)} \frac{\alpha}{u_1} J_0(\alpha\rho)\,d\alpha; \qquad (18\,а)$$

$$W_{11} = \int_{\alpha=0}^{\infty} \tilde{T}_{\eta 2}(\alpha) e^{-u_1(z+h)} \frac{\alpha}{u_1} J_0(\alpha\rho)\,d\alpha, \qquad (18\,б)$$

где $\tilde{T}_{\eta 1}(\alpha) = \dfrac{2u_1}{u_0 + u_1}$;

$\tilde{T}_{\eta 2}(\alpha) = \dfrac{2u_1(u_0 - u_1)}{\underline{\gamma}_1^2 u_0 + \underline{\gamma}_0^2 u_1}$;

$J_0(\alpha\rho)$ – функция Бесселя нулевого порядка первого рода;

$u_i = \sqrt{\alpha^2 + \underline{\gamma}_i^2}$;

$i = 0,1$.

Учитывая формулы (19 а) и (19 б), выражение (16) приобретает вид

$$E_{x1}^{sct}(x,x`)=\frac{1}{4\pi\sigma_{-1}}\int_{-l}^{l}I(x`)G(x,x`)dx`, \quad (19\text{ а})$$

$$G(x,x`)=\left[\frac{\partial^2}{\partial x^2}-\underline{\gamma}_1^2\right]\left(g_0(x,x`)-g_i(x,x`)+U_{11}\right)+$$

$$+\frac{\partial^2}{\partial x\partial z}\left(\frac{\partial W_{11}}{\partial x}\right). \quad (19\text{ б})$$

Часто используется упрощенная формулировка функции Грина (19 б), имеющая следующий вид:

$$G(x,x`)=\left[\frac{\partial^2}{\partial x^2}-\underline{\gamma}_1^2\right]\left(g_0(x,x`)-\right.$$

$$\left.-g_i(x,x`)+U_{11}\right). \quad (20)$$

Интегральное уравнение Халлена может быть выведено как решение уравнения Поклингтона как дифференциального уравнения при учете граничных условий для суммарной тангенциальной составляющей электрического поля в любой заданной точке поверхности антенны.

Интегральное уравнение Халлена записывается в следующем виде [10]:

$$\int_{-l}^{l}I(x`)\left[g_0(x,x`)-g_i(x,x`)+U_{11}\right]dx`-$$

$$-C\cos\left(j\gamma_{-1}x\right)=j\frac{n}{60}U\sin\left(j\underline{\gamma}_1x\right), \quad (21\text{ а})$$

где $C$ – постоянная интегрирования.

Учитывается, что ток обращается в ноль на концах проводника:

$$I(-L)=I(L)=0. \quad (21\text{ б})$$

При численном решении уравнения Халлена часто используется полиномиальная аппроксимация пространственного распределения тока [11–14].

В настоящее время известны многочисленные публикации по обобщению методов анализа антенн, опирающихся на использование уравнения Поклингтона и уравнения Халлена на случай толстых проводников, в которых учитываются не только продольные, но и азимутальные и радиальные компоненты токов. Тем не менее, более универсальным подходом к анализу подземных антенн является использование метода конечного интегрирования Вейланда [14], не имеющего ограничений по геометрии и материальным свойствам анализируемых электродинамических объектов. По этой причине именно метод Вейланда был выбран в качестве основного метода численного анализа приземных и подземных антенн, рассмотренных в настоящей статье.

Метод конечного интегрирования (Finite Integration Method – FIT) [14], разработанный профессором Вейландом в 1977 году, основан на дискретной переформулировке уравнений Максвелла, записанных в интегральной форме, и позволяет моделировать электромагнитные поля в электродинамических структурах со сложной геометрией, включающих неоднородные и анизотропные среды с потерями электрического и магнитного характера. Использование интегральной формы уравнений Максвелла в методе Вейланда [14] позволяет обеспечить высокую устойчивость процедуры численного анализа электродинамических структур.

Первый шаг дискретизации FIT-метода Вейланда состоит в задании граничных условий для решаемой электродинамической задачи. Задача расчета электромагнитного поля рассматривается как односвязная и ограниченная областью пространства $\Omega\in R^3$. Следующий шаг состоит в разложении области $\Omega$ на конечное число симплициальных ячеек $V_i$ (таких как тетраэдры или гексаэдры). Разбиение должно осуществляться с соблюдением условия, при выполнении которого все ячейки точно соответствуют друг другу: пересечение двух разных ячеек либо пусто, либо представляет собой двумерный многоугольник, одномерное ребро, общее для обеих ячеек или точки. Это разложение создает конечный набор симплициальных ячеек $G$, который выполняет роль вычислительной сетки.

FIT-метод Вейланда [14] не ограничивается только трехмерными декартовыми сетками координат. Для расчета могут использоваться все типы координатных сеток, ортогональных и не ортогональных [15, 16]. Также используются согласованные подсетки, применяемые для локального уточнения сетки [17].

Каждое ребро ячеек включает в себя начальную ориентацию, т.е. такое направление,

при котором объединение всех ребер этой ячейки можно описать как ориентированный граф [19]. Аналогичным образом с данным направлением будут связаны и многоугольные грани ячеек.

Для простоты описания FIT-метода Вейланда [14] предполагают, что анализируемая область $\Omega$ имеет форму прямоугольного параллелепипеда, и процедура дискретизации проводится с применением аппарата тензорной алгебры, в результате чего мы получаем набор ячеек

$$G := \left\{ V_{i,j,k} \in R^3 \middle| \begin{matrix} V_{i,j,k} := [x_i, x_{i+1}] \times [y_j, y_{j+1}] \times [z_k, z_{k+1}] \\ i = 1,\ldots,I-1,\ j = 1,\ldots,J-1, k = 1,\ldots,K-1 \end{matrix} \right\}, \quad (22)$$

где узлы ($x_i$, $y_j$, $z_k$) пронумерованы координатами $i$, $j$ и $k$ вдоль осей $x$, $y$ и $z$. Это позволяет сформировать $N_p := I \cdot J \cdot K$ точек сетки для $(I-1)\cdot(J-1)\cdot(K-1)$ ячеек сетки.

После определения набора ячеек сетки $G$ дальнейшее рассмотрение FIT-метода Вейланда может быть ограничено только одной ячейкой $V_n$. Запишем закон Фарадея в интегральной форме

$$\oint_{\partial A} \vec{\mathbf{E}}(\vec{\mathbf{r}},t)\, d\vec{\mathbf{s}} = -\int\int_{A} \frac{\partial}{\partial t} \vec{\mathbf{B}}(\vec{\mathbf{r}},t)\, d\vec{\mathbf{A}} \quad (23)$$

и переформулируем его для грани $A_z(i,j,k)$ ячейки $V_n$ (рис. 2) в виде обыкновенного дифференциального уравнения

$$\hat{e}_x(i,j,k) + \hat{e}_y(i+1,j,k) - \hat{e}_x(i,j+1,k) - \\ -\hat{e}_y(i,j,k) = -\frac{d}{dt}\hat{\hat{b}}_z(i,j,k), \quad (24)$$

где скалярная величина $\hat{e}_x(i,j,k)$ – электрическое напряжение вдоль одного ребра поверхности $A_z(i,j,k)$, вычисляемая как значение интеграла напряженности электрического поля вдоль этого ребра. Скалярная величина $\hat{\hat{b}}_z(i,j,k)$ представляет собой магнитный поток, т.е. интеграл плотности магнитного потока через грань $A_z(i,j,k)$. Ориентация ребер ячейки будет влиять на знаки в формуле (24). Уравнение (24) является частным случаем формулы (23) для рассматриваемой поверхности ячейки.

Интегральная формулировка закона Фарадея (23) справедлива для каждой отдельной грани $A(i,j,k)$ набора $G$, а дискретный подход (24) может быть легко расширен на другие площади граней $A = \cup A(i,j,k)$. Аналогичный подход используется и для вычисления значений поверхностных интегралов.

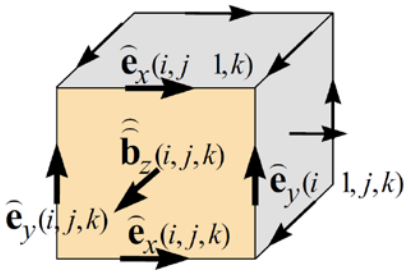



Рис. 2. Ячейка $V_{i,j,k-1}$ из набора ячеек $G$ с распределением электрических напряжений $\hat{e}$ на ребрах ячейки $A$ и магнитного потока $\hat{\hat{b}}$ через грани

Учитывая направления силовых линий электрического и магнитного полей при вычислении значений напряжений $\hat{e}(i,j,k)$ и магнитных потоков $\hat{\hat{b}}(i,j,k)$ на всем наборе ячеек $G$, объединяем их в векторы-столбцы так, чтобы сначала ячейки выстраивались по оси $x$, затем по $y$ и далее – по оси $z$, а затем получаем соответствующие векторы напряжений и магнитных потоков:

$$\hat{e} = \left( \hat{e}_{x,n} \middle| \hat{e}_{y,n} \middle| \hat{e}_{z,n} \right)^T_{n=1,\ldots,N_p} \in R^{3N_p}, \quad (25)$$

$$\hat{\hat{b}} = \left( \hat{\hat{b}}_{x,n} \middle| \hat{\hat{b}}_{y,n} \middle| \hat{\hat{b}}_{z,n} \right)^T_{n=1,\ldots,N_p} \in R^{3N_p}. \quad (26)$$

Уравнения (24) для всех граней и ребер ячеек можно записать в матричной форме:

$$\begin{pmatrix} & \cdots & \cdots & \cdots & & \\ 1 & \cdots & 1 & \cdots & -1 & \cdots & -1 \\ & \cdots & \cdots & \cdots & & \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{e}_{n1} \\ \vdots \\ \hat{e}_{n2} \\ \vdots \\ \hat{e}_{n3} \\ \vdots \\ \hat{e}_{n4} \end{pmatrix} = -\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \vdots \\ \hat{\hat{b}}_n \\ \vdots \end{pmatrix}. \quad (27)$$

$C$ $\hat{e}$ $\hat{\hat{b}}$

Матрица $C$ содержит только топологическую информацию о взаимной ориентации ребер ячеек внутри набора ячеек $G$, поэтому она состоит только из коэффициентов $C_{i,j} \in \{-1,0,1\}$ и представляет собой дискретную форму оператора ротора на сетке ячеек 0.

Рассмотрим далее дискретную форму оператора дивергенции. Она выводится из 4-го уравнения Максвелла, постулирующего отсутствие магнитных зарядов:

$$\int\int_{\partial V} \vec{\mathbf{B}}(\vec{\mathbf{r}},t)\, d\vec{\mathbf{A}} = 0 \,\forall V \in R^{3N_p}, \quad (28)$$

которое применяется для ячейки $V_{i,j,k}$, показанной на рис. 3.

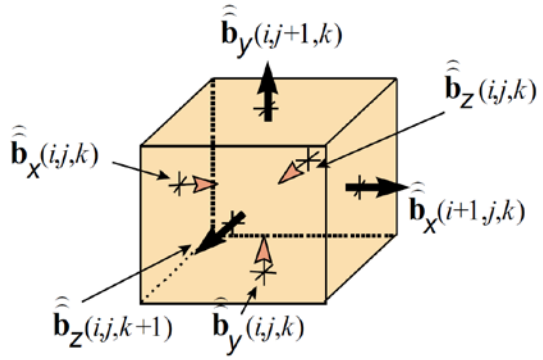



Рис. 3. Распределение шести магнитных потоков через грани ячейки, которые необходимо учитывать при оценке интеграла по замкнутой поверхности при отсутствии магнитных зарядов внутри ячейки

Оценка поверхностного интеграла в (28) для анализируемой ячейки (рис. 3) приводит к следующему выражению:

$$-\hat{\hat{b}}_x(i,j,k) + \hat{\hat{b}}_x(i+1,j,k) - \hat{\hat{b}}_y(i,j,k) + \\ + \hat{\hat{b}}_y(i,j+1,k) - \hat{\hat{b}}_z(i,j,k) + \hat{\hat{b}}_z(i,j,k+1) = 0. \quad (29)$$

Это соотношение для одной ячейки может быть расширено для всего набора ячеек $G$:

$$\begin{pmatrix} & & \cdots & \cdots & & & \\ . & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & . \\ & & \cdots & \cdots & & & \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vdots \\ \hat{\hat{b}}_{m1} \\ \hat{\hat{b}}_{m2} \\ \hat{\hat{b}}_{m3} \\ \hat{\hat{b}}_{m4} \\ \hat{\hat{b}}_{m5} \\ \hat{\hat{b}}_{m6} \end{pmatrix} = 0. \quad (30)$$

$S$ $\hat{\hat{b}}$

Матрица дискретной дивергенции (источника) $S \in R^{N_p \times 3N_p}$ также зависит только от топологии сетки, как и дискретная матрица $C$ [19].

Дискретизация двух оставшихся уравнений Максвелла в рамках метода конечного интегрирования требует введения второго набора ячеек $\tilde{G}$, который является дуальным к первичному набору $G$. Узлы сетки $\tilde{G}$ задаются как центры ячеек $G$ (рис. 4).

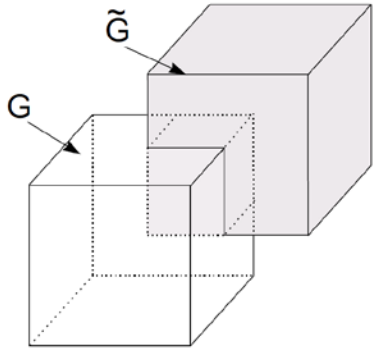



Рис. 4. Пространственное размещение ячейки и дуальной ячейки

Из этого определения следует, что существует взаимно однозначное отношение между ребрами ячеек $G$, пересекающими поверхности ячеек $\tilde{G}$, и наоборот. Вдоль ребер $\tilde{L}_k$ дуальной сетки мы интегрируем напряженности магнитного поля, порождающие магнитодвижущую силу $\hat{h}_k = \int_{\tilde{L}_k} \vec{\mathbf{H}} d\vec{\mathbf{s}}$. На поверхности ячеек $\tilde{G}$ диэлектрические потоки и электрические токи распределяются по аналогии с электрическими напряжениями и магнитными потоками в $G$. Следовательно, полный интеграл плотности заряда в дуальной ячейке $\tilde{V}$ может быть связан с дискретным зарядом в одной точке первичной сетки $G$, помещенной внутрь $\tilde{V}$.

Дискретизация закона Ампера в интегральной форме

$$\oint_{\partial\tilde{A}} \vec{\mathbf{H}}(\vec{\mathbf{r}},t)\, d\vec{\mathbf{s}} = \int\int_{A} \left( \frac{\partial}{\partial t} \vec{\mathbf{D}}(\vec{\mathbf{r}},t) + \vec{\mathbf{J}}(\vec{\mathbf{r}},t) \right) d\vec{\mathbf{A}} \quad (31)$$

может быть выполнена для произвольной грани $\tilde{A}$ дуальной ячейки $\tilde{V}$, по аналогии с законом Фарадея, путем суммирования магнитных напряжений для определения тока смещения и тока проводимости, текущих через рассматриваемую грань ячейки.

Дискретизация закона Гаусса, записанного в интегральной форме для ячеек дуальной сетки, проводится следующим образом. Проведение процедур дискретизации для дуального набора ячеек позволяет получить матричные уравнения с топологическими операторами $C$ для дуального дискретного ротора и $S$ для дуальной дискретной дивергенции. Для двойного набора ячеек $\{G,\tilde{G}\}$ дискретные матричные уравнения можно записать в следующем виде:

$$C\tilde{e} = -\frac{d}{dt}\hat{\tilde{b}}, \; \tilde{C}\tilde{h} = -\frac{d}{dt}\hat{\tilde{d}} + \hat{\tilde{j}}, \quad (32)$$

$$S\hat{\tilde{b}} = 0, \; \tilde{S}\hat{\tilde{d}} = q. \quad (33)$$

Безвихревые электромагнитные поля в области $\Omega$ могут быть представлены как градиентные поля скалярных потенциалов, согласно лемме Пуанкаре.

Таким образом, использование метода Вейланда при решении электродинамических задач сводится к дискретному представлению системы уравнений Максвелла в интегральной форме, решаемой в пространственно-временной или пространственно-частотной области.

В заключение отметим, что все три рассмотренных выше метода – метод интегро-дифференциального уравнения Поклингтона, метод интегрального уравнения Халлена и метод конечного интегрирования Вейланда – являются эффективным инструментом анализа характеристик приземных и подземных антенн.

Основным преимуществом интегро-дифференциального уравнения Поклингтона по сравнению с интегральным уравнением Халлена является простота его формулировки и численного решения [19]. Серьезным недостатком метода Поклингтона является квазисингулярность ядра уравнения Поклингтона из-за наличия дифференциального оператора. Данная проблема может быть устранена путем использования слабой формулировки уравнения Поклингтона при использовании в качестве метода его алгебраизации метода Бубнова–Галеркина [19].

Получение интегрального уравнения Халлена [11] для анализируемой антенной системы, состоящей из совокупности проволочных элементов, связано с более громоздкими математическими выкладками, чем при использовании уравнения Поклингтона. Однако в случае использования уравнения Халлена нет проблемы квазисингулярности ядра, поскольку в уравнении Халлена отсутствует дифференциальный оператор.

Метод конечного интегрирования Вейланда является универсальным подходом, позволяющим решать широкий круг электромагнитных задач, в том числе при использовании сложной морфологии анализируемых структур, включающих в себя среды с электрическими и магнитными потерями, неоднородные и анизотропные среды. Однако применение метода Вейланда связано с весьма высокими требованиями к вычислительным мощностям и оперативной памяти компьютеров.

***Список источников***

1. *Poljak D.* Advanced Modeling in Computational electromagnetic Compatibility. John Wiley and Sons, New York, 2007. 520 p.

2. *Poljak Dragan, Drissi Khalil El Khamlichi.* Computational Methods in Electromagnetic Compatibility. Antenna Theory Approach Versus Transmission Line Models. John Wiley and Sons, New York, 2018. 432 p.

3. *Pocklington H.C.* Electrical Oscillations in Wires // Proc. Camb. Phil. Soc. 1897. Vol. 9. Pp. 324–332.

4. *Hallén's E.* Theoretical investigations into the transmitting and receiving qualities of antennae // Nova Acta (Uppsala). 1938. Vol. 11. Pp. 1–44.

5. *R.P. Silvester, R. L. Ferrari,* Finite Elements for Electrical Engineers. 3rd edition. Cambridge University Press, 1996. 494 p.

6. *Miller E.K., Poggio A.J., Burke G.J., Selden E.S.* Analysis of wire antennas in the presence of a conducting half-space. Part I. The vertical antenna in free space // Canadian Journal of Physics. 1972, 50, pp. 879–888.

7. *Miller E.K., Poggio A.J., Burke G.J., Selden E.S.* Analysis of wire antennas in the presence of a conducting half-space. Part II. The horizontal antenna in free space // Canadian Journal of Physics. 50, 1972, pp. 2614–2627.

8. *Sarkar T.K.* Analysis of arbitrarily oriented thin wire antennas over a plane imperfect ground // Archiv fur elektronik und ubertragungstechnik. Vol. 31. 1977. Pp. 449–457.

9. *Parhami P. Mittra R.* Wire antennas over a lossy half-space // IEEE Trans. 1980. Vol. Ap-28. Pp. 397–403.

10. *Rancic M., Rancic P.* Horizontal linear antennas above a lossy half-space: A new model for the Sommerfeld's integral kernel // Int. J. El. Commun. AEU. 2011. Vol. 65(10). Pp. 879–887.

11. *Rancic M., Aleksic S.* Horizontal dipole antenna very close to lossy half space surface. Electrical Review. 2012. Vol. 7b. Pp. 82–85.

12. *Rancic M., Jankoski R., Silvestrov S., Aleksic S.* Analysis of Horizontal Thin-Wire Conductor Buried in Lossy Ground: New Model for Sommerfeld Type Integral, Engineering Mathematics in electromagnetics, fluid mechanics, material physics and financial engineering, Ch. 3 in Springer Proc. in Mathematics and Statistics. Springer, Heidelberg, 2016. 341 p.

13. *Poljak D. and Rančić M.* On the Frequency Domain Analysis of Straight Thin Wire Radiating Above a Lossy Half-Space: Pocklington equation versus Hallén equation revisited // 80th Anniversary of the Hallén Integral Equation 26th International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM). 2018. Pp. 1–6. doi: 10.23919/SOFTCOM.2018.8555820.

14. *Weiland T.* A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields // Electronics and Communications, AEU. 1977. Vol. 31, No. 3. Pp. 116–120.

15. *Van Rienen U. and Weiland T.* Triangular discretization method for the evaluation of RF-fields in cylindrically symmetric cavities // IEEE Transactions on Magnetics, 1985. Vol. MAG-21, No. 6. Pp. 2317–2320.

16. *Schuhmann R. and Weiland T.* A stable interpolation technique for FDTD on nonorthogonal grids // International Journal on Numerical Modelling. 1998. Vol. 11. Pp. 299–306.

17. *Thoma P. and Weiland T.* A consistent subgridding scheme for the finite difference time domain method // International Journal of Numerical Modelling. 1996. Vol. 9. Pp. 359–374.

18. *Chen W.K.* Graph Theory and It's Engineering Applications // Advanced Series in Electrical and Computer Engineering, World Scientific, Singapore. 1997. Vol. 5. 698 p.

19. *Tonti E.* On the Geometrical Structure of Electromagnetism. In Gravitation, Electromagnetism and Geometrical Structures, for the 80th birthday of A. Lichnerowicz. Edited by G. Ferrarese. 1995. Pitagora Editrice Bologna. Pp. 281–308.

***Информация об авторах***

**Валерий Иванович Николаев**, д.т.н., профессор, научный референт
**Юрий Геннадьевич Пастернак**, д.т.н., профессор
**Владимир Андреевич Пендюрин**, ген. директор АО «Автоматизированные системы связи»
**Сергей Михайлович Федоров**, к.т.н., доцент

***Information about the authors***

**Valery I. Nikolayev**, D.Sc. in Engineering Sciences, Professor, Research Assistant
**Yury G. Pasternak**, D.Sc. in Engineering Sciences, Professor
**Vladimir A. Pendyurin**, Director General of JSC «Automated Communication Systems»
**Sergey M. Fedorov**, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor

Статья поступила в редакцию 02.03.2022
Одобрена после рецензирования 14.03.2022
Принята к публикации 24.03.2022

The article was submitted 02.03.2022
Approved after reviewing 14.03.2022
Accepted for publication 24.03.2022

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 2. С. 64–75. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No 2. Pp. 64–75. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396.662

# Влияние нелинейности детектора на спектр выходного сигнала системы ФАПЧ со смесителем в опорном канале

**С.К. Романов[1], Н.М. Тихомиров[2], А.В. Леньшин[3], В.Н. Тихомиров[4]**
[1,2,4]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[3]ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина, Воронеж, Россия
[1]skromanov@rambler.ru, [2]n.m.tihomirov@sozvezdie.su, [3]andrey-lenshin@yandex.ru, [4]v.n.tihomirov@sozvezdie.su

***Аннотация.*** *Разработана методика определения спектра помех в выходном сигнале импульсной системы ФАПЧ с двумя ветвями в цепи между управляемым генератором (УГ) и импульсно-фазовым детектором (ИФД) с нелинейной характеристикой. Одна ветвь представляет собой дробный делитель частоты (ДДПКД) с дельта-сигма модулятором (DSM), а другая – это последовательное соединение первого делителя частоты, смесителя (СМ) и второго делителя частоты. Построены непрерывная и импульсная модели этой ФАПЧ. Приведены примеры расчетов спектров выходного сигнала синтезатора частот на этой ФАПЧ с несколькими видами нелинейностей ИФД. Предложена методика компенсации помех в выходном сигнале ФАПЧ с помощью введения дополнительных токов утечки на выходе ИФД.*

***Ключевые слова:*** *фазовая автоподстройка частоты, синтезатор частот, дробный делитель частоты, нелинейность детектора, математическая модель, мертвая зона, дополнительный ток утечки, коэффициент деления.*

# Influence of detector nonlinearity on the output signal spectrum of a PLL system with a mixer in the reference channel

**S.K. Romanov[1], N.M. Tikhomirov[2], A.V. Lenshin[3], V.N. Tikhomirov[4]**
[1,2,4]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[3]Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin, Voronezh, Russia
[1]skromanov@rambler.ru, [2]n.m.tihomirov@sozvezdie.su, [3]andrey-lenshin@yandex.ru, [4]v.n. tihomirov@sozvezdie.su

***Abstract.*** *A technique for determining the noise spectrum in the output signal of a pulsed PLL system with two branches in the circuit between a controlled oscillator (CO) and a pulse-phase detector (PPD) with a nonlinear characteristic is developed. One branch is a fractional frequency divider (FFDD) with a delta-sigma modulator (DSM), and the other is a serial connection of the first frequency divider, mixer and the second frequency divider. Continuous and pulsed models of this PLL are constructed. Examples of calculations of the spectra of the output signal of a frequency synthesizer on this PLL with several types of PPD nonlinearities are given. A technique for compensating for interference in the PLL output signal by introducing the additional leakage currents at the PPD output is proposed.*

***Keywords:*** *phase locked loop, frequency synthesizer, fractional frequency divider, detector non-linearity, mathematical model, dead zone, additional leakage current, division factor.*

Одним из основных вопросов при разработке синтезаторов частот (СЧ) для аппаратуры радиосвязи является обеспечение требуемого быстродействия в режиме перестройки в диапазоне частот с определенным шагом и малого уровня собственных помех в стационарном режиме. Широко используемые на практике СЧ на основе систем импульсной фазовой автоподстройки частоты (СЧифапч) с делителями частоты в цепи обратной связи (ДЧос) с целочисленными (ДПКД) или дробными (ДДПКД) переменным коэффициентами деления в $N$ раз [1], обладая рядом положительных свойств, не всегда обеспечивают требуемый малый уровень собственных помех в полосе пропускания системы автоподстройки из-за эффекта умножения шумов в $N(N>>1)$ раз. Для уменьшения этого эффекта разработчики СЧифапч, применяя си-

© Романов С.К., Тихомиров Н.М., Леньшин А.В., Тихомиров В.Н., 2022

стему автоподстройки в качестве фильтрующего устройства, отказываются от использования ДДПКД в цепи обратной связи, представляющей тракт приведения частоты (ТПЧ) выходного сигнала УГ к частоте сравнения в импульсно-фазовом детекторе (ИФД) с зарядовой накачкой (ИФДзн). В качестве ТПЧ используют смесители числом до двух [2] и более [3], на которые из специального устройства – датчика опорных частот – подаются сигналы, дискретно-перестраиваемые по частоте. С применением таких ТПЧ выполняется условие $N=1$ и, соответственно, малый уровень помех в полосе пропускания ИФАПЧ, но возникает задача введения в синхронизм УГ в широком диапазоне частот. Для решения этой задачи в [4, 5] предлагается использование коммутируемых ТПЧ, работающих на двух интервалах времени.

Еще одно направление в разработках быстродействующих СЧ с малым уровнем помех представлено в [6, 7]. Оно занимает промежуточное место по реализации требования обеспечения минимального уровня помех в составе выходного сигнала. В этих работах предлагается использовать систему ИФАПЧ с одним смесителем в ТПЧ, позволяющую уменьшить уровень помех выходного сигнала СЧ за счет уменьшения значения коэффициента $N$ и собственных помех элементов системы (как шумовых, так и детерминированных). В работе [8] предложены математические модели для расчета спектров шумов выходного сигнала такого СЧифапч и матричные математические модели для расчета времени переходных процессов. В этих моделях при расчетах спектров не учитывалась дискретность помех, создаваемая DSM, применяемым в ДДПКД. Также не учитывалось влияние нелинейности, вызванной наличием мертвой зоны в ИФДзн, на увеличение уровня дискретных помех в составе спектра выходного сигнала. Эти вопросы, а также предложенное в [9, 10] и в других источниках введение дополнительного тока утечки $iyt$ в составе выходного зарядного и разрядного токов ИФДзн для уменьшения влияния его нелинейностей на уровень дискретных помех на выходе рассмотрены в настоящей работе. Найдена зависимость значения тока утечки $iyt$ от параметров системы ИФАПЧ и типа применяемого DSM в ДДПКД.

Блок-схема исследуемой системы ИФАПЧ показана на рис. 1. Она отличается от предложенной в [6, 7] наличием дополнительного делителя частоты $1/K$ в цепи УГ-СМ. Теоретические результаты иллюстрируются на ИФАПЧ 3-го и 4-го порядков.

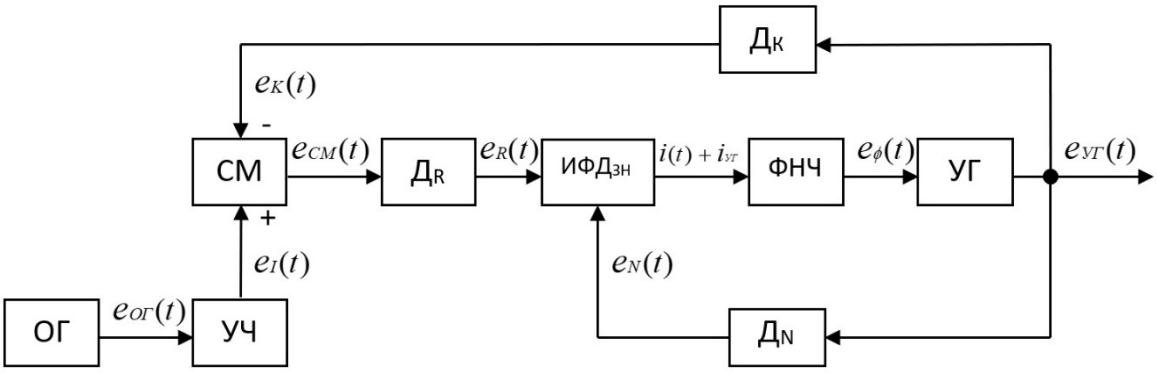



Рис. 1. Блок-схема системы ИФАПЧ

На рис. 1 обозначено: ОГ – опорный генератор, формирующий сигнал вида $e_{\text{ОГ}}(t)=$ $=V_{\text{ОГ}}\sin\left(\omega_{\text{ОГ}}t+\varphi_{\text{ОГ}}(t)\right)$, где $V_{\text{ОГ}}$ – амплитуда сигнала, $\omega_{\text{ОГ}}$ – номинальная (средняя) частота сигнала, $\varphi_{\text{ОГ}}(t)$ – отклонение фазы сигнала; УГ – управляемый по частоте генератор, формирующий сигнал вида $e_{\text{УГ}}(t)=V_{\text{УГ}}\sin\left(\omega_{\text{УГС}}t+\varphi_{\text{УГ}}(t)\right)$, где $V_{\text{УГ}}$ – амплитуда сигнала, $\omega_{\text{УГС}}=N_m\cdot\omega_R+\Delta\omega_{\text{УГ}}$ – частота сигнала, $N_m$ – некоторый коэффициент деления, $\Delta\omega_{\text{УГ}}$ – отклонение частоты от номинала $N_m\cdot\omega_R$, $\varphi_{\text{УГ}}(t)$ – отклонение фазы сигнала; $\Delta\omega_{\text{УГ}}$ связана с напряжением на выходе фильтра нижних частот (ФНЧ) $e_\Phi(t)$ соотношением $G_{\text{УГ}}(s)=\dfrac{\Delta\omega_{\text{УГ}}(s)}{\Delta e_\Phi(s)}=2\pi\cdot sug$, где $e_\Phi(t)=$ $=e_{\Phi0}+\Delta e_\Phi(t)$, $e_{\Phi0}$ – стационарное значение

$e_{\Phi}(t)$, $sug$ – крутизна управления УГ; УЧ – умножитель частоты, сигнал на выходе которого $e_I(t)$ имеет частоту $\omega_I = \omega_{\text{ОГ}} \cdot I$, где $I$ – коэффициент умножения; $Д_N$ – делитель частоты, сигнал на выходе которого $e_N(t)$ имеет частоту $\omega_N = \omega_{\text{УГС}} / N_n$, где $N_n$ – коэффициент деления делителя $Д_N$ ($n$ в $N_n$ подчеркивает, что с каждым $n$ тактом $e_N(t)$ коэффициент деления $N_n$ меняется). В состав делителя $Д_N$ входит (как правило) DSM порядка $dsm_order$ (могут быть разного типа [11]) для уменьшения уровня помех с частотами, кратными шагу сетки частот, в составе выходного сигнала ИФАПЧ.

Коэффициент деления $N_n$ представим в виде $N_n = N0 + \Delta N_n$, где $N0$ – целая и $\Delta N_n$ – дробная части. Последовательность $\Delta N_n$ периодична, ее период зависит от емкости $m$ накапливающих сумматоров DSM, типа DSM, его порядка и числа $a$, поступающего на вход DSM. Средний коэффициент деления ДДПКД за период $\Delta N_n$ определяется как

$$Nm = N0 + \sum_{n=1}^{k \bullet m} \frac{\Delta N_n}{k \bullet m} = N0 + \frac{a}{m},$$

где $k$ – некоторое число, зависящее от структуры DSM и числа $a$. Например, $k = 4$ для DSM MASH111 и при $a = 1$ или $a = m - 1$.

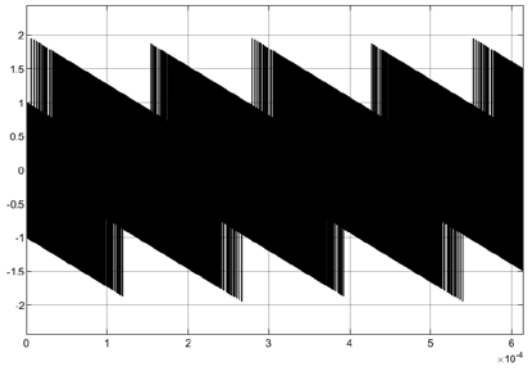
Для нахождения значения тока утечки $iyt$ в схеме ИФАПЧ для различных типов DSM необходимо проанализировать зависимости $\sum_{n=1}^{k \bullet m} (\Delta N_n - a / m)$. Типичная зависимость $\sum_{n=1}^{k \bullet m} (\Delta N_n - a / m)$ для DSM MASH111 показана на рис. 2. Размах зависимости $\sum_{n=1}^{k \bullet m} (\Delta N_n - a / m)$

$$P = Max[\sum_{n=1}^{k \bullet m} (\Delta N_n - a / m)] - Min[\sum_{n=1}^{k \bullet m} (\Delta N_n - a / m)]$$

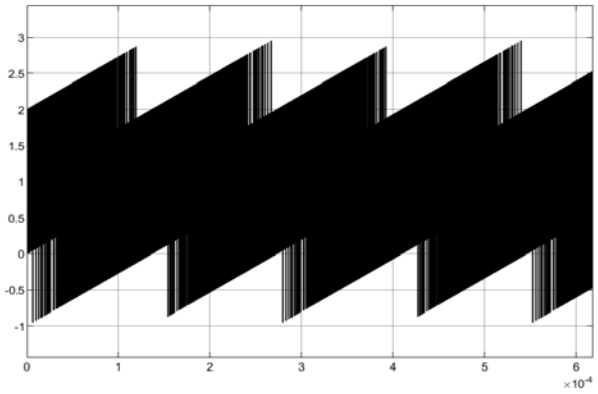
определяет необходимое значение тока утечки. Предложено определять его из выражения

$$iyt = P \cdot ifd / (2Nm), \qquad (1)$$

где $ifd$ – амплитуда токов накачки заряда и разряда ИФДзн.



а)



б)

Рис. 2. Зависимость $\sum_{n=1}^{k \bullet m} (\Delta N_n - a / m)$ для DSM MASH111, $m = 2\,\text{^}\,14$, среднее значение частоты работы ИФДзн $Fifd = \sim 120$ Mgz:
а) $a$ = 1, б) $a$ = $m$ – 1

Найденные значения параметра $P$ для различных типов DSM [11] приведены в таблице 1.

Таблица 1

| Тип DSM | MASH11 | MASH111 | MASH1111 | MASH111 | MASH2-1 | FF3 | FB3 | MASH1-2 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $P$ | ~2 | ~4 | ~8 | ~4 | ~7.4 | ~2.22 | ~5.2 | ~4 |

На рис. 1 обозначено: $Д_К$ – делитель, сигнал на выходе которого $e_К(t)$ имеет частоту $\omega_К = \omega_{УГ} / K$, где $K$ – коэффициент деления делителя $Д_К$; СМ – смеситель, сигнал на выхо-

де которого $e_{\text{СМ}}(t)$ имеет частоту $\omega_{\text{СМ}} = \omega_{\text{ОГ}} \cdot I - \omega_{\text{УГС}}/K$; $Д_R$ – делитель, сигнал на выходе которого $e_R(t)$ имеет частоту $\omega_R = \left(\omega_{\text{ОГ}} \cdot I - \omega_{\text{УГС}}/K\right)/R$; ИФДзн – ИФД с зарядовой накачкой, – детектор, который вырабатывает сигнал в виде тока $i(t)$, зависящий от разности фаз сигналов $e_R(t)$ и $e_N(t)$.

В современных микросхемах СЧифапч $i(t)$ имеет вид двухполярного широтно-импульсного сигнала с токами накачки $+ifd(1+di)$ и $-ifd$, где $di$ – величина, характеризующая неравенство положительных и отрицательных токов ИФДзн. Передаточную функцию ИФДзн в непрерывной модели можно записать как $G_{\text{ИФД}} = ifd(1+di/2)/2\pi$. ФНЧ предназначен для фильтрации $i(t)$ и имеет передаточную функцию $G_{\text{ФНЧ}}(s) = \dfrac{\Delta e_{\Phi}(s)}{i(s)}$.

Исходя из принципа работы системы ИФАПЧ на рис. 1 в стационарном режиме можно записать равенство частот сигналов на входах ИФДзн как $\omega_R = \omega_N = 2\pi Fifd$, откуда находится значение частоты УГ и $2\pi Fifd$ в стационарном режиме:

$$\omega_{\text{УГС}} = \omega_{\text{ОГ}} \cdot I \cdot K \cdot Nm/(K \cdot R + Nm),$$

$$2\pi Fifd = \omega_{\text{УГС}}/Nm.$$

Для расчетов спектров отклонений фазы сигнала УГ от стационарного значения, вызванных работой DSM, предложена структурная схема исследуемой ИФАПЧ, приведенная на рис. 3.

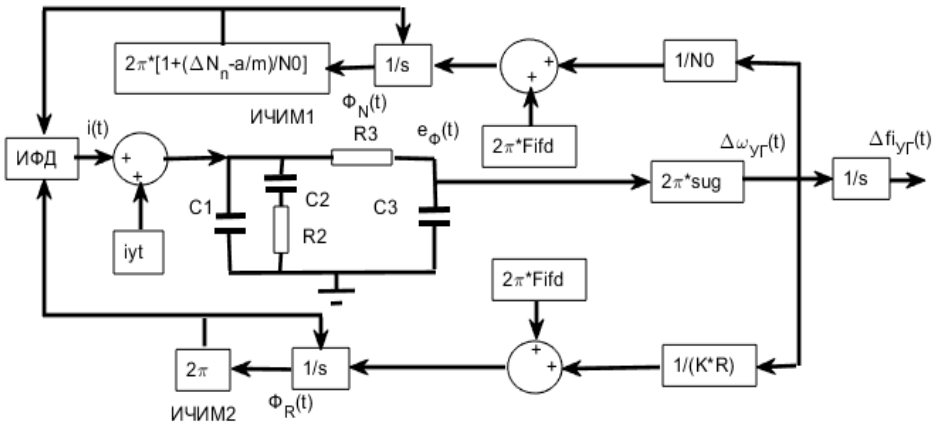



Рис. 3. Структурная схема ИФАПЧ для расчета влияния сигнала с DSM на спектр фазы выходного сигнала УГ

Отметим, что предложенные в настоящей работе модели непрерывной ФАПЧ и ИФАПЧ разработаны для нахождения отклонений частоты $\Delta\omega_{\text{УГ}}(t)$ и фазы $\Delta fi_{\text{УГ}}(t)$ УГ от стационарных значений $\omega_{\text{УГС}}$ и $fi_{\text{УГС}}$. Это связано с резким уменьшением объема расчетов спектров отклонений частоты $\Delta\omega_{\text{УГ}}(t)$ и фазы $\Delta fi_{\text{УГ}}(t)$ по сравнению с расчетом спектра $e_{\text{УГ}}(t) = V_{\text{УГ}} \sin(\omega_{\text{УГС}} t + \varphi_{\text{УГ}}(t))$, где $\varphi_{\text{УГ}}(t) = fi_{\text{УГС}} + \Delta fi_{\text{УГ}}(t)$.

На рис. 3 к элементам ИФАПЧ относятся: интегральные частотно-импульсный модулятор ИЧИМ1 [12] и ИЧИМ2, ФНЧ, УГ, ИФДзн, сумматоры и делители частоты. ИЧИМ1 состоит из интегратора с передаточной функцией $1/s$ и релейного элемента с порогом $2\pi*\left[1+(\Delta N_n - a/m)/N0\right]$. Формирование порога $2\pi*\left[1+(\Delta N_n - a/m)/N0\right]$ из сигналов DSM на рис. 3 не показано (более подробно см. рис. 5). На вход интегратора ИЧИМ1 подается сумма частот $2\pi Fifd + \Delta\omega_{\text{УГ}}(t)/N0$, где $2\pi Fifd = \omega_{\text{УГС}}(t)/Nm$. ИЧИМ2 состоит из интегратора с передаточной функцией $1/s$ и релейного элемента с порогом $2\pi$. На вход интегратора подается сумма частот $2\pi Fifd + \sqrt{\Delta\omega_{\text{УГ}}(t)}/(K*R)$.

Напомним работу модулятора ИЧИМ. ИЧИМ1 и ИЧИМ2 интегрируют входные частоты $2\pi Fifd + \Delta\omega_{\text{УГ}}(t)/N0$ и $2\pi Fifd + \Delta\omega_{\text{УГ}}(t)/(K*R)$ соответственно. Если для

$t = t_{k+1}$ ($t = t_k$ и $t = t_{k+1}$ – это моменты времени начала и конца подынтервалов интегрирования дифференциальных уравнений, описывающих работу системы ИФАПЧ, смотри ниже) уровни сигналов на выходах интеграторов достигают соответствующих порогов, то на выходах соответствующих ИЧИМ появляются сигналы в виде «коротких» импульсов $V(t_{k+1}) = 1$ или $Q(t_{k+1}) = 1$.

Если в моменты времени $t = t_{k+1}$ уровни сигналов на выходах интеграторов не достигают соответствующих порогов, то на выходах соответствующих ИЧИМ появляются сигналы $V(t_{k+1}) = 0$ или $Q(t_{k+1}) = 0$. При появлении коротких импульсов $V(t_{k+1}) = 1$ или $Q(t_{k+1}) = 1$ соответствующие интеграторы сбрасываются в состояние, равное нулю, и процесс интегрирования начинается с нуля. Сигналы $V(t_{k+1}) = 1$ или $Q(t_{k+1}) = 1$ подаются на соответствующие входы ИФДзн, и состояния ИФДзн изменяются. Если сигналы $V(t_{k+1}) = 0$ и $Q(t_{k+1}) = 0$, то состояния ИФДзн не изменяются.

Далее на рис. 3 представлен вариант пассивного ФНЧ, состоящего из конденсаторов С1, С2, С3 и резисторов R2, R3. На вход ФНЧ подается сумма токов $i(t)$ с ИФДзн и $iyt$ – тока утечки.

УГ представляет собой устройство, на входе которого имеет место отклонение частоты $\Delta\omega_{УГ}(t) = 2\pi \cdot sug \cdot \Delta e_{Ф}(t)$, а на выходе – отклонение фазы $\Delta fi_{УГ}(t) = \int \Delta\omega_{УГ}(t)dt$. Предполагается, что ИФДзн на рис. 3 обладает частотно различительными свойствами, его сигналы имеют три уровня, а логика работы ИФДзн соответствует описанию его работы в соответствии с табл. 2 [12].

Таблица 2

| $V(t_k)$ | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $Q(t_k)$ | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| $E(t_k) = i(t_k)/ifd$ | 0 | 1 | –1 | 1 | –1 | – | – | 0 |
| $E(t_{k+1}) = i(t_{k+1})/ifd$ | –1 | 0 | –1 | 1 | 0 | $E(t_k)$ | 0 | 1 |

Сигналы на выходе ИФДзн для наиболее сложного случая представлены на рис. 4. Здесь обозначены: $ifd$ – амплитуды импульсов тока с ИФДзн (параметр $di \neq 0$ характеризует неравенство токов накачки заряда и разряда ИФДзн); $T_R$ – интервал времени между соседними импульсами с делителя $Д_R$; $T_n$ – интервал времени между соседними импульсами с $Д_N$; $\tau_n$, $\tau_{n+1}$ – длительности импульсов тока с выхода ИФДзн. Моменты $t = t_n$, $t = t_n + \tau_n$ – это моменты времени смены состояний ИФДзн. В эти моменты времени сигналы ИЧИМ равны $V(t_n) = 1$ (при этом $Q(t_n) = 0$) и $V(t_n + \tau_n) = 0$ (при этом $Q(t_n + \tau_n) = 1$). В табл. 2 также обозначены $E(t_k) = i(t_k)/ifd$ – нормированные импульсы тока на выходе ИФДзн.

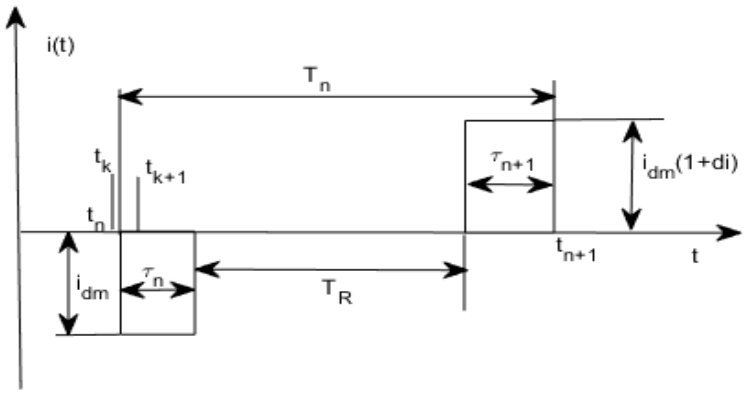



Рис. 4. Сигналы тока на выходе ИФДзн

На рис. 3 также приняты следующие обозначения: $\Phi_N(t)$, $\Phi_R(t)$ – фазы сигналов с интеграторов ИЧИМ1 и ИЧИМ2 соответственно. В задаче нахождения спектра сигнала на выходе ИФАПЧ из-за использования в устройстве DSM и ИФДзн с нелинейными характеристиками по блок-схемам на рис. 1 и рис. 3 возможны варианты решения:

1 – определение переходных процессов в системе ИФАПЧ путем интегрирования матричных дифференциальных уравнений с последующим использованием *fft*-преобразования длиной $k \bullet m$ к $\Delta fi_{\text{УГ}}(t)$ для получения конечного результата;

2 – определение времени переходных процессов в Simulink-модели ИФАПЧ с последующим использованием *fft*-преобразования для получения конечного результата;

3 – также возможно нахождение спектров выходного сигнала $\Delta fi_{\text{УГ}}(t)$ в Simulink-модели непрерывной ФАПЧ с нелинейным ИФДзн.

Проведем сравнение спектров выходных сигналов, полученных в нелинейных моделях непрерывной ФАПЧ и ИФАПЧ. При разработке импульсных моделей ИФАПЧ будем использовать только нелинейность ИФДзн вида неравенства токов накачки заряда/разряда, как показано на рис. 4, а при разработке непрерывной модели ФАПЧ будем использовать нелинейность ИФДзн вида неравенства токов накачки заряда/разряда и наличие мертвой зоны. Мертвая зона определяется как интервал разности фаз сигналов, поступающих на входы ИФДзн, при которых сигнал на его выходах отсутствует.

Далее для пояснения наиболее существенных аспектов анализа обратимся к рис. 3 и 4. Будем анализировать системы с ФНЧ 3-го порядка (как на рис.3) и ФНЧ 2-го порядка, когда R3 = 0 и C3 =0. Из рис. 4 следует, что если на интервале времени от $t_k$ до $t_{k+1}$ не появляются импульсы $V(t)=1$ или $Q(t)=1$, то систему ИФАПЧ на рис. 3 можно считать непрерывной системой ФАПЧ с постоянными воздействиями вида $i(t) = ifd \bullet \begin{pmatrix} 1+\text{di} \\ 0 \\ -1 \end{pmatrix}$, которую можно описать с помощью системы линейных дифференциальных уравнений.

В моменты времени $t_{k+1} = t_n$ и $t_{k+1} = t_n + \tau_n$ можно записать:

$$\left.\begin{array}{c} \Phi_N(t_n) = 2\pi * \left[1 + \left(\Delta N_n - a/m\right)/N_0\right], \\ \text{и} \\ \Phi_R(t_n + \tau_n) = 2\pi. \end{array}\right\} \quad (2)$$

На начало следующих подынтервалов времени $t > t_{k+1}$:

$$\Phi_N(t) = 0 \text{ и } \Phi_R(t) = 0.$$

Систему ФАПЧ как линейную динамическую систему внутри участков от $t_k$ до $t_{k+1}$ можно описать с помощью линейных дифференциальных уравнений с учетом скачков ее координаты $\Phi_N(t)$, $\Phi_R(t)$ в моменты времени $t_n$ или $t = t_n + \tau_n$ на $2\pi * [1 + (\Delta N_n - a/m)/N0]$ или на $2\pi$ в соответствии с (2).

Поведение $\Phi_R(t)$, $\Phi_N(t)$ и других координат (состояний) ИФАПЧ внутри участков времени от $t = t_k$ до $t = t_{k+1}$ найдем путем использования метода пространств состояний.

Для системы ИФАПЧ 3-го порядка в качестве состояний примем $U_{C1}(t)$, $U_{C2}(t)$, $\Delta fi_{\text{УГ}}(t)$, $\Phi_N(t)$, $\Phi_R(t)$, где $U_{C1}(t)$, $U_{C2}(t)$ – напряжения на конденсаторах C1, C2 соответственно.

В качестве выходного сигнала находим $\Delta\omega_{\text{УГ}}(t)$ и $\Delta fi_{\text{УГ}}(t)$, тогда в соответствии с рис. 3 линейное векторное дифференциальное уравнение, описывающее систему ФАПЧ на участках времени от $t = t_k$ до $t = t_{k+1}$ имеет вид

$$\left.\begin{array}{l} \dot{\mathbf{X}}(\mathbf{t}) = \mathbf{AX(t)} + \mathbf{BU}, \\ \mathbf{Y(t)} = \mathbf{CX(t)} + \mathbf{DU}, \end{array}\right\} \quad (3)$$

где $\mathbf{X}(t)$ – вектор состояния системы ИФАПЧ; $\mathbf{A}$ – матрица системы ИФАПЧ; $\mathbf{B}$ – матрица управления; $\mathbf{U(t)} = [i(t) + iyt; 2\pi Fifd; 2\pi Fifd]$ – вектор управления ($i(t_k) = ifd \cdot E(t_k)$, где $E(t_k)$ определяется в соответствии с табл. 2, описывающей работу ИФДзн); $\mathbf{Y}(t)$ – вектор выхода (для рис. 3 $\mathbf{Y}(t) = [\Delta\omega_{\text{УГ}}(t); \Delta fi_{\text{УГ}}(t)]$); $\mathbf{C}$ – матрица выхода; $\mathbf{D}$ – матрица компенсации ($\mathbf{D} = 0$).

Для системы ИФАПЧ 3-го порядка (рис. 3) $\mathbf{X}(t) = [U_{C1}(t); U_{C2}(t); \Delta fi_{\text{УГ}}(t); \Phi_N(t); \Phi_R(t)]$, матрица $\mathbf{A}$ имеет значение

$$\mathbf{A}=\begin{bmatrix} -1/R2\cdot C1 & 1/R2\cdot C1 & 0 & 0 & 0 \\ 1/R2\cdot C2 & -1/R2\cdot C2 & 0 & 0 & 0 \\ 2\pi\cdot sug & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 2\pi\cdot sug/N0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -2\pi\cdot sug/(\mathrm{K}^{*}\mathrm{R}) & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Матрицы $\mathbf{B},\mathbf{C}$ найдем как $\mathbf{B}=\begin{bmatrix} 1/C1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$, $\mathbf{C}=\begin{bmatrix} 2\pi sug & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$.

Для системы ИФАПЧ 4-го порядка примем $\mathbf{X}(t)=[U_{C1}(t);\ U_{C2}(t);\ U_{C3}(t);\ \Delta fi_{\text{УГ}}(t);\ \Phi_N(t);\ \Phi_R(t)]$, где $U_{C1}(t)$, $U_{C2}(t)$, $U_{C3}(t)$ – напряжения на конденсаторах C1, C2 и C3. В качестве вектора выходного сигнала аналогично используем $\mathbf{Y}(t)=\left[\Delta\omega_{\text{УГ}}(t);\ \Delta fi_{\text{УГ}}(t)\right]$. Тогда

$$\mathbf{A}=\begin{bmatrix} -1/\mathrm{R}2\cdot\mathrm{C}1-1/\mathrm{R}3\cdot\mathrm{C}1 & 1/\mathrm{R}3\cdot\mathrm{C}1 & 1/\mathrm{R}3\cdot\mathrm{C}1 & 0 & 0 & 0 \\ 1/\mathrm{R}2\cdot\mathrm{C}2 & -1/\mathrm{R}2\cdot\mathrm{C}2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/\mathrm{R}3\cdot\mathrm{C}3 & 0 & -1/\mathrm{R}3\cdot\mathrm{C}3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2\pi\cdot sug & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2\pi\cdot sug/N0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -2\pi\cdot sug/(K\cdot R) & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},\quad \mathbf{B}=\begin{bmatrix} 1/C1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{C}=\begin{bmatrix} 0 & 0 & 2\pi\cdot sug & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Далее для решения поставленных задач будем использовать систему MATLAB. При этом отметим, что матрицы **A**, **B**, **Y**, **D** записаны в соответствии с правилами оформления матриц в системе MATLAB. В пакете прикладных программ Control System Toolbox системы MATLAB представление модели системы регулирования, которой является ИФАПЧ на рис. 3, в виде четверки матриц $\mathbf{A},\mathbf{B},\mathbf{C},\mathbf{D}$ называется представлением в SS-форме пространств состояний [13].

Пакет MATLAB включает в себя несколько функций (солверов), реализующих различные методы решения обыкновенных дифференциальных уравнений вида (3). Особенностью использования солверов пакета MATLAB при решении дифференциального уравнения (3) для нахождения моментов времени $t_{k+1}$ является необходимость задания дополнительного параметра *options* = = *odeset('Events',@fun)* [14], где *fun* – имя функции, в которой задаются условия окончания интегрирования $\Phi_N(t_n)=2\pi*\left[1+\left(\Delta N_n-a/m\right)/N0\right]$ или $\Phi_R(t_n+\tau_n)=2\pi.$

Итогом интегрирования (3) (для системы ИФАПЧ 4-го порядка) на интервале времени от $t_k$ до $t_{k+1}$ и для $t_{k+1}=t_n$ является нахождение вектора состояния $\mathbf{X}(t_{k+1})$:

$$\mathbf{X}(t_{k+1})=\left[U_{\text{C1}}(t_{k+1});\ U_{\text{C2}}(t_{k+1});\ U_{\text{C3}}(t_{k+1});\ \Delta fi_{\text{УГ}}(t_{k+1});\ 2\pi*\left[1+\left(\Delta N_n-a/m\right)/N0\right];\ \Phi_R(t_{k+1})\right];$$

для $t_{k+1}=\ =t_n+\tau_n$

$$\mathbf{X}(t_{k+1})=\left[U_{C1}(t_{k+1});\ U_{C2}(t_{k+1});\ U_{C3}(t_{k+1});\ \Delta fi_{\text{УГ}}(t_{k+1});\ \Phi_N(t_{k+1});\ 2\pi\right]$$

или для $t_k > t_n < t_{k+1} < t_n + \tau_n$ и $t_k > t_n + \tau_n < t_{k+1} < t_{n+1} - \tau_{n+1}$

$$\mathbf{X}(t_{k+1}) = \left[U_{C1}(t_{k+1});\ U_{C2}(t_{k+1});\ U_{C3}(t_{k+1});\ \Delta fi_{\text{УГ}}(t_{k+1});\ \Phi_N(t_{k+1});\ \Phi_R(t_{k+1})\right].$$

Аналогичные соотношения можно записать на интервалах времени $t_k < t_{n+1} + \tau_{n+1} < t_{k+1}$ и так далее. Вектор $\mathbf{X}(t_{k+1})$ используется в дальнейшем на участке времени интегрирования $t > t_{k+1}$ в качестве начального вектора состояния и значения $t$, используемого для нахождения общего времени переходного процесса. Решение (3) по предложенному алгоритму продолжится до времени $t = t_{\text{уст}}$, когда свободные составляющие состояния системы ИФАПЧ не будут много меньше периодических сигналов $\Delta\omega_{\text{УГ}}(t)$ и $\Delta fi_{\text{УГ}}(t)$. Далее к $\Delta\omega_{\text{УГ}}(t)$ и $\Delta fi_{\text{УГ}}(t)$ на интервале времени $k \cdot m / Fifd$ применяется стандартная процедура *fft*-преобразования для нахождения уровней гармонических сигналов с частотами $i * Fifd / k \cdot m$ (спектров), где $i$ меняется от $i = 1$ до $i = k * m / 2$. По этим выражениям и предложенному алгоритму для нахождения спектров выходного сигнала $\Delta fi_{\text{УГ}}(t)$ в среде MATLAB разработана программа *spektr*.

Для увеличения достоверности результатов при нахождении спектров выходного сигнала $\Delta fi_{\text{УГ}}(t)$ в соответствии со структурной схемой ИФАПЧ на рис. 3 также были разработаны нелинейные непрерывные и импульсные Simulink-модели ФАПЧ *spektrs*, которые представлены на рис. 5. В процессе работы над поставленными задачами авторами сравнивались результаты расчетов спектров $\Delta fi_{\text{УГ}}(t)$, рассчитанных по программам *spektr* и *spektrs*. Они оказались довольно близкими. Необходимо отметить, что в программе *spektr* и импульсной Simulink-модели ФАПЧ не учитывалась нелинейность из-за мертвой зоны по причине непомерно большого увеличения времени получения результатов расчетов на персональном компьютере. В моделях ИФАПЧ и DSM MASH111, представленных на рис. 5, использовались стандартные блоки пакета Simulink. В качестве ИЧИМ1 и ИЧИМ2 задействованы блоки интеграторов с соответствующими порогами срабатывания и сбросами в нулевое состояние.

Синтез моделей предлагается проводить с использованием теории линейных непрерывных систем автоматического регулирования. Исследуемая непрерывная модель ФАПЧ без учета нелинейностей ИФДзн с пассивным ФНЧ 3-го порядка представлена на рис. 5.

Такая модель непрерывной линейной ФАПЧ имеет передаточную функцию разомкнутой и замкнутой системы соответственно:

$$G_p(s) = G_{\text{ИФД}}(s) \cdot G_{\text{ФНЧ}}(s) \cdot sug / (s \cdot N),$$

$$G_{cl}(s) = \frac{G_{\text{ИФД}}(s) \cdot G_{\text{ФНЧ}}(s) \cdot sug / (s \cdot N)}{1 + G_{\text{ИФД}}(s) \cdot G_{\text{ФНЧ}}(s) \cdot sug / (s \cdot N)}, \quad (4)$$

где $N = \dfrac{R \cdot K \cdot N0}{N0 + R \cdot K}$.

С ФНЧ 3-го порядка передаточную функцию линейной непрерывной разомкнутой системы ФАПЧ можно представить в виде

$$G_p(s) = \frac{sug \cdot ifd \cdot (T1 \cdot s + 1)}{s^2 N (C1 + C2 + C3)(T2 \cdot s + 1)(T3 \cdot s + 1)} = \\ = \frac{sug \cdot ifd \cdot (T1 \cdot s + 1)}{s^2 N_n (A2 \cdot s^2 + A1 \cdot s^1 + A0)}, \quad (5)$$

где $T1 = R2 \cdot C2$, а $T2, T3$ – корни характеристического уравнения $A2s^2 + A1s^1 + A0 = 0$, $A2 = C1 \cdot C2 \cdot R2 \cdot R3 \cdot C3 = A0 \cdot T2 \cdot T3$, $A1 = C2 \cdot R2 \cdot (C1 + C3) + R3 \cdot (C1 + C2) \cdot C3 = A0 \cdot (T2 + T3)$, $A0 = C1 + C2 + C3$.

Для пассивного ФНЧ 2-го порядка, когда $R3 = 0$ и $C3 = 0$, $T3 = 0$, $T2 = \dfrac{C1 \cdot C2}{C1 + C2} R2$. Элементы ФНЧ рассчитывались с использованием метода параметрического синтеза с применением показателя колебательности $M$ [1].

Так, для (5) можно записать [15]:

$$T1 = \sqrt{M / (M - 1)} \Big/ \omega_{\text{Б}},$$

$$\sum_{i=2}^{p} Ti = \sqrt{M (M - 1)} \Big/ [(M + 1)\omega_{\text{Б}}], \quad (6)$$

где $M$ выбирается в диапазоне от 1.05 до 2, $\omega_{\text{Б}} = \sqrt{\dfrac{sug \cdot ifd}{N(C1 + C2 + C3)}}$ – базовая частота (при синтезе элементов ФАПЧ часто используют $\omega_{\text{ср}} = \omega_{\text{Б}}^2 T1$ – частоту среза), $p$ – порядок ФНЧ.

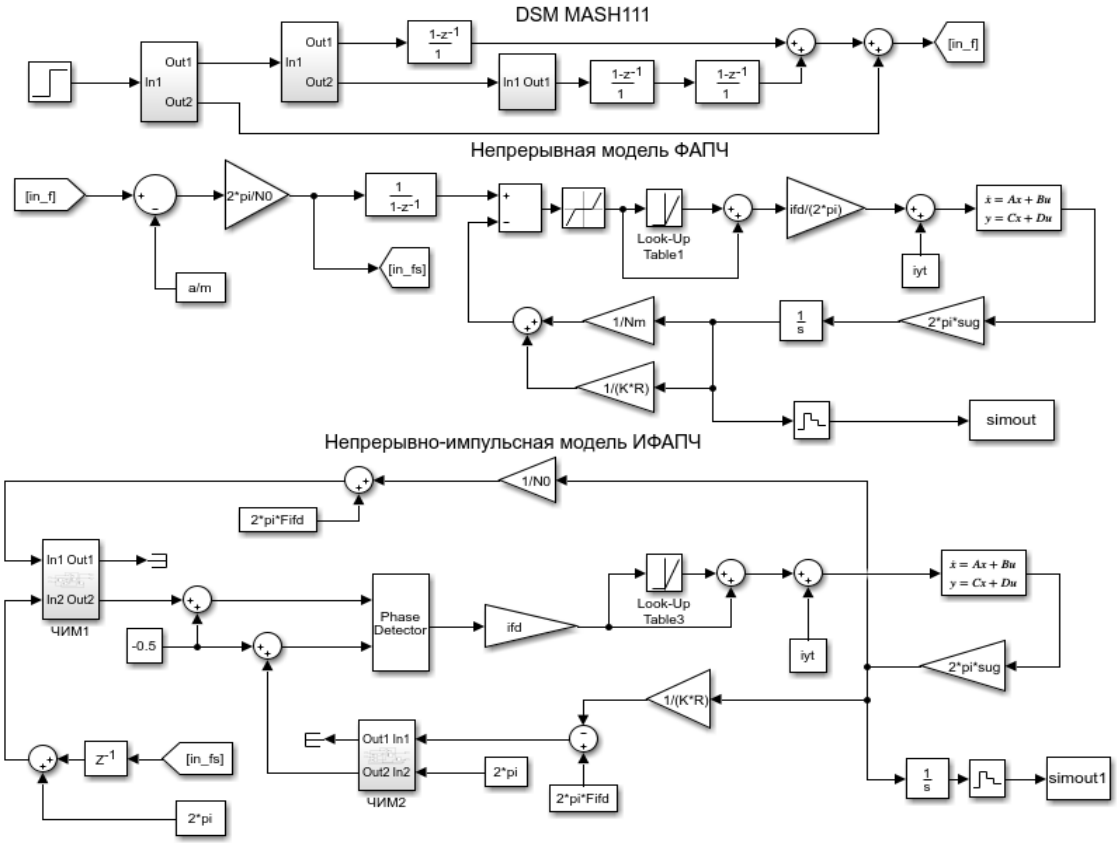



Рис. 5. Непрерывная и импульсно-непрерывная Simulink-модели ИФАПЧ с нелинейными ИФДзн и с ИФДзн с DSM MASH111

Для $p = 2$ из (6) можно найти $C1 + C2 = ifd \cdot sug \big/ \omega_Б^2 N$, $C1 = (C1 + C2)\, T2 \big/ T1$, $C2 = (C1 + C2) - C1$, $R2 = T1 / C2$. Для $p = 3$ из (6), используя [8], определим:

$$C1 = \frac{A2}{T1^2}\left[1 + \sqrt{1 + \frac{T1}{A2}(T1 \cdot A0 - A1)}\right],$$

$$C3 = \frac{-T1^2 \cdot C1^2 + T1 \cdot A1 \cdot C1 - A2 \cdot A0}{T1^2 \cdot C1 - A2},$$

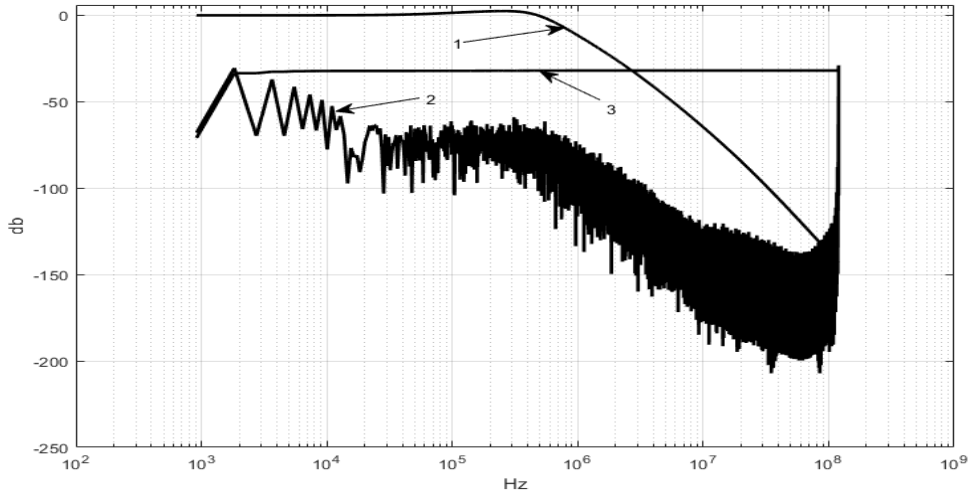
$$C2 = A0 - C1 - C3, \quad R2 = \frac{T1}{C2}, \quad R3 = \frac{A2}{C1 \cdot C3 \cdot T1};$$

соотношения между $T2$ и $T3$ произвольные, но при $T2 \approx T3$ $R3 \to \infty$, $C3 \to 0$ и фазовые шумы УГ резко возрастают из-за тепловых шумов $R3$; в [12] рекомендуется $T3 / T2 < 0.4$. В программах *spektr* и *spektrs* $T2$ и $T3$ принималась как $T2 = \sum_{i=2}^{3} Ti / 1.4$, $T3 = T2 \cdot 0.4$.

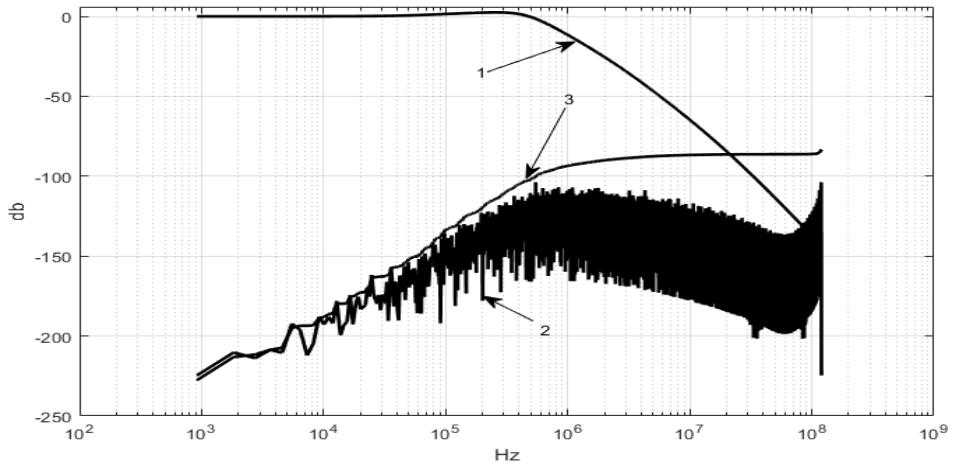
Для примера на рис. 6 приведены результаты расчета спектров выходного сигнала $\Delta fi_{УГ}(t)$ по программам *spektr* и *spektrs* для СЧ (рис. 1), имеющего следующие параметры: порядок ФНЧ – 3, $m = 2^{16}$, $a = 1$, $\omega_{ср} = 2\pi \cdot 350.0e + 3$, $sug = 100e + 6$, $ifd = 15e - 3$, $M = 1.3$, $N0 = 100$, $Nm = 100 + 1/2^{16}$, $R = 1$, $K = 18$, $I = 8$, тип DSM – MASH111 ($P = 4$, $iyt = P \cdot ifd / (2Nm)$), $\omega_{ОГ} = 2\pi * 98.304e + 6$, $\omega_{УГС} = \omega_{ОГ} \cdot I \cdot K \cdot Nm / (K \cdot R + Nm) = (2\pi \bullet 98.34e + 6) \bullet 8 \bullet 18 \bullet (100 + 1/2^{16}) / (18 + 100 + 1/2^{16}) = 2\pi \bullet 1.199642061821312\text{e}+10$ рад/с, $Fifd = (1/2\pi) \bullet \omega_{УГС} / Nm = 1.199641878770488e + 08$; величина, характеризующая неравенство токов ИФДзн, *di* равна 0 или 0.05; величина, определяющая значение мертвой зоны ИФДзн, *MZ* равна 0 или $MZ = \pm 2\pi / 1000$. На рис. 6 линии: 1 – логарифмическая амплитудно-частотная характеристика замкнутой ФАПЧ

$20\cdot\log\left(\left|G_{cl}(j2\pi f)\right|\right)$; $2,4-20\log\left|\Delta fi_{\text{УГ}}\left(n*f_{\text{ПД}}\right)\right|$, $n$ = 1,2,3...., спектральные составляющие быстрого преобразования Фурье от $\Delta fi_{\text{УГ}}(t)$, $f_{\text{ПД}}=Fifd/(k\bullet m)$ – значение частоты помехи дробности, обусловленной функционированием DSM; 3, 5 – это сумма спектральных составляющих $\Delta fi_{\text{УГ}}(t)$ – $20\log\sum_{i=1}^{n}\sqrt{\left|\Delta fi_{\text{УГ}}\left(i*f_{\text{ПД}}\right)\right|^2}$, характеризующая мощность $\Delta fi_{\text{УГ}}(t)$ в полосе частот от 0 до $n*f_{\text{ПД}}$.

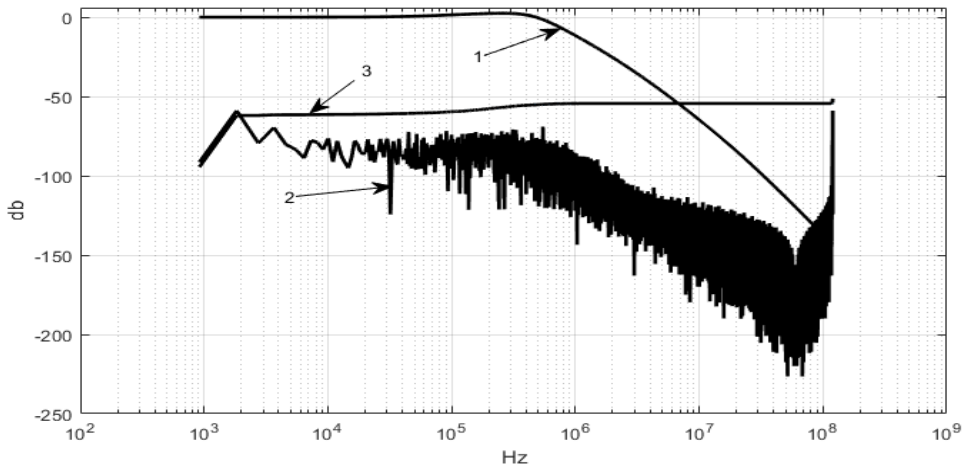
На рис. 6в линии 2, 3 – это $20\log\left|\Delta fi_{\text{УГ}}\left(n*f_{\text{ПД}}\right)\right|$ и $20\log\sum_{i=1}^{n}\sqrt{\left|\Delta fi_{\text{УГ}}\left(i*f_{\text{ПД}}\right)\right|^2}$, рассчитанные с использованием импульсных и непрерывных моделей ФАПЧ (они совпадают). На рис. 6г линии 2, 3 – это $20\log\left|\Delta fi_{\text{УГ}}\left(n*f_{\text{ПД}}\right)\right|$ и $20\log\sum_{i=1}^{n}\sqrt{\left|\Delta fi_{\text{УГ}}\left(i*f_{\text{ПД}}\right)\right|^2}$, рассчитанные с использованием импульсных моделей ФАПЧ. По оси $x$ отложена частота $f$ в Гц в логарифмическом масштабе, а по оси $y$ – значения соответствующих величин в дБ.



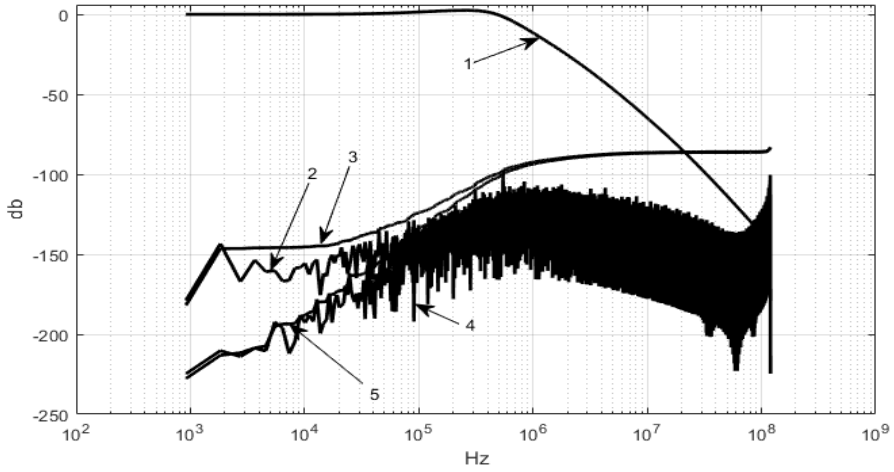

а)




б)




в)




г)

Рис. 6. Спектры фазы выходного сигнала ФАПЧ:
а – $di = 0,\ MZ = \pm 2\pi / 1000$ и $iyt = 0$; б – $di = 0,\ MZ = \pm 2\pi / 1000$ и $iyt = P \cdot ifd / (2Nm)$;
в – $di = 0.05,\ MZ = 0$ и $iyt = 0$; г – $di = 0.05,\ MZ = 0$ и $iyt = P \cdot ifd / (2Nm)$

Сравнительный анализ спектров $\Delta fi_{\text{УГ}}(t)$, представленных на рис. 6, показывает:

1 – введение тока утечки $iyt$ по предложенной формуле (1) резко уменьшает уровень помех в составе выходного сигнала ФАПЧ;

2 – введение тока утечки $iyt$ в непрерывную модель ФАПЧ уменьшает до одинакового значения уровни помех как при $di \neq 0$, так и при $MZ \neq 0$ (кривые 3 и 2 на рис. 6б совпадают с кривыми 5 и 6 на рис. 6г), эти же значения уровней помех соответствуют случаю $iyt = 0,\ di = 0,\ MZ = 0$;

3 – кривые 3 и 2 на рис. 6в для $di \neq 0$ и $MZ = 0$ совпадают при расчетах как по импульсной, так и по непрерывной модели ФАПЧ при $di \neq 0$ и $MZ = 0$;

4 – при расчетах для $di \neq 0,\ MZ = 0$ и $iyt = P \cdot i_{dm} / (2Nm)$ по импульсной (кривые 2, 3 на рис. 6г) и непрерывной (кривые 4,5 на рис. 6д) моделям ФАПЧ видно, что уровень помех в полосе частот $\omega < \omega_{\text{ср}}$ в импульсной несколько больше, нежели в непрерывной.

***Выводы***

С использованием предложенных моделей ФАПЧ на рис. 3 и 5 в среде MATLAB разработаны программы *spektr* и *spektrs* для расчетов спектров выходного сигнала с учетом таких нелинейностей ИФДзн, как неравенство его токов заряда/разряда и наличие мертвой зоны. Для компенсации влияния этих нелинейностей на увеличение помех в составе выходного сигнала

для разных типов DSM предложено введение дополнительного тока утечки требуемого уровня на выходе ИФДзн, которое показало высокую эффективность. Современная промышленность выпускает микросхемы СЧифапч, в составе которых применяются DSM различных типов и ИФДзн, сигналы которого имеют возможность введения в свой состав дополнительных токов утечки [16].

***Список источников***


1. *Романов С.К., Тихомиров Н.М., Леньшин А.В.* Системы импульсно-фазовой автоподстройки в устройствах синтеза частот. М.: Радио и связь, 2010. 328 с.: ил.

2. *Шапиро Д.Н., Паин А.А.* Основы теории синтеза частот. М.: Радио и связь, 1981. 264 с.

3. Пат. 7701299 US. Low phase noise PLL synthesizer / Oleksandr Chenakin (US). No. 12/205 632. Заявл. 05.09.2008, опубл. 20.04.2010.

4. *Романов С.К., Тихомиров Н.М., Гречишкин А.В., Рахманин Д.Н., Тихомиров В.Н.* Переходные процессы в синтезаторе с одновременно коммутируемыми трактами приведения частоты и каналами управления системы ФАПЧ // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2014. № 1(94). С. 76–93.

5. Патент на изобретение №2517424 РФ, МПК H03L7/00 H03L7/16. Синтезатор частот с коммутируемыми трактами приведения частоты / Тихомиров Н.М., Марков И.А., Романов С.К., Рахманин Д.Н., Гречишкин А.В. № 2013104852; Заяв. 05.02.2013; Приоритет 05.02.2013; Опубл. 27.05.2014, Бюл. № 15; 12 с., 3 ил.

6. *Горевой А.В.* Маломощные источники непрерывных сигналов СВЧ для измерительной техники: Дисс. на соискание ученой степени кандидата техн. наук. АО «Научно-производственная фирма «Микран», ФГБОУ ВО «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники», Томск, 2017.

7. Патент на полезную модель №184346. Российская федерация, МПК H03L 7/16. Синтезатор частот / А.В. Горевой; заявитель и патентообладатель АО «НПФ «Микран» (RU), заявка № 2018123112, 25.06.2018. опубл. 22.10.2018. Бюл. № 30.

8. *Романов С.К., Тихомиров Н.М., Леньшин А.В., Гречишкин А.В., Тихомиров В.Н.* Динамические и спектральные характеристики импульсно-аналоговой системы ФАПЧ с двумя ветвями в цепи обратной связи // Теория и техника радиосвязи. 2020. № 1. С. 88–99.

9. А.с. 886252 (СССР) Цифровой синтезатор частоты. М. кл H03L 7/18 / С.К. Романов, В.Н. Малиновский // Опубл. в Б.И. 1983. № 44.

10. *Banerjee D.* PLL performance, simulation, and design (электронный ресурс). Режим доступа: http://www.national.com.

11. *Романов С.К., Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Тихомиров М.Н.* Помехи дробности в синтезаторах с делителями частоты, управляемыми дельта-сигма модуляторами // Телекоммуникации. 2012. № 5. С. 38–42.

12. *Левин В.А., Малиновский В.Н., Романов С.К.* Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты. М.: Радио и связь, 1989. 232 с.

13. *Медведев В.С., Потемкин В.Г.* Control System Toolbox. М.: Диалог МИФИ, 1999. 287 с.

14. *Кетков Ю.Л., Кетков А.Ю., Шульц М.М.* MATLAB 7: программирование, численные методы. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 752 с.: ил.

15. *Романов С.К., Тихомиров Н.М., Рахманин Д.Н.* Пространства состояний линейной системы фазовой автоподстройки частоты // Теория и техника радиосвязи. 2010. № 3. С. 108–121.

16. Микросхемы HMC704LP4E, ADF5610. Data Sheet, Analog Devices.


***Информация об авторах***


**Станислав Константинович Романов**, к.т.н., в.н.с.
**Николай Михайлович Тихомиров**, д.т.н., начальник НТУ
**Андрей Валентинович Леньшин**, д.т.н., профессор
**Владимир Николаевич Тихомиров**, ведущий конструктор


**Information about the authors**


**Stanislav K. Romanov**, Ph.D. in Engineering Sciences, Leading Research Engineer
**Nikolay M. Tikhomirov**, D.Sc. in Engineering Sciences, Head of Scientific and Technical Department
**Andrey V. Lenshin**, D.Sc. in Engineering Sciences, Professor
**Vladimir N. Tikhomirov**, Leading Design Engineer



Статья поступила в редакцию 11.04.2022
Одобрена после рецензирования 21.04.2022
Принята к публикации 01.05.2022

The article was submitted 11.04.2022
Approved after reviewing 21.04.2022
Accepted for publication 01.05.2022

# Разное

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 2. С. 76–83. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No. 2. Pp. 76–83. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 623.62

## Методический подход к оценке средств радиомониторинга при обнаружении излучений радиоэлектронных объектов с учетом временного фактора

**Иван Андреевич Сидоренко**
Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина, Воронеж, Россия
ivaning93@gmail.ru

***Аннотация.*** *Предложен методический подход к оперативной оценке средств радиомониторинга при обнаружении излучений радиоэлектронных средств с учетом временного фактора, базирующийся на функциональной зависимости вероятности обнаружения объекта от дальности и времени радиомониторинга при типизации исходных данных по средству радиомониторинга, обнаруживаемому объекту и условиям ведения радиомониторинга. Для реализации данного методического подхода к оперативной оценке обоснованы два возможных алгоритма реализации – графоаналитический и автоматизированный.*

***Ключевые слова:*** *радиомониторинг, оперативная оценка, временной фактор, оценка доступности.*

# Miscellaneous

## Methodological approach to the evaluation of radio monitoring tools for detecting radiations of radio-electronic objects, taking into account the time factor

**Ivan A. Sidorenko**
Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin
ivaning93@gmail.ru

***Abstract.*** *A methodological approach to the operational assessment of radio monitoring tools for detecting a radio-electronic radiation is proposed, taking into account the time factor, based on the functional dependence of the probability of detecting an object on the range and time of radio monitoring when typing the initial data on the radio monitoring tool, the detected object and the conditions for conducting radio monitoring. To implement this methodological approach to operational evaluation, two possible implementation algorithms are justified – graphoanalytic and automated.*

***Keywords:*** *radio monitoring, operational assessment, time factor, accessibility assessment.*

Наблюдаемое в настоящее время увеличение значимости средств радиомониторинга при рассмотрении информационных конфликтов обусловлено высокой эффективностью добывания охраняемых сведений о радиоэлектронных средствах (РЭС). Текущая динамично изменяющаяся обстановка конфликтов требует оперативного проведения оценки доступности РЭС средствам радиомониторинга [1–3]. Применяемые в настоящее время подходы по проведению

© Сидоренко И.А., 2022

оценки позволяют выполнить данное мероприятие с высокой достоверностью и точностью, однако требуют большого количества исходных данных, а сложность их проведения не позволяет выполнить данную оценку не имеющим соответствующей квалификации персоналу. Данное требование и сложность проведения оценки препятствуют эффективной оценке доступности РЭС. Еще одним не менее важным аспектом является отсутствие в действующих нормативных документах исходных данных фактора времени, отводимого на работу средств радиомониторинга или РЭС. Практический опыт проведения подобных оценок показывает зачастую решающее значение именно временного фактора даже при относительно небольших расстояниях конфликтного взаимодействия.

В работе [4] рассмотрен методический подход к комплексной оперативной оценке возможностей выявления в различных физических полях сведений об объектах защиты (ОЗ), основанный на использовании обобщенных показателей (вероятности обнаружения и распознавания объектов в зависимости от расстояний до них с учетом типизации исходных данных по используемой аппаратуре, условиям ее применения и результатам инструментального контроля). Метод оперативной оценки возможностей технических средств разведки (ТСР), позволяющий определять функциональные зависимости показателей защищенности ОЗ от дальности ведения разведки в условиях неполноты и неопределенности исходных данных, характерных для высокой динамики ведения технической разведки, описан в [5]. Структурно-логическое представление объектов радиомониторинга для имитации динамично изменяющейся радиоэлектронной обстановки, которое может быть использовано для единой формализованной классификации радиоэлектронных объектов, приводится в работе [6].

Модели процессов защиты информации и методика оценки эффективности принятых мер противодействия ТСР, обеспечивающие поддержку процессов принятия решений о наличии технических каналов утечки охраняемых сведений при нечетко заданной исходной информации о составе и характеристиках средств технической разведки, условиях ведения разведки и параметрах объектов комплексного технического контроля предложены в [7].

Заслуживает отдельного интереса методический подход, изложенный в работе [8], объединяющий зависимость вероятности обнаружения $W_0$, с усредненными значениями параметров, от удаления средств радиомониторинга $Д_Р$ в виде

$$W_0 = f(Д_Р). \qquad (1)$$

Проведение мероприятий по оценке показателей доступности с применением данной методики позволяет при минимальных исходных данных оперативно получить усредненное значение вероятности обнаружения средствами радиомониторинга. Вместе с тем реальные условия функционирования РЭС различного назначения, где излучение, а также его параметры и режимы содержат охраняемые сведения, вынуждают в той или иной степени учитывать фактор времени.

*Целью статьи* является обоснование методики оперативной оценки средств радиомониторинга, позволяющей связать вероятность обнаружения объекта защиты $W_0$ с дальностью ведения радиомониторинга $Д_Р$ в явном виде $W_0 = f(Д_Р)$ с учетом временного фактора, отводимого на проведение радиомониторинга.

***Постановка задачи.*** Типовой ситуацией технического обслуживания РЭС является проверка работоспособности на частотах и параметрах сигналов, предназначенных для работы в условиях особого режима, когда передатчик кратковременно нагружается на эквивалент антенны. Учитывая нередко значительную мощность передатчика РЭС и высокую чувствительность современных средств радиомониторинга, возможен канал утечки по слабонаправленному пространственному излучению эквивалента антенны РЭС или за счет просачивания энергии в антенну из-за несовершенства (неисправности) антенного коммутатора. Аналогичная ситуация может возникнуть и при проведении модернизации РЭС в месте его дислокации, связанной с изменением частотно-временных параметров сигналов, или другие ситуации, связанные с несанкционированным кратковременным излучением РЭС по той или иной причине. Во всех случаях возникает вопрос о степени ущерба с точки зрения раскрытия охраняемых сведений, ответ на который возможен путем оценки с учетом временного фактора.

Взяв за основу имеющуюся оценку (1) и получаемые значения с учетом временного параметра, представим его в виде

$$W_0(t) = f(t, Д_Р), \qquad (2)$$

где $0 \le t \le T_{\max}$, $T_{\max}$ – максимальная длительность работы средств радиомониторинга.

Воспользуемся приведенной в [5] зависимостью вероятности обнаружения от времени в виде

$$W_0(t) = 1 - \exp\left[ -\frac{t}{T_{\text{Н}}} \cdot \ln\left( 1 + \frac{P_{\text{СВХ}}}{\gamma \cdot \left( P_{\text{Ш}} + P_{\text{П}} \right)} \right) \right], \quad (3)$$

где $T_{\text{Н}}$ – минимальная длительность работы на излучение; $P_{\text{СВХ}}$ – мощность сигнала на входе приемника средства радиомониторинга; $P_{\text{Ш}}$ – мощность шума на входе приемника; $P_{\text{П}}$ – мощность помехи на входе приемника; $\gamma \ge 1$ – коэффициент различимости, определяемый средним показателем качества обнаружения. При первоначальной оценке вероятности обнаружения РЭС средствами радиомониторинга возможно принятие усредненного значения, равного трем ($\gamma = 3$).

При рассмотрении варианта оценки, когда радиоэлектронные помехи отсутствуют ($P_{\text{П}} = 0$), а мощность сигнала, излучаемого РЭС, незначительна (до мВт), полученное значение $\frac{P_{\text{СВХ}}}{\gamma \cdot \left( P_{\text{Ш}} + P_{\text{П}} \right)}$ невелико. В этом случае соотношение (3) изменится к виду

$$W_0(t) \approx 1 - \exp\left[ -\frac{t}{T_{\text{Н}}} \cdot \frac{P_{\text{СВХ}}}{\gamma \cdot P_{\text{Ш}}} \right], \quad (4)$$

где $\frac{P_{\text{СВХ}}}{\gamma \cdot P_{\text{Ш}}}$ – отношение сигнал/шум на входе приемника средств радиомониторинга, учитывающее коэффициент различимости $\gamma$. Данное отношение определяет практически все количественные показатели, необходимые для проведения оперативной оценки возможностей средств радиомониторинга.

***Результаты исследований.*** При усреднении получаемых значений оценки установлено, что мощность шума на входе приемника $P_{\text{Ш}}$ определяется наличием шумов антенны $P_{\text{ША}}$ и собственных шумов приемного устройства $P_{\text{ШПР}}$. Если предположить, что ширина полосы пропускания приемника средства радиомониторинга $\Delta f_{\text{ПР}}$ и ширина спектра, излучаемого контролируемым объектом сигнала $\Delta f_{\text{С}} \left( \Delta f_{\text{ПР}} \approx \Delta f_{\text{С}} \right)$ приблизительно равны, то мощность шума будет определяться как $P_{\text{Ш}} = P_{\text{ШПР}} + P_{\text{ША}}$. При работе средств радиомониторинга в диапазоне частот $f \ge 50$ МГц шумы приемника и антенны приобретают схожий уровень. При проведении оперативной оценки, исходя из уровня шумов в данном диапазоне, достаточно учитывать только собственный шум самого приемника.

В современных средствах радиомониторинга в технических характеристиках задается предельная чувствительность приемника $P_{\min}$, следовательно, можно принять $P_{\text{Ш}} \approx P_{\min}$ [1, 2]. Значение такой характеристики средств радиомониторинга, как чувствительность $N_{\min}(f_{\text{С}})$, чаще всего выражается в дБ относительно 1 Вт, измеренное в полосе частот 1 Гц [дБ/Вт/Гц]. Исходя из этого можно получить значение предельной чувствительности приемника [Вт] в виде

$$P_{\min} = 10^{0,1 \cdot N_{\min}(f_{\text{С}})} \cdot \Delta f_{\text{ПР}}. \quad (5)$$

Если значение $N_{\min}(f_{\text{С}})$ будет выражено в технических характеристиках в дБ относительно 1 мВт, измеренное в полосе частот 1 Гц, получим $P_{\min} = 10^{0,1 \cdot (N_{\min}(f_{\text{С}}) - 3)} \cdot \Delta f_{\text{ПР}}$.

Используя уравнение радиосвязи, можно рассчитать мощность сигнала на входе приемника средства радиомониторинга как

$$P_{\text{СВХ}} = \frac{\lambda^2}{(4\pi)^2} \cdot \frac{P_{\text{Э}} G_{\text{Р}} \eta}{Д_{\text{Р}}^2} \cdot V, \quad (6)$$

где $\lambda$ – длина волны; $\eta$ – коэффициент потерь в приемном тракте и с учетом несовпадения поляризаций антенны средства радиомониторинга и сигнала (при проведении оперативной оценки целесообразно установить значение $\eta = 0,25$); $G_{\text{Р}}$ – коэффициент усиления приемной антенны; $P_{\text{Э}}$ – эквивалентная (излучаемая) мощность источника радиоизлучения (ИРИ); $V \le 1$ – множитель, отвечающий за ослабление сигнала в атмосфере.

Значение коэффициента усиления приемной антенны в разах, учитывая что значение коэффициента усиления антенны на частоте сигнала $f_{\text{С}}$ обычно выражается в децибелах $R(f_{\text{С}})$, [дБ], можно получить

$$G_{\text{Р}} = 10^{0,1 \cdot R(f_{\text{С}})}. \quad (7)$$

Эквивалентную (излучаемую) мощность ИРИ в выражении (6) можно получить как рас-

четным способом, так и инструментальным. При инструментальном способе определения $P_Э$ находим частоту излучения $f_С$, ширину спектра $\Delta f_С$ и уровня излучения $X$, [дБ/мкВ]. Существующая методика перерасчета [7] позволяет перевести $X$, [дБ/мкВ], в $P_Э$, [Вт], с помощью выражения

$$P_Э \approx 0,02 \cdot 10^{0,1 \cdot X - 12}. \quad (8)$$

При проведении расчетного способа определения $P_Э$ производится по известной из технических характеристик мощности передатчика РЭС $P_{ПЕР}$ и коэффициенту усиления антенны $G_А$ в виде $P_Э = P_{ПЕР} \cdot G_А$, если доступность РЭС для средства радиомониторинга оценивать по основному лепестку ДНА. Наиболее вероятным случаем при проведении подобной оценки является расчет по уровню бокового излучения $g_a$:

$$P_Э = P_{ПЕР} \cdot G_А \cdot g_a. \quad (9)$$

Для оперативной оценки подходит приближенное соотношение $G_A \cdot g_a \approx 0,1...0,25$, где значение 0,25 выражение принимает при использовании директорных антенн, а минимальное значение 0,1 – при радиомониторинге зеркальных антенн. Объединив расчеты в (6) и усредненные значения в (7), получаем выражение для уровня мощности сигнала на входе приемника средства радиомониторинга

$$P_{СВХ} = \frac{c^2 \cdot P_Э \cdot 10^{0,1 \cdot R(f_С)} \eta}{(4\pi)^2 \cdot f_С^2 \cdot Д_Р^2} \cdot V, \quad (10)$$

где $P_Э$, [Вт], получаем в зависимости от способа контроля (выражения (8) или (9)).

Развитие РЭС в настоящее время породило огромное количество различных сигналов, имеющих уникальные характеристики как по виду модуляции и манипуляции, так и по режиму работы, прерывистых и квазинепрерывных сигналов с возможной шириной спектра от сотен килогерц до нескольких гигагерц. Отсюда возникает вопрос по выбору необходимого минимально допустимого значения $T_Н$ (минимальной длительности работы на излучение). Также нельзя не отметить, что сложная задача стоит перед средствами радиомониторинга по поиску сигнала ИРИ в широком диапазоне частот, выбору способа поиска, обнаружения, анализа и измерения параметров сигнала [9].

При проведении оценки возможностей средств радиомониторинга существуют общепринятые допущения: во-первых, равенство $\Delta f_{ПР} \approx \Delta f_С$ [1]; во-вторых, немаловажное допущение о неравенстве $T_{АН} \cdot \Delta f_{ПР} >> 1$, исходя из которого произведение времени анализа $T_{АН}$ на полосу пропускания должно быть много больше единицы. Отсюда следует, что целесообразно устанавливать нижнюю границу, равную 10, а из анализа технических характеристик средств радиомониторинга для обеспечения требуемого качества принятия сигнала следует выбирать верхнюю границу в диапазоне 50…150.

Исходя из условия, что $T_Н = T_{АН}$, показатель оценки целесообразно рассчитывать со значением $T_Н$, исходя из следующего неравенства:

$$T_Н \geq \frac{B}{\Delta f_{ПР}}, \quad (11)$$

где $B$ – значение из интервала 50…150.

Подставив в общее выражение зависимости вероятности обнаружения от времени (4) полученные соотношения (5), (10) и (11), в итоге получим

$$W_0(t, Д_Р) \approx$$
$$\approx 1 - \exp\left[ -\frac{c^2 \cdot P_Э \cdot 10^{0,1R(f_С)} \eta}{(4\pi)^2 \cdot f_С^2 \cdot 10^{0,1N_{\min}(f_С)} \cdot \gamma \cdot B} \cdot V \cdot \frac{t}{Д_Р^2} \right]. \quad (12)$$

Данное равенство позволяет установить взаимосвязь между техническими характеристиками средства радиомониторинга, РЭС и условий ведения контроля от наиболее важных для определения вероятности параметров – дальности и времени. В связи с тем что оценка вероятности зависит от двух коэффициентов, результат усредненной оценки удобно представить в виде 3D графика, позволяющего оперативно рассчитать вероятность, зная только время работы РЭС и дальность между этим средством и средством радиомониторинга.

Для удобства и оперативности проведения оценки упростим выражение (12), сгруппировав параметры по принадлежности. Так, объединив все параметры средства радиомониторинга, получим выражение для коэффициента средств радиомониторинга $k_{СР}$, [м$^2$/(Вт/Гц)]:

$$k_{\text{СР}} = \frac{c^2 \cdot 10^{0,1R(f_{\text{С}})}}{(4\pi)^2 f_{\text{С}}^2 \cdot 10^{0,1 \cdot N_{\min}(f_{\text{С}})}}. \qquad (13)$$

Графики для определения коэффициента средства радиомониторинга, полученные с помощью (13), обобщающие технические характеристики средств радиомониторинга $N_{\min}(f_{\text{С}})$ и $R(f_{\text{С}})$, таких как стационарные наземные средства (НР), наземные видовые средства (НРВ), а также на самолетах иностранных авиакомпаний (СИАК), представлены на рис. 1.

Проведем аналогичную (13) процедуру по объединению параметров, относящихся к контролируемому РЭС, получив коэффициент РЭС $k_{\text{ИРИ}}$, [Вт],

$$k_{\text{ИРИ}} = \frac{P_{\text{Э}} \cdot \eta}{\gamma \cdot B}, \qquad (14)$$

где мощность излучения $P_{\text{Э}}$ можно получить в соответствии с (8) или (9) в зависимости от вида контроля, а значения $\eta$, $\gamma$ и $B$ принимаются исходя из соображений, приведенных ранее.

Исходя из практического опыта, при $\lambda \le 3$ см начинают учитываться потери в атмосфере, тогда множитель ослабления рассчитывается с помощью выражения

$$V = 10^{-0,1\alpha \cdot \text{Д}_{\text{Р}}}, \qquad (15)$$

где $\alpha$, [дБ/км], – коэффициент затухания, определяющийся рабочей частотой, состоянием атмосферы, характером трассы распространения.

Для быстроты оценки и возможности автоматизации проведено усреднение по времени года значения $\alpha(f_{\text{С}})$, представленное на рис. 2.

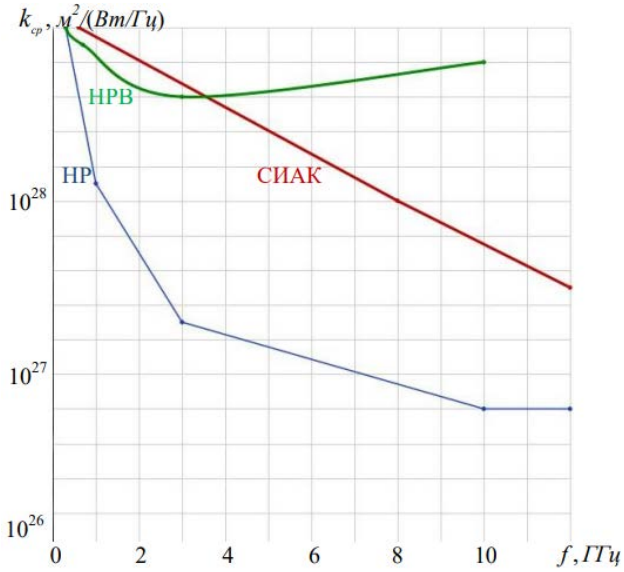



Рис. 1. Графики для определения коэффициента средства радиомониторинга

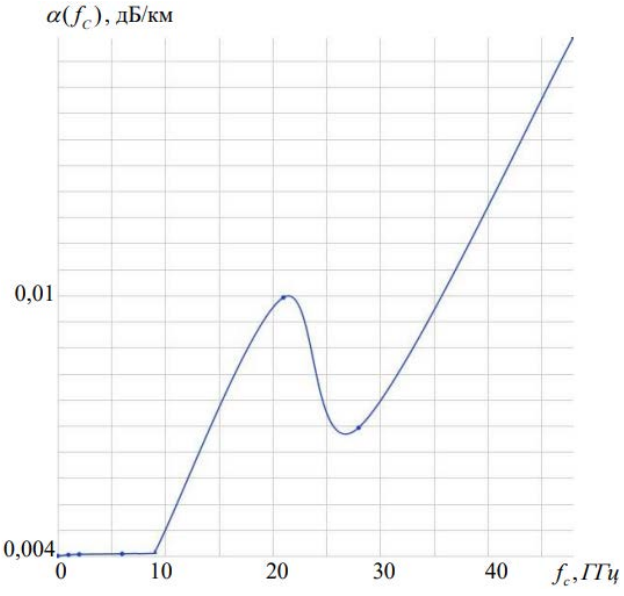



Рис. 2. Графики для определения коэффициента затухания в атмосфере

Объединив полученные в (14) и (13) коэффициенты с соотношением (12), получим обобщенное выражение для определения вероятности обнаружения объекта:

$$W_0(t, \text{Д}_{\text{Р}}) \approx 1 - \exp\left[-k_{BP} \cdot k_{\text{ИРИ}} \cdot V \cdot \frac{t}{\text{Д}_{\text{Р}}^2}\right]. \qquad (16)$$

В целях упрощения и ускорения проведения оценки вероятности возможно заблаговременное построение входящих в (16) коэффициентов в виде семейства графиков.

Типовой ситуацией, для которой применима данная оперативная оценка, является размещение средств радиомониторинга на БЛА, СИАК или наземных средствах, позволяющих вскрыть непродолжительное излучение РЭС, представляющее канал утечки информации. Для данного примера возможны следующие исходные данные:

– цифровые приемники средства радиомониторинга, работающие в диапазоне 30 МГц…3 ГГц, обладающие спектральным уровнем мощности шума $N_{\min} = 10^{-18,6} \ldots 10^{-19,5}$ Вт/Гц;

– РЭС, работающие на частоте $f_C = 500$ МГц;

– предельная чувствительность приемника $P_{\min} = 10^{-19}$ Вт/Гц;

– коэффициент различимости $\gamma = 3$, коэффициент потерь $\eta = 0,25$;

– определяющий длительность сигнала РЭС коэффициент $B = 100$;

– коэффициент усиления антенны средства радиомониторинга $G_P(f_C) = 1$;

– эквивалентная мощность излучения РЭС $P_Э = 10$ мкВт.

Учитывая рабочую частоту $f_C = 500$ МГц и представленный на рис. 2 график, значением ослабления сигнала в атмосфере можно пренебречь, следовательно, множитель ослабления будет равен 1.

Применив исходные данные к полученной в (16) функции, получим представленный на рис. 3 3D график зависимости вероятности обнаружения от времени излучения РЭС и дальности между РЭС и средством радиомониторинга.

Представленный на рис. 3 график позволяет оценить как текущую вероятность обнаружения, так и необходимые мероприятия по ее снижению. На рис. 4 представлено сечение графика $W_0 = f(t, Д_P)$ (рис. 3) в плоскостях $W_0 = \text{const}$, параллельными координатной плоскости $t$, $Д_P$. Для примера установим наглядную границу областей обнаружения и области скрытия $W_0 = 0,5$.

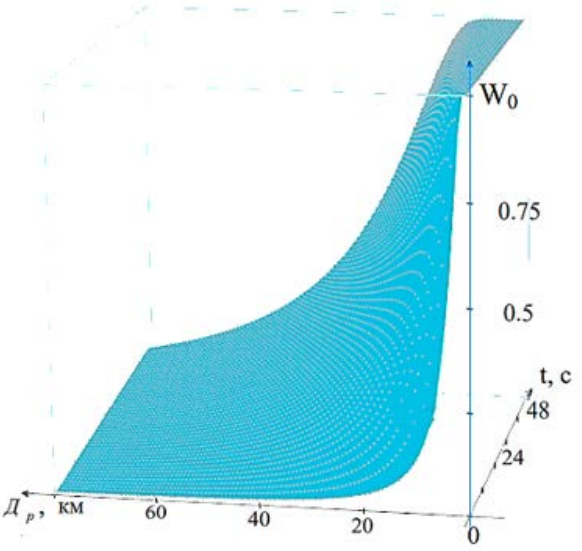



Рис. 3. Результаты оценки возможностей средств радиомониторинга в 3D формате

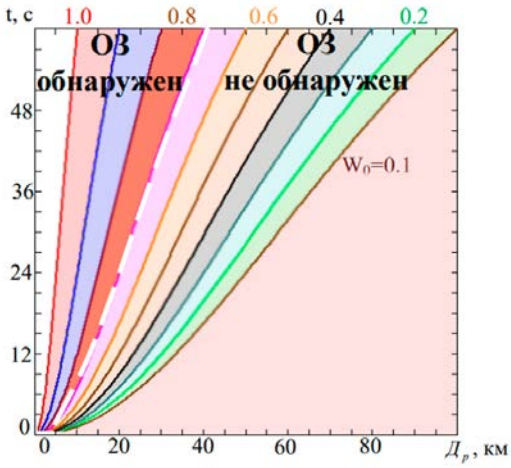



Рис. 4. Результаты оценки зависимости вероятности обнаружения от дальности и времени

Проведя анализ полученных зависимостей, можно сделать вывод, что обнаружение РЭС средствами радиомониторинга (для заданных исходных данных и установленного $W_0 = 0,5$ порога обнаружения) возможно только в пределах 40 км даже для достаточно продолжительного излучения.

Дальнейшее исследование полученных зависимостей целесообразно проводить на сечении рис. 3 по осям координат при фиксированной второй переменной. Эти сечения представлены на рис. 5, 6.

При фиксированной дальности радиомониторинга график $W_0 = f(t)$ (рис. 5) позволяет быстро выбрать необходимое время работы на излучения для достижения требуемой, минимально допустимой вероятности обнаружения при фиксированном расстоянии до средства радиомониторинга (например, если изменить место размещения РЭС невозможно). Аналогичную оценку можно провести по графику $W_0 = f(Д_P)$ (рис. 6), если невозможно изменить время работы РЭС на излучение, однако есть возможность изменить расстояние до средства радиомониторинга. На графике 6 следует обратить внимание на «уплотнение» кривых, начиная с $Д_P \geq 40$ км, что свидетельствует о том, что увеличение времени работы на таких расстояниях не приводит к обнаружению РЭС.

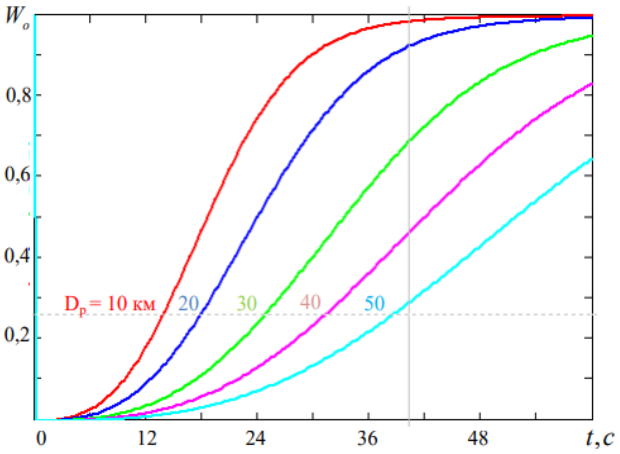



Рис. 5. График оценки зависимости вероятности обнаружения от времени излучения при фиксированной дальности

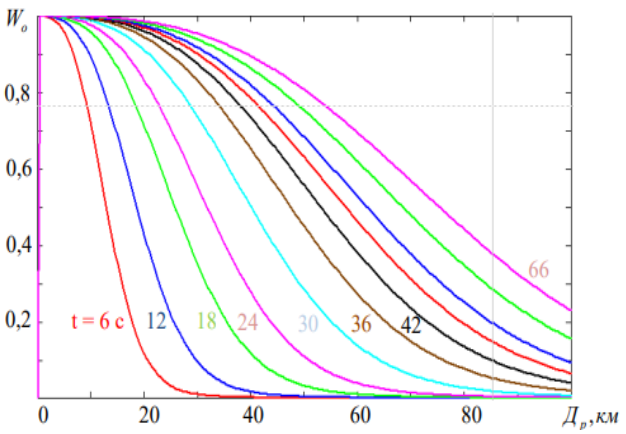



Рис. 6. График оценки зависимости вероятности обнаружения от дальности при фиксированном времени излучения

Поскольку представленные на рис. 3–6 зависимости позволяют проводить оценку возможностей воздушных средств радиомониторинга по обнаружению маломощных ИРИ [4] с использованием аппаратуры, размещенной на БЛА среднего класса, необходимо ориентироваться на наличие дальности прямой видимости. Для ее учета с графиками $W_0 = f(Д_Р)$ (рис. 6) совмещена зависимость дальности прямой видимости $Д_{ПР}$ от высоты радиомониторинга $H_Р$ (совмещены оси $Д_Р$ и $Д_{ПР}$) при фиксированной высоте антенны РЭС $h_С \approx 3$ м. При расчете указанной зависимости выражение для дальности прямой видимости использовано в виде $H_Р = \left(0,243 \cdot Д_{ПР} - \sqrt{h_С}\right)^2$. Высота радиомониторинга ограничена значением $H_Р \approx 500$ м, соответствующей $Д_{ПР} \approx 100$ км.

Упрощение оценочных расчетов возможно путем использования графиков на рис. 1, которые формируются по видам разведки и позволяют по измеренной или известной из технических характеристик частоте излучения ИРИ $f_С$ определить коэффициент средств радиомониторинга $k_{СР}$, [м$^2$/(Вт/Гц)].

Коэффициент РЭС $k_{ИРИ}$ на основании (14) с учетом постоянных представляется в виде $k_{ИРИ} \approx 8,3 \cdot 10^{-4} \cdot P_Э$, где эквивалентная мощность излучения ИРИ $P_Э$, [Вт] находится на основании измерений (в случае измерительного контроля) или из технических характеристик с учетом (9).

По найденным $k_{СР}(f_С)$, $k_{ИРИ}$ заданной дальности до средства радиомониторинга $Д_Р$ и времени работы ИРИ на излучение $t_И$ с использованием (16) при условии $t = t_И$ и $V = 1$ определяется значение вероятности обнаружения излучения ИРИ $W_0$ (для заданной дальности за заданное время). На графике равновероятных поверхностей (рис. 4) это будет точка, принадлежащая либо области обнаружения, либо области скрытия, указывающая на степень ущерба для охраняемого сведения и необходимость принятия мер противодействия.

При необходимости учета ослабления сигнала ИРИ атмосферой определяется множитель ослабления $V$ в соответствии с (15). Для этого с использованием графика на рис. 2 по известной $f_С$ находится коэффициент затухания в атмосфере $\alpha(f_С)$, [дБ/км]. Затем для заданной или ориентировочной дальности $Д_Р$, [км] определяется значение $V$ и находится $W_0$.

Весьма информативными для проведения анализа представляются контурные графики равных вероятностей (рис. 4) как сечения трехмерной поверхности $W_0(t, Д_Р)$. Они одновременно дают как обобщенное представление относительно возможности обнаружения маломощного ИРИ в пространственно-времен-ных координатах (области обнаружения и скрытия), так и позволяют вырабатывать конкретные рекомендации по противодействию относительно времени работы передатчика ИРИ или выбора местоположения при наличии такой возможности.

### *Выводы*

Полученное в ходе исследования уравнение (16) позволяет оперативно и с минимальными исходными данными провести оценку доступности РЭС для средств радиомониторинга независимо от уровня подготовки оператора. Кроме того, применение полученных результатов возможно в виде двух алгоритмов – графоаналитического и автоматизированного. Графоаналитический алгоритм для данной методики оценки вероятностей обнаружения основывается на обобщении данных по средствам радиомониторинга, результатам измерительного контроля, технических характеристик РЭС, времени работы на излучение и представления полученных результатов в виде графических зависимостей, позволяющих получить численные значения оценки средств радиомониторинга. Применение графоаналитического алгоритма предполагает наличие заблаговременно рассчитанных графиков и проведение элементарных расчетов (без применения ЭВМ), что позволяет в минимальные сроки вычислить вероятность обнаружения. Автоматизированный алгоритм предполагает наличие файловых данных, реализованных в виде программно-алгоритмических продуктов. Оценка вероятности обнаружения данным алгоритмом предполагает наличие ЭВМ с установленным специализированным программным обеспечением.

### *Список источников*

1. *Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А.* Радиомониторинг: задачи, методы, средства / Под ред. *А.М. Рембовского*. 4-е изд., испр. М.: Горячая линия–Телеком, 2015. 640 с.

2. Современные технологии радиомониторинга в спутниковых системах связи и ретрансляции / Под ред. *А.В. Кузовникова*. М.: Радиотехника, 2015. 216 с.

3. *Мухин И.Е., Хмелевская А.В, И. Бабанин И.Г.* Методологические основы синтеза систем обеспечения электромагнитного доступа средствами радиомониторинга современных систем телекоммуникаций: монография. Курск: ЮЗГУ, 2016. 316 с.

4. *Кравцов Е.В.* Методический подход к комплексной оперативной оценке возможностей выявления сведений об объектах защиты // Телекоммуникации. 2020. № 9. С. 33–41.

5. *Леньшин А.В., Кравцов Е.В.* Функциональный метод обобщенных параметров для оперативной оценки возможностей технических средств разведки // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2021. № 3. С. 23–32.

6. *Нагалин А.В., Кравцов Е.В., Сенюков Г.А.* Структурно-логическое представление объектов радиомониторинга в технических средствах обучения для имитации радиоэлектронной обстановки // Вестник Воронежского института МВД России. 2015. № 4. С. 135–141.

7. *Леньшин А.В., Кравцов Е.В., Славнов К.В.* Методика оценки эффективности защиты информации на объектах комплексного технического контроля // Радиотехника. 2021. № 1. С. 20–27.

8. *Леньшин А.В., Кравцов Е.В., Рюмшин Р.И., Сенюков Г.А.* Оценка возможностей радиотехнической разведки по результатам контроля радиоэлектронных средств комплексом радиотехнического контроля // Динамика сложных систем – XXI век. 2016. № 3. С. 29–35.

9. *Кравцов Е.В.* Метод обнаружения маломощных источников радиоизлучения // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2021. № 4. С. 13–20.

### *Информация об авторах*

**И.А. Сидоренко**, адъюнкт

### *Information about the authors*

**I.A. Sidorenko**, Graduate Student

Статья поступила в редакцию 02.03.2022
Одобрена после рецензирования 14.03.2022
Принята к публикации 24.03.2022

The article was submitted 02.03.2022
Approved after reviewing 14.03.2022
Accepted for publication 24.03.2022

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 1. С. 84–94. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No 1. Pp. 84–94. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.372

# Проблемы управления беспилотным летательным аппаратом малого класса по атмосферному оптическому каналу с помощью модулированного вращающимся растром лазерного излучения

**А.Ю. Козирацкий[1], А.Г. Петухов[2], А.А. Козирацкий[3], О.В. Смынтына[4]**
[1,2,4]Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина, Воронеж, Россия
[3]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[1,3]sashfish@bk.ru, [2]st.st7@inbox.ru, [4]osmyntyna@gmail.com

***Аннотация.*** *Рассмотрены проблемные вопросы, возникающие при реализации способа управления беспилотным летательным аппаратом малого класса по оптическому каналу. Определены мощности излучения на входе фотоприемного устройства, закрытого тенью растра и находящегося под воздействием прямого лазерного излучения. Проведено их сравнение и оценена степень влияния рассеянного излучения и дифракции волны на краях растра на определение границ зоны затенения.*

***Ключевые слова:*** *атмосферный оптический канал управления, беспилотный летательный аппарат, рассеяние, дифракция.*

# Control problems with a pilotless vehicle of a small class on the atmospheric optical channel by means of a modulated rotating raster of laser radiation

**A.Yu. Koziratsky[1], A.G. Petukhov[2], A.A. Koziratsky[3], O.V. Smyntyna[4]**
[1,2,4]Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin, Voronezh, Russia
[3]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[1,3]sashfish@bk.ru, [2]st.st7@inbox.ru, [4]osmyntyna@gmail.com

***Abstract.*** *The problem questions arising at the realization of a control method by the pilotless vehicle of a small class on the optical channel are considered. Radiation power at a photodetector input which is closed by a raster shade and being under the influence of direct laser radiation are defined. Their comparison is made and a degree of an influence of the scattered radiation and a wave diffraction at the raster edges for delimitation of a shadowing zone is estimated.*

***Keywords:*** *atmospheric optical control channel, pilotless vehicle, scattering, diffraction.*

В условиях высокой загруженности радиодиапазона вследствие одновременной работы множества радиоэлектронных средств или воздействия преднамеренных радиоэлектронных помех управление беспилотным летательным аппаратом малого класса может быть затруднено или невозможно, поэтому в данных ситуациях оправдан уход из радиодиапазона в оптический, обладающий невосприимчивостью к радиоэлектронным помехам. В [1] предложен способ управления в оптическом диапазоне длин волн, согласно которому управление БПЛА по азимуту и углу места производится оператором с наземного пункта управления путем перемещения им диаграммы направленности лазерного излучения. Удаление и приближение БПЛА в данном способе осуществляется путем изменения периода следования импульсов лазерного излучения. На борту БПЛА размещен приемник оптического излучения, позволяющий в автоматическом режиме определять положение БПЛА относительно центра управляющего луча. Для этого управляющее лазерное излучение радиусом $r_0$ модулируется с помощью вращающегося с угловой скоростью $V_p$ растра шириной $d$ (рис. 1).

© Козирацкий А.Ю., Петухов А.Г., Козирацкий А.А., Смынтына О.В., 2022

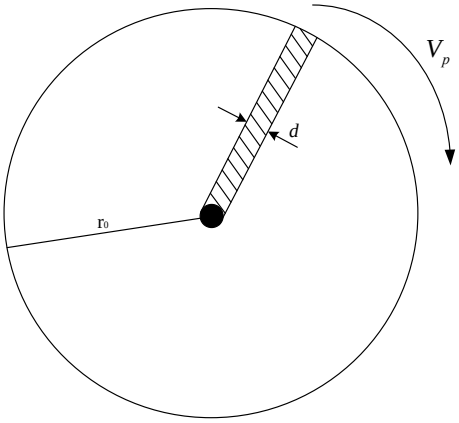



Рис. 1. Модуляция лазерного излучения

На выходе приемного устройства происходит последовательное формирование изображений, создаваемых областью затенения от вращающегося растра (рис. 2).

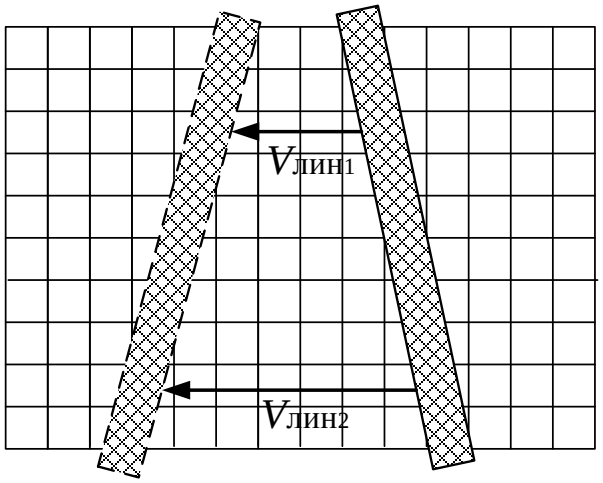



Рис. 2. Изображения на выходе приемного устройства

Линейная скорость элементов фиксируемых участков вращающегося растра (затененных элементов) будет увеличиваться с удалением от центра управляющего лазерного пучка.

Знание угловой скорости вращения растра на борту БПЛА и линейной скорости элементов МФПУ фиксируемых участков вращающегося растра позволяет БПЛА определять отклонение своего положения относительно центра управляющего лазерного излучения и нивелировать его.

Однако управление БПЛА при помощи данного способа имеет ряд проблемных вопросов, ранее не описанных и не решенных. Так, процесс наведения диаграммы направленности лазерного излучения на приемное устройство БПЛА сопровождается воздействием дестабилизирующих факторов, таких как дрожание рук оператора, порывы ветра и др. Вследствие воздействия данных факторов БПЛА может выйти из зоны излучения, и управление будет потеряно. Подробное описание и решение проблемы, основанное на определении оптимальных пространственных и энергетических характеристик управляющего лазерного излучения, которые позволят удерживать БПЛА в створе распространения управляющего излучения, представлены в [2]. Однако перенос оптического излучения в пространстве сопровождается рассеянием на различных частицах [3], и доля рассеянного излучения будет регистрироваться фотоприемным устройством как полезный сигнал. К тому же при взаимодействии электромагнитной волны с препятствием в виде модулирующего растра имеет место явление дифракции на краях растра, следствием чего является уменьшение размеров реальной тени от растра по сравнению с размерами геометрической тени. Для решения данных проблемных вопросов необходимо провести анализ влияния и получить количественную оценку излучения, падающего в зону затенения за счет дифракции на краях растра, а также в процессе однократного рассеяния на частицах на трассе распространения.

Целью настоящей работы является решение следующих частных задач:

1. Определение доли излучения, падающего в область геометрической тени за счет дифракции.

2. Разработка алгоритма и определение доли излучения, падающего на фотоприемное устройство за счет однократного рассеяния на частицах.

### *Определение доли излучения, падающего в область геометрической тени за счет дифракции*

Как известно, вследствие дифракции волны на препятствии излучение проникает в область геометрической тени, за счет чего реальные размеры тени от препятствия становятся меньше [4].

Рассмотрим модулирующий растр как препятствие прямоугольной формы, установленное на пути распространения лазерного излучения. Геометрию распространения лазерного излучения, на пути которого установлено препятствие в виде модулирующего растра, можно наблюдать на рис. 3. Установленный на расстоянии $z_0$ от источника оптического излучения с углом расходимости θ растр имеет прямоугольную форму размерами $b_0$

и $a(z_0)$, где $a(z_0)$ – радиус поперечного сечения лазерного луча на расстоянии $z_0$. На расстоянии $z$ от источника излучения растр создает область геометрической тени прямоугольной формы размерами $b(z)\times a(z)$ и вершинами в точках $A\left(-\frac{b(z)}{2},0\right)$, $B\left(\frac{b(z)}{2},0\right)$, $C\left(\frac{b(z)}{2},-a(z)\right)$, $D\left(-\frac{b(z)}{2},-a(z)\right)$, где $b(z)=\frac{b_0}{z_0}z$, $a(z)=\mathrm{tg}(\theta)z$, $a(z)$ – радиус поперечного сечения лазерного луча на расстоянии $z$. Уменьшенная из-за огибания волны препятствия область тени будет иметь также форму прямоугольника с вершинами в точках $A_1\left(-\frac{b(z)}{2}+\Delta,0-d\right)$, $B\left(\frac{b(z)}{2}-d,0-d\right)$, $C\left(\frac{b(z)}{2}-d,-a(z)\right)$, $D\left(-\frac{b(z)}{2}+d,-a(z)\right)$, где $d$ – величина, на которую уменьшаются размеры тени.

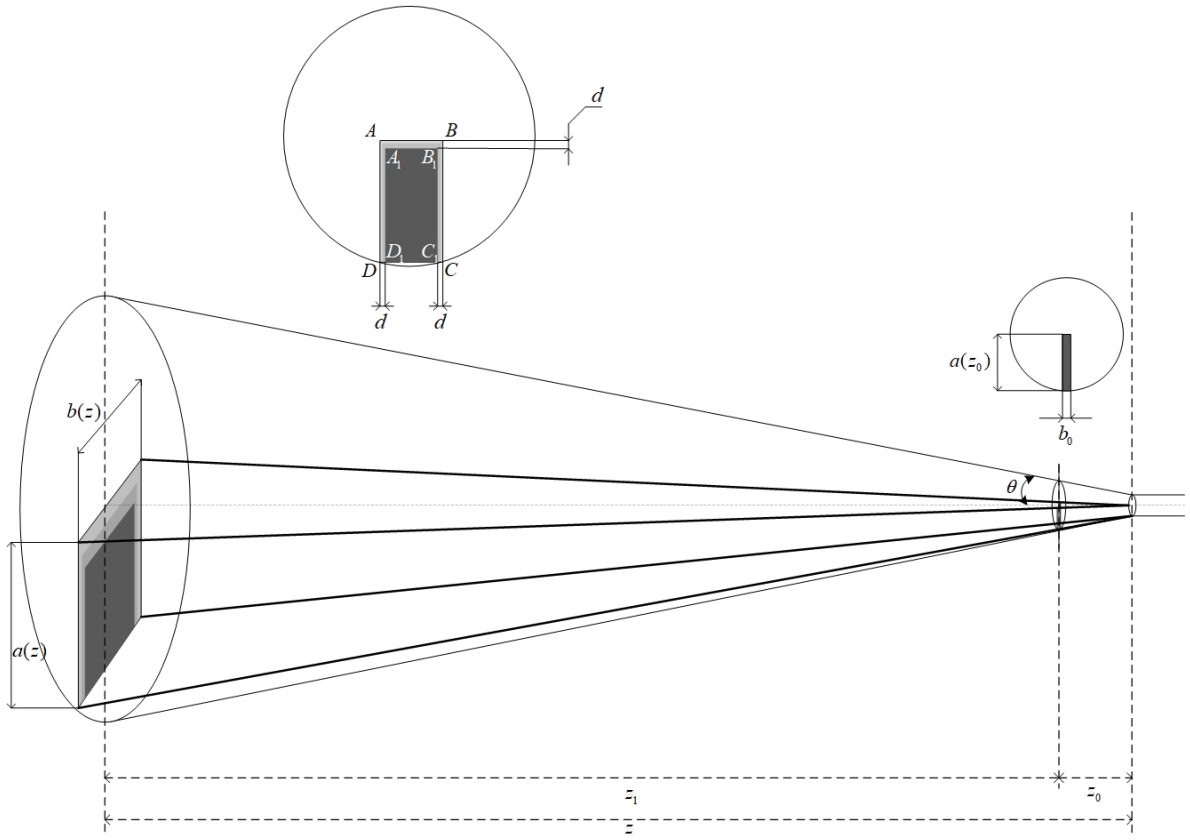



Рис. 3. Геометрия образования областей геометрической и реальной теней от растра

Проведем количественную оценку величины $d$.

Процесс огибания препятствия будет идентичен для всех сторон растра, поэтому достаточно рассмотреть дифракцию на одном из них и применить полученные выводы к остальным. Исследование области тени будем проводить в плоскости апертуры приемного устройства, находящейся на расстоянии $z$ от источника излучения.

Волна распространяется вдоль оси $Z$. Ее фронт параллелен плоскости растра $AB$ и плоскости поперечного сечения луча $A'B'$ на расстоянии $z_1$ от препятствия, в которой находится апертура приемного устройства и на которой рассматривается дифракционная картина. Растр делит плоскость $AB$ на закрытую им область $AO$ и открытую $OB$. Разобьем открытую часть фронта волны на $m$ прямоугольных

зон Шустера шириной $d_1, d_2, d_m$, где $d_m = (\sqrt{m} - \sqrt{m-1})\sqrt{z_1\lambda}$ [4].

Интенсивность излучения в любой точке $D$ на плоскости $A'B'$ будет складываться из совокупности интенсивностей от каждой открытой зоны. При помощи специального графического инструмента – спирали Корню оценим совокупную интенсивность излучения от открытых зон (рис. 5) [4].

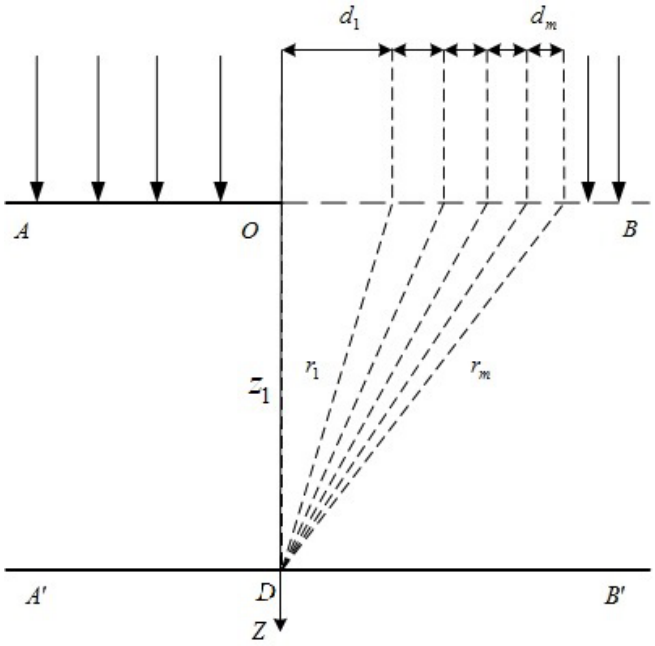



Рис. 4. Разбиение волнового фронта на зоны

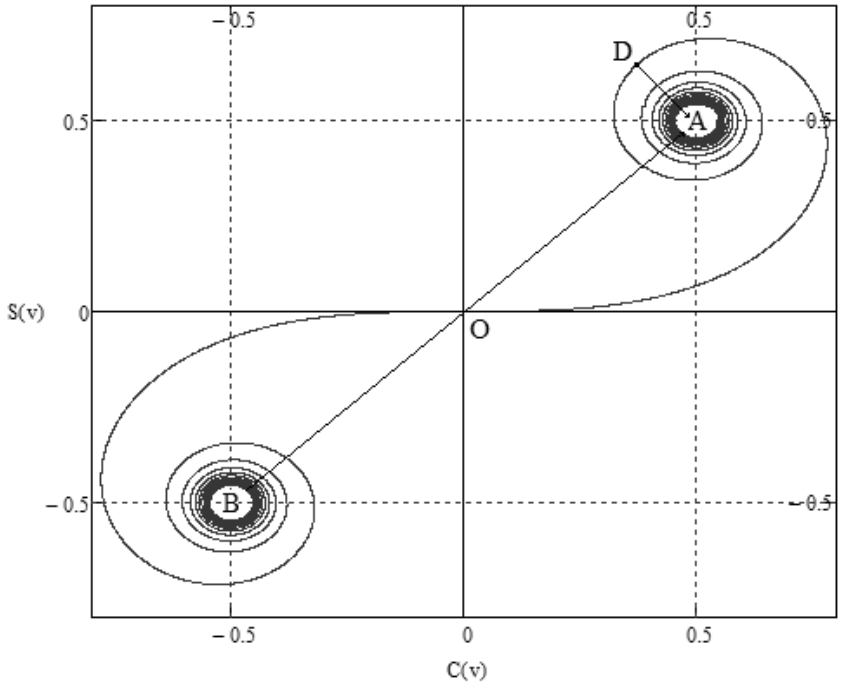



Рис. 5. Спираль Корню

Построение спирали проводится в параметрической системе координат, заданной интегралами Френеля:

$$S(v)=\int_0^v \sin\frac{\pi u^2}{2}du, \qquad (1)$$

$$C(v)=\int_0^v \cos\frac{\pi u^2}{2}du, \qquad (2)$$

где $v$ – длина участка спирали, пропорционального суммарной ширине открытых зон $d_\Sigma$:

$$v=d_\Sigma\sqrt{\frac{2}{z_1\lambda}}. \qquad (3)$$

Амплитуда колебания, соответствующая открытым зонам, или по-другому, вектору $\overrightarrow{DA}$, будет рассчитываться в условных единицах по формуле

$$E=\overrightarrow{DA}=\sqrt{\left(0.5-C(v)\right)^2+\left(0.5-S(v)\right)^2}. \qquad (4)$$

Для интенсивности, которая, по сути, является квадратом амплитуды поля [4], получим

$$I=\left(0.5-C(v)\right)^2+\left(0.5-S(v)\right)^2. \qquad (5)$$

Для наглядности нормируем функцию зависимости интенсивности от ширины открытых зон $I(d_\Sigma)$ на единицу и с учетом (3) представим ее в виде

$$I\left(d_\Sigma\right)=\frac{\left(0.5-\int_0^{d_\Sigma\sqrt{\frac{2}{z_1\lambda}}}\cos\frac{\pi u^2}{2}du\right)^2+\left(0.5-\int_0^{d_\Sigma\sqrt{\frac{2}{z_1\lambda}}}\sin\frac{\pi u^2}{2}du\right)^2}{2}. \qquad (6)$$

На рис. 6 графически представлены соответствующие зависимости интенсивности излучения в относительных единицах от суммарной ширины открытых зон.

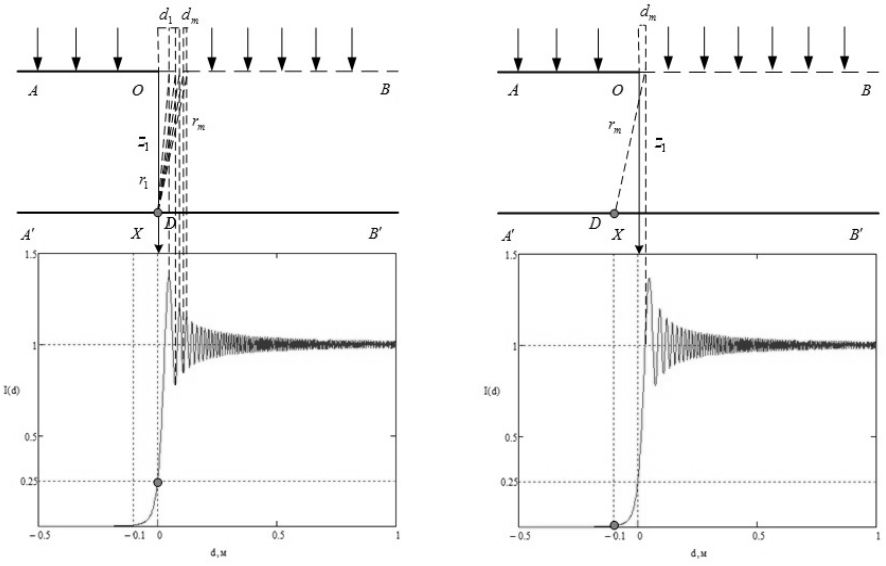



Рис. 6. Относительное изменение интенсивности излучения в зоне геометрической тени

На первом графике точка $D$ находится на границе с геометрической тенью, и интенсивность в ней снижается в 4 раза. При перемещении точки левее в область тени интенсивность продолжает снижаться по экспоненциальному закону.

Рассмотрим детально эту зону тени на различных удалениях от препятствия. Для этого построим графики зависимости интенсивности излучения *I* от величины *d*.

Из графиков, представленных на рис. 7, видно, что при уменьшении расстояния от растра до плоскости приемного устройства влияние дифракции существенно уменьшается. Также по графикам можно легко определить степень влия-

ния дифракции на размеры области реальной тени от растра.

Чтобы однозначно определить границу реальной тени, условимся считать, что значение интенсивности излучения в точке реальной тени должно быть меньше на два порядка и более в сравнении со значением интенсивности в точке границы с геометрической тенью. Данная разница в значениях интенсивности позволит достаточно точно различить области прямого излучения и тени.

Расчетные значения величины $d$ на фиксированных дальностях приведены в табл. 1.

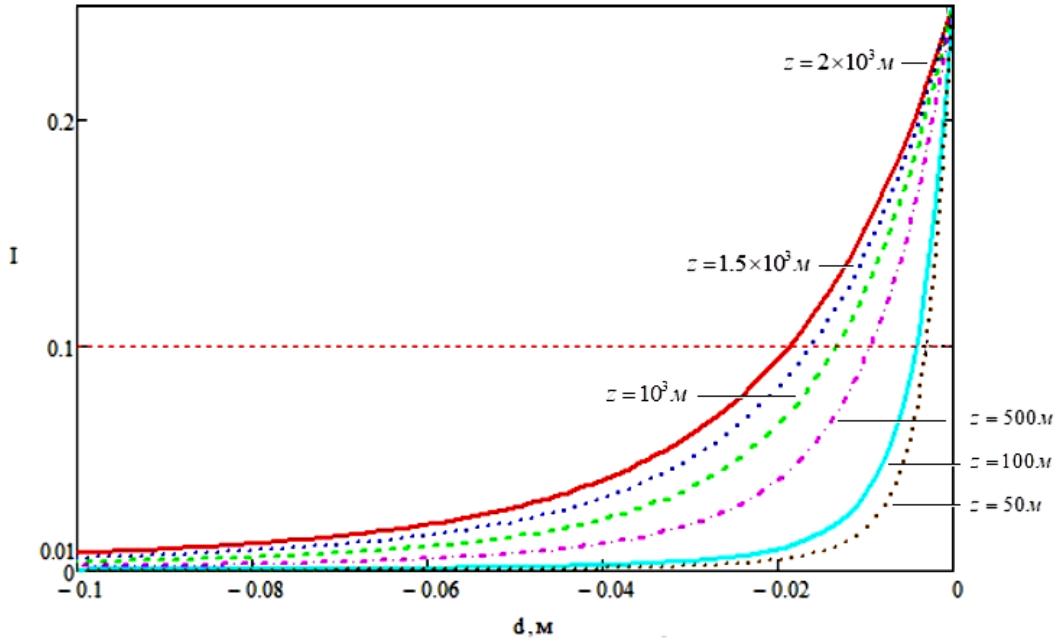



Рис. 7. Дифракция излучения в зоне геометрической тени от растра на различных удалениях

Таблица 1

Влияние дифракции на размеры тени в зависимости от дальности

| Дальность $Z$, м | 50 | 100 | 500 | 1000 | 1500 | 2000 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Ширина геометрической тени от растра $AB$, м | 0,25 | 0,5 | 2,5 | 5 | 7,5 | 10 |
| $d$, м | 0,015 | 0,02 | 0,05 | 0,065 | 0,075 | 0,095 |

Таким образом, мы видим, что за счет волнового характера распространения лазерного излучения и дифракции на краях модулирующего растра граница зоны затенения становится несколько размытой, однако этот факт существенно не влияет на определение зоны затенения от растра. Расчеты проводились при следующих исходных данных: $b_0 = 10^{-3}$ м, $z_0 = 10^{-1}$ м, $\lambda = 1.06 \times 10^{-6}$ м.

### *Разработка алгоритма определения доли излучения, падающего на фотоприемное устройство за счет однократного рассеяния на частицах, учитывающего области тени, создаваемые вращающимся растром*

Перенос лазерного излучения в атмосфере однозначно сопровождается его рассеянием на частицах. Соответственно, определенная доля рассеянного излучения будет падать на приемное устройство в моменты нахождения его о области тени от растра и создавать там освещенность, сравнимую с освещенностью от прямого излучения, что может затруднить различение приемником области тени и области освещенности от прямого излучения.

Произведем расчет мощности рассеянного излучения, падающего на апертуру приемного устройства, находящегося в зоне тени от растра, и сравним ее значение с мощностью прямого излучения при отсутствии растра. С помощью этих данных построим временную зависимость выходного тока фотоприемного устройства. Это позволит сделать вывод о возможности различения зоны тени и зоны прямого излучения.

Введем основную систему координат $OXYZ$ с началом отсчета в точке нахождения

источника излучения, вспомогательную – $O_mX_mY_mZ_m$, в которой рассмотрим рассеянное излучение от случайного элементарного усеченного конуса, с началом координат в центре окружности, являющейся его малым основанием, и $O_nX_nY_nZ_n$, находящуюся в плоскости приемного устройства на удалении $z_n$, в которой рассмотрим область тени, освещенную рассеянным излучением (рис. 8).

Пусть лазерное излучение распространяется от источника в направлении оси $Z$. На удалении $z_0$ в створе расходящегося излучения установлен модулирующий растр с размерами $b_0$ и $a(z_0)$. На удалении $z_n$ в плоскости фотоприемного устройства растр создает геометрическую тень размерами $b(z_n)$ и $a(z_n)$. Распределение плотности потока мощности на удалении $z$ от источника лазерного излучения определяется формулой [5]:

$$I(\rho,\varphi,z)=\frac{a_0^2}{a^2(z)}I_0e^{-\alpha\Sigma z}e^{-\frac{\rho^2}{a^2(z)}}, \qquad (7)$$

где $a_0$ – начальный радиус лазерного луча, $a(z)$ – радиус лазерного луча на удалении $z$, $\alpha_\Sigma$ – суммарный показатель ослабления излучения за счет поглощения и рассеяния, $I_0$ – интенсивность излучения на выходе лазерного источника, $\rho,\varphi,z$ – сферические координаты точки, в которой рассматривается интенсивность излучения.

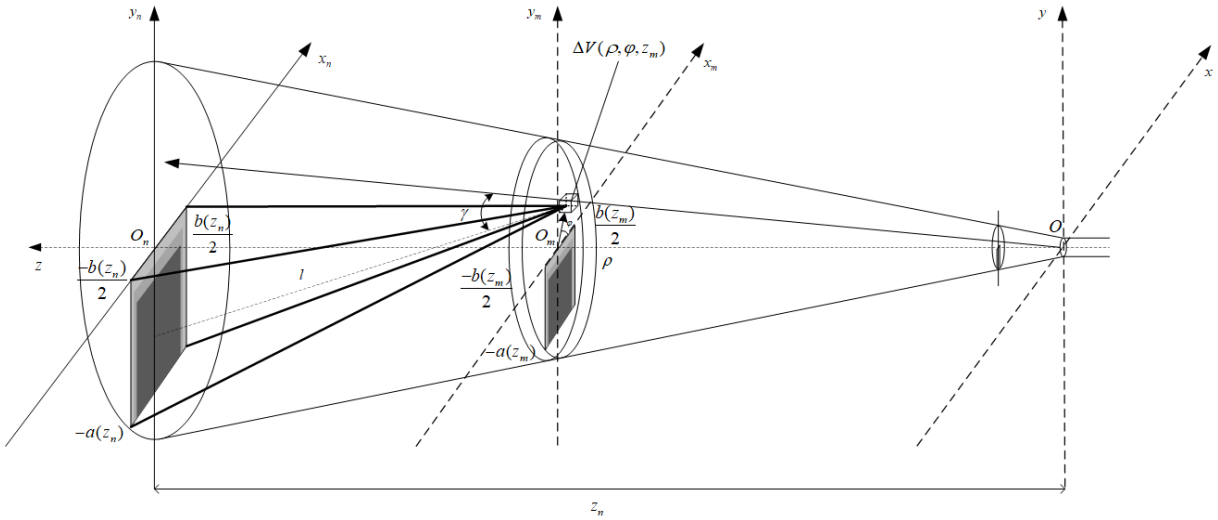



Рис. 8. Перенос рассеянного излучения в область тени

Геометрически распространение расходящегося оптического излучения в пространстве можно представить в виде усеченного конуса, ограниченного окружностями радиуса $a(z_0)$ и $a(z_n)$. Рассмотрим элементарный усеченный конус на произвольном удалении $z_m$ от источника лазерного излучения. Выделим в нем элементарный объем $\Delta V(\rho,\varphi,z_m)$. Падая на этот объем, лазерное излучение интенсивностью $I(\rho,\varphi,z_m)$ рассеивается по объему сферы в соответствии с некоторой функцией $f(\gamma)$, называемой индикатрисой рассеяния, где $\gamma$ – угол между направлением падающего на объем излучения и направлением на участок, в котором измеряется мощность. Как показано в [5], мощность излучения, рассеянного совокупностью элементарных объемов, составляющих элементарный усеченный конус, в сторону элементарной площадки размерами $\Delta x\times\Delta y$ с координатами $x_n$, $y_n$ определяется в виде

$$P_{x_{\text{пр}},y_{\text{пр}}}=\int_{y_{\text{пр}}}^{y_{\text{пр}}+\Delta y_{\text{пр}}}\int_{x_{\text{пр}}}^{x_{\text{пр}}+\Delta x_{\text{пр}}}\int_0^{a(z)}\int_0^{2\pi}\int_{z_m}^{z_m+\Delta z}\frac{\sigma_p}{4\pi l^2}I(\rho,\varphi,z)f(\gamma)e^{-\alpha\Sigma l}\rho d\rho d\varphi dz dx_n dy_n, \qquad (8)$$

где $\sigma_p$ – объемный коэффициент рассеяния, $l$ – расстояние от элементарного рассеивающего объема до точки измерения, $I(\rho,\varphi,z)$ – интенсивность излучения элементарного рассеивающего объема, $\Delta x_{\text{пр}}$ и $\Delta y_{\text{пр}}$ – размеры фотоприемного устройства.

Угол γ согласно [5] определим по формуле

$$\gamma = \arccos\left[\frac{\rho\cos\varphi x_n + \rho\sin\varphi y_n + z z_n - \rho^2 - z^2}{\sqrt{\rho^2+z^2}\sqrt{\left(\rho\cos\varphi - x_n\right)^2 + \left(\rho\sin\varphi - y_n\right)^2 + \left(z - z_n\right)^2}}\right]. \quad (9)$$

Рассмотрим произвольное сечение лазерного пучка (рис. 9). Растр создаёт теневую область с вершинами $ABCD$, свободную от лазерного излучения. Очевидно, что теневая область не излучает, поэтому необходимо учесть это, вычитая плотность потока мощности, которую она могла бы излучать в отсутствие растра. Произведем расчет плотности потока мощности, которую могла бы рассеивать эта область. Для этого разделим область тени $ABCD$ на области $AOD$, $OBC$ и $DOC$. Проинтегрируем (8) по площади этих фигур в полярных координатах.

Для треугольника $AOD$:

$$P_{\text{рас}(AOD)} = \int_{y_{\text{пр}}}^{y_{\text{пр}}+\Delta y_{\text{пр}}}\int_{x_{\text{пр}}}^{x_{\text{пр}}+\Delta x_{\text{пр}}}\int_0^{z_n}\int_{\frac{3\pi}{2}-\arccos\left(\frac{b(z)}{a(z)}\right)}^{\frac{3\pi}{2}}\int_0^{\frac{b(z)}{\cos\left(\varphi-\frac{\pi}{2}\right)}}\frac{\sigma_p}{4\pi l^2}I(\rho,\varphi,z)f(\gamma)e^{-\alpha\Sigma l}\rho d\rho d\varphi dz dx_n dy_n. \quad (10)$$

Для треугольника $OBC$:

$$P_{\text{рас}(OBC)} = \int_{y_{\text{пр}}}^{y_{\text{пр}}+\Delta y_{\text{пр}}}\int_{x_{\text{пр}}}^{x_{\text{пр}}+\Delta x_{\text{пр}}}\int_0^{z_n}\int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}+\arccos\left(\frac{b(z)}{a(z)}\right)}\int_0^{\frac{b(z)}{\cos\left(\varphi-\frac{\pi}{2}\right)}}\frac{\sigma_p}{4\pi l^2}I(\rho,\varphi,z)f(\gamma)e^{-\alpha\Sigma l}\rho d\rho d\varphi dz dx_n dy_n. \quad (11)$$

Для треугольника $DOC$:

$$P_{\text{рас}(OBC)} = \int_{y_{\text{пр}}}^{y_{\text{пр}}+\Delta y_{\text{пр}}}\int_{x_{\text{пр}}}^{x_{\text{пр}}+\Delta x_{\text{пр}}}\int_0^{z_n}\int_{\frac{\pi}{2}+\arccos\left(\frac{b(z)}{a(z)}\right)}^{\frac{3\pi}{2}-\arccos\left(\frac{b(z)}{a(z)}\right)}\int_0^{a(z)}\frac{\sigma_p}{4\pi l^2}I(\rho,\varphi,z)f(\gamma)e^{-\alpha\Sigma l}\rho d\rho d\varphi dz dx_n dy_n. \quad (12)$$

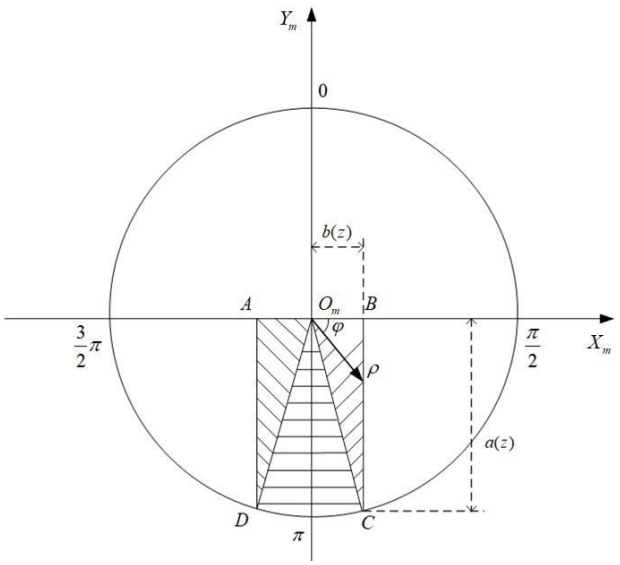



Рис. 9. К расчету общей мощности рассеянного излучения без учета областей, в которых лазерное излучение отсутствует

Общую плотность потока мощности рассеянного излучения, падающего на площадь фотоприемного устройства, за вычетом областей, в которых лазерное излучение отсутствует, рассчитанных с помощью (10), (11), (12), определим:

$$P_{\text{рас}} = \int_{y_{\text{пр}}}^{y_{\text{пр}}+\Delta y_{\text{пр}}} \int_{x_{\text{пр}}}^{x_{\text{пр}}+\Delta x_{\text{пр}}} \int_0^{z_n} \int_0^{2\pi} \int_0^{a(z)} \frac{\sigma_p}{4\pi l^2} I(\rho,\varphi,z) f(\gamma) e^{-\alpha\Sigma l} \rho d\rho d\varphi dz dx_n dy_n -$$

$$-\int_{y_{\text{пр}}}^{y_{\text{пр}}+\Delta y_{\text{пр}}} \int_{x_{\text{пр}}}^{x_{\text{пр}}+\Delta x_{\text{пр}}} \int_0^{z_n} \int_{\frac{3\pi}{2}-\arccos\left(\frac{b(z)}{a(z)}\right)}^{\frac{3\pi}{2}} \int_0^{\frac{b(z)}{\cos\left(\varphi-\frac{\pi}{2}\right)}} \frac{\sigma_p}{4\pi l^2} I(\rho,\varphi,z) f(\gamma) e^{-\alpha\Sigma l} \rho d\rho d\varphi dz dx_n dy_n -$$

$$-\int_{y_{\text{пр}}}^{y_{\text{пр}}+\Delta y_{\text{пр}}} \int_{x_{\text{пр}}}^{x_{\text{пр}}+\Delta x_{\text{пр}}} \int_0^{z_n} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}+\arccos\left(\frac{b(z)}{a(z)}\right)} \int_0^{\frac{b(z)}{\cos\left(\varphi-\frac{\pi}{2}\right)}} \frac{\sigma_p}{4\pi l^2} I(\rho,\varphi,z) f(\gamma) e^{-\alpha\Sigma l} \rho d\rho d\varphi dz dx_n dy_n -$$

$$-\int_{y_{\text{пр}}}^{y_{\text{пр}}+\Delta y_{\text{пр}}} \int_{x_{\text{пр}}}^{x_{\text{пр}}+\Delta x_{\text{пр}}} \int_0^{z_n} \int_{\frac{\pi}{2}+\arccos\left(\frac{b(z)}{a(z)}\right)}^{\frac{3\pi}{2}-\arccos\left(\frac{b(z)}{a(z)}\right)} \int_0^{a(z)} \frac{\sigma_p}{4\pi l^2} I(\rho,\varphi,z) f(\gamma) e^{-\alpha\Sigma l} \rho d\rho d\varphi dz dx_n dy_n. \qquad (13)$$

Для определения плотности потока мощности прямого излучения при отсутствии растра проинтегрируем выражение (7) в декартовых координатах по площади приемного устройства:

$$P_{\text{пр}} = \int_{x_{\text{пр}}}^{x_{\text{пр}}+\Delta x_{\text{пр}}} \int_{y_{\text{пр}}}^{y_{\text{пр}}+\Delta y_{\text{пр}}} \frac{a_z^2}{a^2(z)} I_0 e^{-\alpha\Sigma z} e^{-\frac{x_n^2+y_n^2}{a^2(z)}} dy_n dx_n. \qquad (14)$$

В табл. 2 представлены результаты расчетов прямого и однократно-рассеянного излучений, падающих на апертуру приемного устройства, находящегося как в тени, так и в зоне непосредственной освещенности лазером, на различных удалениях от источника излучения.

Таблица 2

Сравнительная характеристика прямого и рассеянного излучения

| $Z$, м | 3000 | 2000 | 1500 | 1000 | 500 | 100 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $P_{\text{пр}}$, Вт | $2.065\times10^{-7}$ | $6.028\times10^{-7}$ | $1.221\times10^{-6}$ | $3.13\times10^{-6}$ | $1.429\times10^{-5}$ | $4.036\times10^{-4}$ |
| $P_{\text{рас}}$, Вт | $4.952\times10^{-10}$ | $9.658\times10^{-10}$ | $1.468\times10^{-9}$ | $2.512\times10^{-9}$ | $5.728\times10^{-9}$ | $3.181\times10^{-8}$ |

Расчеты произведены при следующих параметрах: $\sigma = 2\times10^{-4}$, $b_0 = 10^{-3}$ м, $z_0 = 10^{-1}$ м, $a_0 = 1.3\times10^{-3}$ м, $P_0 = 5$ Вт, $\lambda = 1.06\times10^{-6}$ м, $\alpha_\Sigma = 2.6\times10^{-4}$ м$^{-1}$, $\theta = 3.8\times10^{-2}$ рад.

Определим величину тока на выходе фотодетектора. Сигнал на выходе будет состоять из полезного сигнала $i_c$, помехового сигнала $i_n$ и шума приемника $i_{\text{ш}}$:

$$i_{\text{вых}} = i_{\text{с}} + i_{\text{п}} + i_{\text{ш}}. \qquad (15)$$

Помеховым сигналом будем считать сигнал, создаваемый фоновым излучением $i_{\text{фон}}$ и засветкой фотодетектора за счет однократного рассеяния излучения $i_{\text{рас}}$. Тогда имеем

$$i_{\text{п}} = i_{\text{рас}} + i_{\text{фон}}. \qquad (16)$$

Током шума будем считать совокупность тока теплового и фотонного шумов [6]:

$$i_{\text{ш}} = i_{\text{теп}} + i_{\text{фот}}. \qquad (17)$$

Тогда

$$i_{\text{вых}} = i_{\text{с}} + i_{\text{рас}} + i_{\text{фон}} + i_{\text{теп}} + i_{\text{фот}}. \qquad (18)$$

Тепловой шум определим при помощи формулы Найквиста [6]:

$$i_{\text{теп}} = \sqrt{4kTR_{\text{н}}^{-1}\Delta f}\ , \qquad (19)$$

где $k$ – постоянная Больцмана, $T$ – температура сопротивления нагрузки, $R_{\text{н}}$ – сопротивление

нагрузки, $\Delta f$ – полоса частот, в которой производятся измерения.

Фотонный шум, вызванный флуктуациями потока, облучающего фотодетектор, определим по формуле

$$i_{\text{фот}} = q\sqrt{\frac{\eta}{h\nu}(P_{\text{пр}} + P_{\text{фон}} + P_{\text{рас}})R_{\text{н}}^{-1}}, \qquad (20)$$

где $q$ – заряд электрона; $P_{\text{пр}}$, $P_{\text{фон}}$, $P_{\text{рас}}$ – мощности сигнала, фонового и рассеянного излучения соответственно.

Мощность фонового излучения определим из [6]:

$$P_{\text{фон}} = \frac{\pi^2 \tau_a \tau_r \lambda \beta^2 d_{\text{пр}}^2}{4} N(\lambda), \qquad (21)$$

где $\tau_a$ – коэффициент пропускания атмосферы, $\tau_r$ – коэффициент передачи оптики, $\beta$ – плоский угол поля зрения приемного устройства, $d_{\text{пр}}$ – диаметр апертуры приемного устройства, $N(\lambda)$ – спектральная плоскость энергетической яркости фонового излучения на длине волны $\lambda$.

Ток, возникающий в результате воздействия на ФД потока полезного сигнала $P_{\text{пр}}$, рассеянного излучения $P_{\text{рас}}$ и излучения фона $P_{\text{фон}}$, равен [7]:

$$i_c = \frac{\eta q}{h\nu}\left(P_{\text{пр}} + P_{\text{рас}} + P_{\text{фон}}\right). \qquad (22)$$

Окончательно имеем при наличии прямого излучения

$$i_{\text{вых}} = \frac{\eta q}{h\nu}\left(P_{\text{пр}} + P_{\text{рас}} + P_{\text{фон}}\right) + \sqrt{4kTR_{\text{н}}^{-1}\Delta f} + \\ + q\sqrt{\frac{\eta}{h\nu}\left(P_{\text{с}} + P_{\text{фон}} + P_{\text{рас}}\right)R_{\text{н}}^{-1}}. \qquad (23)$$

При отсутствии прямого излучения (нахождение приемного устройства в тени от растра)

$$I_{\text{вых}} = \frac{\eta q}{h\nu}\left(P_{\text{фон}} + P_{\text{рас}}\right) + \sqrt{4kTR_{\text{н}}^{-1}\Delta f} + \\ + q\sqrt{\frac{\eta}{h\nu}\left(P_{\text{фон}} + P_{\text{рас}}\right)R_{\text{н}}^{-1}}. \qquad (24)$$

На основании приведенного выше алгоритма расчета построим временную зависимость тока на выходе фотодетектора на различных удалениях от источника излучения (рис. 10). Рассмотрим наихудший вариант, когда приемное устройство находится на максимальном удалении от центра лазерного пучка, то есть на расстоянии, равном радиусу поперечного сечения пучка в плоскости фотоприемного устройства.

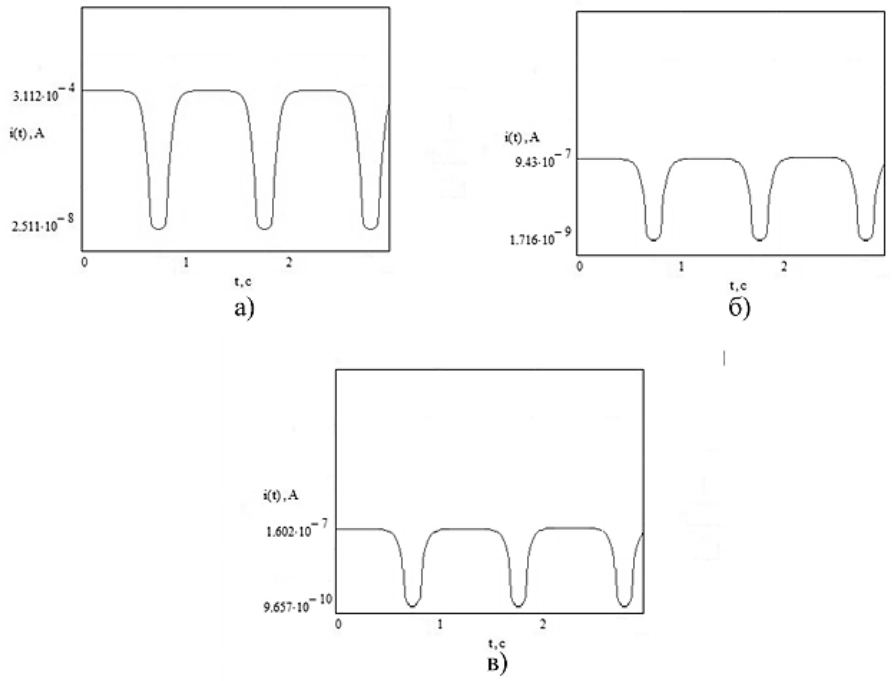



Рис. 10. Изменение фототока на выходе детектора, вызванное вращением растра на удалениях от источника излучения: а) $Z$ = 100 м, б) $Z$ = 1500 м, в) $Z$ = 3000 м

Графики, изображенные на рис. 10, показывают, что однократное рассеяние излучения вносит свой вклад в освещенность фотодетектора, находящегося в тени от вращающегося растра, однако, учитывая разницу в значениях тока на выходе детектора, которая составляет 2–4 порядка, можно сделать вывод, что этот вклад малозначителен и позволяет фотодетектору зафиксировать тень от растра. Плавный спад и подъем фототока обусловлены дифракцией волны на краях растра.

### *Заключение*

Таким образом, в настоящей работе был рассмотрен ряд проблемных вопросов, сопровождающих управление беспилотным летательным аппаратом малого класса в оптическом диапазоне длин волн с применением модулирующего вращающегося растра.

За счет волнового характера распространения лазерного излучения и дифракции на краях модулирующего растра граница зоны затенения становится несколько размытой, однако этот факт существенно не влияет на определение зоны затенения от растра. Однократно рассеянное излучение управляющего лазерного средства создает в зоне затенения освещенность, которая, в свою очередь, вызывает на выходе фотоприемного устройства фототок на 2–4 порядка ниже фототока, вызванного попаданием прямого излучения, и это позволяет отличить наличие сигнала от его отсутствия из-за тени от растра.

Выведены аналитические выражения, позволяющие рассчитать глубину проникновения дифрагированного на препятствии излучения в зону геометрической тени, а также оценить мощность рассеянного излучения, регистрируемого приемным устройством в зоне тени. Полученные результаты могут быть использованы в расчетах при реализации способа управления БПЛА малого класса в оптическом диапазоне длин волн.

### *Список источников*

1. *Козирацкий А.Ю., Кусакин О.В., Фролов М.М., Козирацкий А.А.* Управление беспилотным летательным аппаратом типа «квадрокоптер» в условиях сложной электромагнитной обстановки // Материалы XIX международной НМК «Информатика: Проблемы, методология, технологии», Воронеж, 14–15 февраля, 2019. Воронеж: ВГУ, 2019. С. 368–373.

2. *Козирацкий А.Ю., Петухов А.Г., Смынтына О.В., Дрынкин Д.А.* Методика определения энергетических характеристик лазерного излучения для управления беспилотным летательным аппаратом по атмосферному оптическому каналу // Радиотехника. 2022. № 2. С. 95−100.

3. *Борен К., Хафмен Д.* Поглощение и рассеивание света малыми частицами. М.: Мир, 1986. 664 с.

4. *Калитеевский Н.И.* Волновая оптика. М.: Высш. школа, 1978. 383 с.

5. Обнаружение и координатометрия оптико-электронных средств, оценка параметров их сигналов. Монография / Под ред. Ю.Л. Козирацкого. М.: Радиотехника, 2015. 456 с.

6. *Пратт Вильям К.* Лазерные системы связи. М.: Связь, 1972. 232 с.

7. *Малашин М.С., Каминский Р.П., Борисов Ю.Б.* Основы проектирования лазерных локационных систем. М.: Высш. школа., 1983. 207 с.

### *Информация об авторах*

**Александр Юрьевич Козирацкий**, д.т.н., профессор
**Алексей Геннадьевич Петухов**, адъюнкт
**Антон Александрович Козирацкий**, старший инженер
**Олег Вадимович Смынтына**, адъюнкт

### *Information about the authors*

**Alexander Yu. Koziratsky**, D.Sc. in Engineering Sciences, Professor
**Alexey G. Petukhov**, Graduate Student
**Anton A. Koziratsky**, Senior Engineer
**Oleg V. Smyntyna**, Graduate Student

Статья поступила в редакцию 06.05.2022
Одобрена после рецензирования 16.05.2022
Принята к публикации 26.05.2022

The article was submitted 06.05.2022
Approved after reviewing 16.05.2022
Accepted for publication 26.05.2022

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 2. С. 95–98. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No 2. Pp. 95–98. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.391

# Открытое сетевое многоключевое согласование

**Александр Демьянович Синюк[1], Александр Алексеевич Тарасов[2]**
[1,2]Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, Санкт-Петербург, Россия
[1]eentrop@rambler.ru, [2]taras4912@mail.ru

***Аннотация.*** *Сетевой ключ известен всем корреспондентам сети связи, поэтому устойчивость его к компрометации нарушителем нулевая. В условиях частых компрометаций может быть остановлен информационный обмен в защищенной сети связи. Безопасность функционирования сетей связи, использующих единый ключ, определяется системой установки ключей с использованием защищенных каналов связи, что не всегда целесообразно.*

*Альтернативой выступают известные методы открытого формирования единого ключа сетевых корреспондентов, которые не могут использоваться эффективно в условиях частых компрометаций, т.к. формируют только сетевую криптосвязность. Актуализируется поиск методов ключевого согласования, обеспечивающих выполнение требований по оперативности формирования единого ключа в условиях частых повторных компрометаций.*

*Предлагается метод открытого сетевого многоключевого согласования, обеспечивающий кроме восстановления сетевой криптосвязности еще и формирование парной криптосвязности корреспондентов.*

***Ключевые слова:*** *защищенная сеть связи, сетевой ключ, нарушитель, ключевая сеть, открытое сетевое многоключевое согласование.*

# Open network multi-key matching

**Alexander D. Sinyuk[1], Alexander A. Tarasov[2]**
[1,2]Military Communication Academy named after marshal of the Soviet Union S.M. Budyonny, St. Petersburg, Russia
[1]eentrop@rambler.ru, [2]taras4912@mail.ru

***Abstract.*** *The network key is known to all correspondents of the communication network, so its resistance to compromise by the intruder is zero. In conditions of frequent compromises, information exchange in a secure communication network can be stopped. The security of the functioning of communication networks using a single key is determined by the key installation system using secure communication channels, which is not always advisable.*

*An alternative is the well-known methods of open formation of a single key of network correspondents, which cannot be used effectively in conditions of frequent compromises, since they form only network cryptocommunication. The search for key matching methods that ensure compliance with the requirements for the efficiency of forming a single key in conditions of frequent repeated compromises is updated.*

*The method of open network multi-key matching is proposed, which provides, in addition to restoring network cryptocommunication, the formation of paired cryptocommunication of correspondents.*

***Keywords:*** *secure communication network, network key, intruder, key network, open network multi-key matching.*

Безопасность функционирования защищенных криптографическими методами сетей связи, использующих для защиты информации единый ключ шифрования, определяется способностью быстрого восстановления сетевой криптосвязности после компрометации общего ключа нарушителем. Традиционно эта задача решается с использованием защищенных каналов связи, что достаточно трудно реализуется (особенно в условиях установления криптосвязности с новым корреспондентом), является дорогостоящей процедурой и не всегда соответствует требованиям оперативности восстановления, особенно когда закрытая сеть связи объединяет большое число корреспондентов [1].

Альтернативой традиционному решению задачи восстановления сетевого ключа могут выступить известные методы формирования общего ключа сетевых корреспондентов на основе использования каналов связи, контролиру-

© Синюк А.Д., Тарасов А.А., 2022

емых нарушителем [2]. Посредством реализации этих методов с некоторой вероятностью может быть сформирован новый единый ключ корреспондентов закрытой сети связи. Сетевой ключ известен всем корреспондентам сети связи, поэтому устойчивость к компрометации сетевого ключа считается минимальной (нулевой) [1]. В условиях частых (повторных) компрометаций единого ключа нарушителем может быть существенно уменьшен или вообще остановлен информационный обмен в защищенной сети связи.

Вышесказанное актуализирует поиск методов открытого сетевого ключевого согласования, обеспечивающих выполнение требований по оперативности (своевременности) формирования единого ключа сети связи в условиях высокой вероятности повторных компрометаций сетевого ключа нарушителем.

Ключевая сеть, объединяющая трех и более корреспондентов с общим ключом, в наименьшей степени устойчива к компрометации нарушителем [3, 4]. Закрытый информационный обмен между корреспондентами с нарушенной криптосвязностью становится невозможным, и требуется незамедлительное решение задачи формирования, распределения и доставки нового сетевого ключа корреспондентам. Вышеописанные методы формирования группового (сетевого) ключа позволяют получить один общий ключ. Если в новом предлагаемом методе формировать вместе с ним дополнительно несколько парных (частных) ключей между корреспондентами, то после выявления факта компрометации сетевого ключа использование частных ключей позволит быстро восстановить сетевой ключ. Уменьшение информационных потерь сети связи, вызванных задержкой передаваемой информации, равной временному интервалу восстановления общего ключа, можно получить за счет одновременного формирования как сетевого ключа, так и парных ключей корреспондентов сети связи. Тогда в условиях компрометации сетевого ключа нарушителем у какого-нибудь корреспондента(ов) в парах (двойках) нескомпрометированных корреспондентов остаются действующие ключи, с помощью которых возможно оперативное восстановление криптосвязности и уменьшение информационных потерь сети связи. Поэтому большой теоретический и практический интерес представляет оценка возможности осуществления и синтез модели открытого сетевого многоключевого согласования. В этих условиях актуализируется исследование процесса одновременного формирования по открытым каналам связи как сетевого общего ключа между корреспондентами сети, так и ключей между парами корреспондентов сети связи методом теории информации, которое проводится в настоящей статье.

Одним из главных условий информационного обмена закрытых сетей связи, использующих криптографические методы защиты информации, является безопасная установка ключей корреспондентам [1, 2]. Сетевая криптографическая связность корреспондентов в наибольшей степени подвержена разрушению при компрометации сетевого ключа нарушителем, что увеличивает значение эффективного решения задачи формирования, распределения и доставки ключей корреспондентам. Сложными этапами ее решения являются безопасные формирование, а также распределение и доставка ключей корреспондентам с использованием защищенных каналов связи, что достаточно дорого, не всегда оперативно и возможно [3–5]. Актуализируется использование способов формирования сетевого ключа посредством передачи информации по каналам связи сети, которая, возможно, становится известной нарушителю.

Первый известный подход открытого сетевого ключевого согласования основан на протоколе открытого распределения ключей Диффи–Хеллмана [1, 6]. Недостатки метода определяются использованием идеальных каналов связи.

В работе [7] описан второй известный протокол формирования ключа группы из $t$ пользователей, в котором необходимо выполнить $2t(t-1)$ передач сообщений каждого корреспондента всем остальным корреспондентам сети связи.

Известны методы централизованного распределения сетевого ключа, основанные на концепции шифрования с открытым ключом [4, 6, 8]. Использование центра генерации и распределения ключей с точки зрения безопасности вносит серьезную асимметрию между корреспондентами сети связи.

В [9] представлен метод открытого формирования сетевого ключа без выделения доверенной стороны по неидеальным каналам связи с аутентификацией передаваемых сообщений [3, 4].

Вышеописанные методы позволяют получить только один общий ключ, который в силу минимальной устойчивости к компрометации нарушителем и в условиях многократных компрометаций потребует новых временных затрат на использование подобного метода. Причем

вероятность формирования сетевого ключа, отвечающего требованиям, как в первом, так и в последующих случаях компрометации ключа, будет ограничиваться ненулевыми вероятностями совпадения сетевого ключа и ключа нарушителя и несовпадения синтезированного сетевого ключа у разных корреспондентов защищенной сети связи, что также может потребовать дополнительных временных затрат на восстановление сетевой криптосвязности [9].

Вышеизложенное определяет необходимость разработки метода восстановления ключевых сетей в условиях повторных компрометаций. Сущность предлагаемого подхода заключается в первом одновременном формировании вместе с сетевым ключом нескольких дополнительных двухсторонних ключей между различными парами корреспондентов. Эта особенность предлагаемого метода позволит в условиях повторяющихся компрометаций после выявления факта компрометации сетевого ключа осуществить использование парных ключей для быстрого восстановления сетевого ключа. Это становится возможным после генерации нового общего ключа одним из корреспондентов сети связи и передачи его всем остальным корреспондентам по каналам связи, вновь образованным из имеющихся открытых каналов защищёнными парными ключами, методом перешифрования сетевого ключа. Отметим, что в этом случае после первой компрометации не будет требоваться продолжительное время на реализацию второго по времени (и последующих) метода открытого формирования сетевого ключа, а потребуется значительно меньшее время на генерацию, перешифрование и передачу нового сетевого ключа.

Таким образом, в условиях компрометации сетевого ключа нарушителем в парах (двойках) нескомпрометированных корреспондентов остаются действующие ключи, с помощью которых возможно оперативное восстановление криптосвязности и уменьшение информационных потерь сети связи, связанных с задержкой информации на время, требуемое на восстановление сетевого ключа.

### *Заключение*

Ключевая сеть в наименьшей степени устойчива к компрометации нарушителем [1, 2]. Закрытый информационный обмен между корреспондентами с нарушенной сетевой криптосвязностью становится невозможным и требует оперативного решения задачи восстановления нового сетевого ключа. Это становится возможным благодаря использованию предлагаемого метода открытого сетевого многоключевого согласования в условиях повторных компрометаций, который рассмотрен в рамках общей сущности и возможного позитивного эффекта уменьшения времени восстановления общего ключа корреспондентов защищенной сети связи. Однако остается ряд открытых вопросов разработки предлагаемого метода, которые определяют направления дальнейших исследований:

1. Разработка модели и оценка условий открытого сетевого многоключевого согласования.
2. Оценка одновременных сетевой и парных ключевых пропускных способностей, построение системы показателей качества и требований к сетевому и парному ключам, формируемым одновременно.
3. Синтез конструктивных протоколов открытого сетевого многоключевого согласования.
4. Оценка эффективности применения протоколов открытого сетевого многоключевого согласования в целях уменьшения времени восстановления сетевой криптосвязности.
5. Разработка предложений по применению предлагаемого метода в защищенных криптографическими методами телекоммуникационных системах связи и т.д.

### *Список источников*

1. *Ященко В.В., Варновский Н.П. и др.* Введение в криптографию / Под ред. В.В. Ященко. М.: МЦНМО, 2012. 348 с.

2. Способ формирования ключа шифрования/дешифрования: патент на изобретение RU 2171012 C1, 20.07.2001 / Комашинский В.В., Коржик В.И., Молдовян А.А., Молдовян Н.А., Синюк А.Д., Яковлев В.А.; заявка № 2000108296/09 от 03.04.2000.

3. *Алферов А.П., Зубов А.Ю., Кузьмин А.С., Черемушкин А.В.* Основы криптографии: Учебное пособие. 3-е изд., испр. и доп. М.: Гелиос АРВ, 2005. 480 с.

4. *Фергюсон Н., Шнайер Б.* Практическая криптография. Пер. с англ. М.: Издательский дом «Вильямс», 2005. 424 с.

5. *Шнайер Б.* Прикладная криптография. Протоколы, алгоритмы и исходные тексты на языке С: Пер. с англ. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 568 с.

6. *Ankit Taparia, Saroj Kumar Panigrahy, Sanjay Kumar Jena* Secure key exchange using enhanced Diffie-Hellman protocol based on string comparison // 2017 International Conference on Wireless Communications, Signal Processing and Networking (WiSPNET). 2017. Pp. 722–726.

7. *Burmester M., Desmedt Y.* A secure and efficient conference key distribution system // Advances in Cryptology – EUROCRYPT '89. LNCS 434. 1990. Pp. 122–133.

8. *Thomas R. Halford, Thomas A. Courtade, Keith M. Chugg, Xiaochen Li, Gautam Thatte*. Energy-Efficient Group Key Agreement for Wireless Networks // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2015. Vol. 14, Iss. 10. Pp. 5552–5564.

9. *Синюк А.Д., Остроумов О.А.* Протокол открытого формирования трехстороннего ключа // Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли. 2014. Т. 6, № 2. С. 48–52.

***Информация об авторах***

**А.Д. Синюк**, д.т.н., доцент, профессор
**А.А. Тарасов**, адъюнкт

***Information about the authors***

**A.D. Sinyuk**, D.Sc. in Engineering Sciences, Associate Professor, Professor
**A.A. Tarasov**, Graduate Student

Статья поступила в редакцию 09.02.2022
Одобрена после рецензирования 19.02.2022
Принята к публикации 01.03.2022

The article was submitted 09.02.2022
Approved after reviewing 19.02.2022
Accepted for publication 01.03.2022

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

1. Рукопись представляется в 2 экземплярах на листах формата А4 (для авторов из сторонних организаций – в 1 экземпляре) и в виде файла формата doc или docx (на электронный адрес **n.p.fedotova@sozvezdie.su**). Оптимальный объём статьи – 7–8 страниц.

2. К рукописи прилагаются экспертное заключение о возможности опубликования статьи в открытой печати, рецензия, а также на отдельном листе – сведения об авторах, включающие **фамилию, имя, отчество полностью**, ученую степень, ученое звание, область научных интересов, занимаемую должность, полное официальное наименование места работы, контактный телефон и адрес электронной почты.

3. На первой странице рукописи располагаются:

– индекс универсальной десятичной классификации (УДК);

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

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

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

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

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

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

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

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

**Адрес редакции:**

394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14
АО «Концерн «Созвездие»,
редакция журнала «Теория и техника радиосвязи»
Тел.: +7 (473) 252-52-52, доб. 10113
Факс: +7 (473) 235-50-88
e-mail: office@sozvezdie.su (для редакции журнала)

**Адрес типографии:**

394062, г. Воронеж, ул. Антокольского, 10Б