ПРОБЛЕМЫ ИНФОКОММУНИКАЦИЙ

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

Издается с сентября 2015 года

Учредитель
учреждение образования «Белорусская государственная академия связи»

Выходит два раза в год

Минск, Белорусская государственная академия связи, 2023 г., № 1 (17)

30 лет Белорусской государственной академии связи

РЕДКОЛЛЕГИЯ:

Главный редактор А.О. Зеневич
Заместитель главного редактора Л.Л. Гладков
Ответственный секретарь В.В. Дубровский

Члены редакционной коллегии:

М.А. Вилькоцкий, В.А. Вишняков, Л.Л. Гладков, И.Р. Гулаков, Г.Е. Кобринский, И.А. Михайлова-Станюта, В.В. Соловьев, В.М. Сурин, В.К. Конопелько, Е.В. Василиу, Л.М. Лыньков, Т.В. Борботько, Т.М. Мансуров, В.О. Чернышов, Л.И. Гречихин, В.Б. Толубко, А.И. Семенко, Н.Ш. Блаунштейн, Н.Г. Назири, Е.Б. Ташманов

АДРЕС РЕДАКЦИИ:

220076, Минск, ул. Ф. Скорины, 8/2, к. 403

355-96-08

pic@bsac.by

СОДЕРЖАНИЕ

ЦИФРОВАЯ СВЯЗЬ

Карпук А.А., Кабак Н.И., Говорко А.В. Определение зоны уверенного приема для сетей сотовой подвижной электросвязи стандарта LTE 5

ИНФОРМАЦИОННАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ

Новиков Е.В., Лагутик А.А. Способ обеспечения информационной безопасности объектовых волоконно-оптических систем передачи на основе применения источника одиночных фотонов.....12

Железняк В.К., Филипович А.Г., Раханов К.Я., Барановский М.М. Принципы защиты каналов утечки речевой информации, оценка их защищенности и контроля 19

ТЕХНОЛОГИИ СВЯЗИ

Гулаков И.Р., Зеневич А.О., Кочергина О.В., Матковская Т.А. Использование ответвителей-прищепок для компенсационного съема информации с оптического волокна 27

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ И СЕТИ

Вишняков В.А., Качан Д.А. Модель сети блокчейн, записей и транзакции.....34

РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА

Заяц П.В., Малевич И.Ю. Повышение линейности ОВЧ малошумящего усилителя с обратной связью в каскаде с селективной нагрузкой 40

Семиреченский И.Б. Метод расчета уточненных моделей ЭМС-компонентов с индуктивно-связанными обмотками.....48

Боженков В.В., Собчук Н.С., Филистович А.И. Модуль отладочный универсальный для микроконтроллеров семейства AVR 54

Кочергина О.В. Метод определения динамического диапазона кремниевых фотоэлектронных умножителей 63

КИБЕРФИЗИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Лавшук О.А., Листопад Н.И. Моделирование сенсорной сети промышленного Интернета вещей 67

Персоналии. Баркун Михаил Алексеевич 78

К 30-летнему юбилею Белорусской государственной академии связи 79

Научный журнал «Проблемы инфокоммуникаций» включен в Перечень научных изданий Республики Беларусь для опубликования результатов диссертационных исследований по техническим наукам (информатика, вычислительная техника и управление; радиотехника, связь) и физико-математическим наукам (радиофизика, электроника) в соответствии с решением Высшей аттестационной комиссии Республики Беларусь от 09.12.2016 № 18/7.

Индекс для индивидуальной подписки 00319
Индекс для ведомственной подписки 003192

Редактор Т.А. Хорошко
Компьютерный дизайн и верстка Т.В. Сайко

Подписано в печать 22.06.2023. Формат 60×84/8. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».
Печать цифровая. Усл. печ. л. 9,77. Уч.-изд. л. 5,2. Тираж 100 экз. Заказ 1462.

Отпечатано в типографии ООО «Поликрафт». Лиц. № 02330/466 от 21.04.2014 г., г. Минск, ул. Кнорина, 50.

© Учреждение образования «Белорусская государственная академия связи», 2023

PROBLEMY INFOKOMMUNIKACIJ

SCIENTIFIC JOURNAL

Published since September, 2015

Founder
Educational Establishment «Belarusian State Academy of Communications»

Published twice a year

Minsk, Belarusian State Academy of Communications, 2023, № 1 (17)

30th anniversary of Belarusian State Academy of Communications

Editor-In-Chief A.A. Zianevich

ADRESS OF EDITORIAL OFFICE:

220076, Minsk, F. Scorina Str., 8/2, Room 403

355-96-08

pic@bsac.by

CONTENTS

DIGITAL COMMUNICATIONS

Karpuk A.A., Kabak N.I., Havorka A.V. Determination of the zone of sure reception for LTE standard cellular mobile telecommunication networks.....5

INFORMATION SECURITY

Novikov Y.V., Lahutsik A.A. Method for information security of object fiber-optical transmission systems based on single photon source 12

Zheleznjak V.K., Filipovich A.G., Rakhanau K.Ya., Baranouski M.M. Rational principles for protection of voice data leakage channels, assessment of their security 19

COMMUNICATION TECHNOLOGIES

Gulakov I.R., Zianevich A.A., Kochergina O.V., Matkovskaia T.A. Application of couples-cleans for compensating reception of information from optical fiber 27

COMPUTING SYSTEMS AND NETWORKS

Vishniakou U.A., Kachan D.A. Blockchain network model, records and transactions 34

RADIO ENGINEERING AND ELECTRONICS

Zayats P.V., Malevich I.Yu. Increasing the linearity of a VHF low-noise feedback amplifier cascaded with a frequency-selective load.....40

Semirechanski I.B. Method for calculation of improved models of EMC components with inductively coupled windings.....48

Bojenkow W.W., Sobchuk N.S., Filistowich A.I. The module debugging universal for family AVR microcontrollers 54

Kochergina O.V. Determination of the dynamic range of silicon photomultiplier.....63

CYBERPHYSICAL SYSTEMS

Lavshuk O.A., Listopad N.I. Simulation of the sensor network of the industrial internet of things ...67

Personalities. Barkun Mikhail Alyakseyevich 78

To the 30th anniversary of the Belarusian State Academy of Communications 79

ЦИФРОВАЯ СВЯЗЬ

УДК 621.396.946

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЗОНЫ УВЕРЕННОГО ПРИЕМА ДЛЯ СЕТЕЙ СОТОВОЙ ПОДВИЖНОЙ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ СТАНДАРТА LTE

А.А. КАРПУК[1], Н.И. КАБАК[2], А.В. ГОВОРКО[3]

[1]*Учреждение образования «Белорусская государственная академия связи», ул. Ф. Скорины, 8/2, Минск, 220076, Беларусь*
ORCID: 0009-0008-5941-2444

[2]*Учреждение образования «Белорусская государственная академия связи», ул. Ф. Скорины, 8/2, Минск, 220076, Беларусь*
ORCID: 0009-0000-2346-2521

[3]*Учреждение образования «Белорусская государственная академия связи», ул. Ф. Скорины, 8/2, Минск, 220076, Беларусь*
ORCID: 0009-0006-1441-9453

Поступила в редакцию 15 апреля 2023

Дан обзор международного опыта определения зоны уверенного приема для сетей сотовой подвижной электросвязи стандарта LTE. Описаны результаты экспериментов по определению зоны уверенного приема для сетей стандарта LTE. Приведены предложения по изменению технических нормативных правовых актов в части определения зоны уверенного приема и установления нормированных значений технических параметров для сетей стандарта LTE.

Ключевые слова: сотовая подвижная электросвязь, сети стандарта LTE, услуги сетей LTE, технические нормативные правовые акты, зона уверенного приема, зона покрытия.

Введение. Под зоной уверенного приема (зоной обслуживания) сети сотовой подвижной электросвязи (СПЭ) стандарта LTE понимается область пространства, в которой сеть СПЭ оказывает требуемые услуги с заданным качеством. При проектировании сети СПЭ стандарта LTE точки установки и параметры базовых станций (БС) выбираются таким образом, чтобы зона уверенного приема сети покрывала требуемую территорию. В качестве входных данных при расчетах используются параметры БС, количество и размеры полос радиочастот, используемых для организации сети стандарта LTE, количество ресурсных блоков (RB), имеющихся у оператора в каждой полосе радиочастот, минимальная допустимая скорость обмена при оказании каждой услуги, площадь территории с сельской, пригородной, городской и плотной городской застройкой, на которой оказываются услуги, максимальное количество абонентов, которым оказываются услуги в час наибольшей загрузки на территории с каждым типом застройки [1].

При эксплуатации сетей СПЭ стандарта LTE операторы размещают на своих официальных сайтах информацию о зоне обслуживания сети, рассчитанной с помощью специальных программ. Чаще всего в этих программах реализуются модели распространения радиоволн Окумура-Хата и COST231-Хата, учитывающие тип застройки территории, но не учитывающие минимальную требуемую скорость передачи данных и требуемую пропускную способность сети при оказании каждой услуги. Во многих странах приняты технические нормативно-правовые акты (ТНПА), устанавливающие требования к параметрам и показателям качества услуг в сетях СПЭ стандарта LTE. В ТНПА каждой страны содержатся правила определения зоны уверенного приема для сетей СПЭ стандарта LTE путем измерения некоторых

параметров сети. Все требования к параметрам и показателям качества услуг в сетях СПЭ стандарта LTE должны выполняться в каждой точке, принадлежащей зоне уверенного приема сети, что подчеркивает важность определения зоны уверенного приема сети. В статье дан обзор международного опыта определения зоны уверенного приема для сетей СПЭ стандарта LTE, показаны недостатки используемых методов, и даны предложения по изменению ТНПА Республики Беларусь в части определения зоны уверенного приема для сетей СПЭ стандарта LTE.

Сервисы, предоставляемые в сетях СПЭ стандарта LTE. В Рекомендациях Международного союза электросвязи (МСЭ) [2-4], технических спецификациях Европейского института по стандартизации в области телекоммуникаций (ETSI) [5] и зарубежной научной литературе [6, 7] рассматриваются следующие основные услуги сетей СПЭ стандарта LTE:

1) телефония в режиме реального времени;
2) видеосвязь в режиме реального времени;
3) игры в режиме реального времени;
4) потоковое видео по протоколу TCP/IP;
5) аудио, видео в режиме реального времени, интерактивные игры по протоколу UDP/IP;
6) видео с буферизацией по протоколу TCP/IP, TCP-сервисы (e-mail, FTP, чаты и др.) с высоким приоритетом;
7) видео с буферизацией по протоколу TCP/IP, TCP-сервисы (e-mail, FTP, чаты и др.) с обычным приоритетом.

Распределение сервисов сетей СПЭ стандарта LTE по перечисленным услугам производится таким образом, что все сервисы, входящие в одну услугу, имеют одинаковые требуемые значения основных параметров и показателей качества. Реализация перечисленных услуг в сетях LTE предусмотрена стандартом LTE-Advanced. В стандарте LTE-Advanced-Pro добавлены следующие услуги:

8) голосовой режим Push-to-Talk для критически важных пользователей;
9) голосовой режим Push-to-Talk для некритических пользователей;
10) критически важные сообщения с транспортными средствами (V2X);
11) некритические сообщения с транспортными средствами (V2X);
12) критически важные данные из буферизованной потоковой передачи видео, интерактивных приложений на основе TCP (Интернет, электронная почта, обмен файлами и т. д.).

В действующих в Республике Беларусь «Правилах оказания услуг электросвязи» [8] услугой СПЭ называется услуга электросвязи, оказываемая пользователям оператором электросвязи посредством сети СПЭ. В договоре об оказании услуг СПЭ, заключаемом абонентом с оператором СПЭ, содержится перечень конкретных услуг СПЭ, оказываемых абоненту на момент заключения договора. В договоре также указываются параметры качества оказываемых услуг, установленные в зависимости от используемой для оказания услуг электросвязи технологии, не ниже параметров качества услуг, показателей качества работы сети и обслуживания абонентов, приведенных в приложении к документу [8].

В действующих ТНПА Республики Беларусь [8, 9] рассматриваются 3 типа услуг СПЭ, которые относятся к СПЭ любого стандарта, в том числе к сетям LTE: услуга предоставления доступа к сети СПЭ; услуга предоставления телефонного радиосоединения; услуга передачи данных с коммутацией пакетов. Под услугой передачи данных с коммутацией пакетов понимается услуга СПЭ по организации соединения между оконечными абонентскими устройствами сети СПЭ или оконечным абонентским устройством сети СПЭ и сетью Интернет с целью передачи данных в пакетном режиме. В состав услуги передачи данных с коммутацией пакетов входят сервисы передачи данных, воспроизведения видео и загрузки WEB-страниц. Все перечисленные услуги и сервисы должны оказываться с заданным качеством в зоне уверенного приема сетей СПЭ стандарта LTE.

Международный опыт определения зоны уверенного приема для сетей СПЭ стандарта LTE. В действующих ТНПА Республики Беларусь зона уверенного приема (зона покрытия) сетей СПЭ определяется как территория, в пределах которой уровни полезных сигналов БС на входе приемников испытательных подвижных станций превышают нормируемые значения. В СТБ 1904-2011 [9] зона уверенного приема для сетей СПЭ стандарта LTE определяется по максимальному значению средней мощности пилотных (опорных)

сигналов от одного ресурсного RB каждой доступной БС (параметр RSRP). Значение параметра RSRP измеряется с использованием автомобильной техники вдоль маршрутов движений транспортных средств и без использования автомобильной техники при контроле внутри зданий, сооружений, помещений, в общественном транспорте, пешеходных зонах и т. д. Считается, что точка измерений лежит в зоне уверенного приема сети СПЭ стандарта LTE, если измеренное значение параметра RSRP больше или равно минус 110 дБм. При этом связь может быть установлена внутри помещений, внутри автомобиля и на открытых участках местности вне автомобиля (синий цвет на цифровой карте местности), если измеренное значение параметра RSRP больше или равно минус 95 дБм. Связь может быть установлена внутри автомобиля и на открытых участках местности вне автомобиля (зеленый цвет на цифровой карте местности), если измеренное значение параметра RSRP больше или равно минус 100 дБм. Связь может быть установлена на открытых участках местности вне автомобиля (желтый цвет на цифровой карте местности), если измеренное значение параметра RSRP больше или равно минус 110 дБм. Связь отсутствует (красный цвет на цифровой карте местности), если измеренное значение параметра RSRP меньше минус 110 дБм.

В ТНПА Республики Казахстан под покрытием понимается свойство сети сотовой связи, определяющее возможность доступа абонента к сети сотовой связи и ее сервисам [10]. В Республике Казахстан для определения принадлежности точки измерения зоне покрытия сети СПЭ стандарта LTE также измеряется значение параметра RSRP. Считается, что точка измерений лежит в зоне покрытия сети СПЭ стандарта LTE, если измеренное значение параметра RSRP при измерении снаружи помещений в городе с высокой плотностью застройки больше или равно минус 100 дБм, а в городе с низкой плотностью застройки, в пригороде и в сельской местности больше или равно минус 105 дБм.

В ТНПА Республики Узбекистан под зоной покрытия сети СПЭ понимается территория, на которой сеть способна предоставлять услуги телекоммуникаций по требованию пользователя [11]. В Республике Узбекистан для определения принадлежности точки измерения зоне покрытия сети СПЭ стандарта LTE измеряется уровень полезного сигнала от базовой станции (параметр RXLEV). Считается, что точка измерений лежит в зоне покрытия сети СПЭ стандарта LTE, если измеренное значение параметра RXLEV при измерении внутри помещений в городе больше или равно минус 75 дБм, а при измерении вне помещений в городе и за городом больше или равно минус 95 дБм.

В действующих ТНПА Российской Федерации не предусмотрено определение зоны покрытия сетей СПЭ стандарта LTE по нормированному значению какого-либо параметра. Оценка качества оказания услуг в сетях СПЭ стандарта LTE производится в зоне покрытия, заявленной оператором. В Рекомендациях МСЭ и документах ETSI также не предусмотрен контроль зоны покрытия сетей СПЭ стандарта LTE по нормированным значениям каких-либо параметров.

Можно предположить, что пользователь сети СПЭ стандарта LTE, находящийся в зоне покрытия, может рассчитывать на получение всех услуг, заявленных в договоре на обслуживание. В действительности при определении зоны покрытия по нормированному значению параметра RSRP или нормированному значению параметра RXLEV нахождение в ней пользователя является необходимым, но не достаточным условием получения услуг. Может оказаться, что для пользователя, находящегося в зоне покрытия, будут недоступны все заявленные услуги.

Объясняется это тем, что БС стандарта LTE для определения порядка обслуживания каждой абонентской станции (АС) использует не значения параметров RSRP и RXLEV, а получаемое от АС значение индикатора качества канала (параметр CQI), которое зависит не от значения параметров RSRP и RXLEV, а от отношения сигнал/шум на входе АС (параметр SINR). Значение параметра CQI представляет собой целое число от 1 до 15. При необходимости обмена с АС для оказания одной из возможных услуг, БС на основе значения параметра CQI определяет оптимальную модуляционно-кодирующую схему для оказания услуги и, в зависимости от вида услуги, выделяет требуемое количество RB. Вариант таблицы для определения значения параметра CQI, оптимальной модуляционно-кодирующей схемы, пропускной способности одного RB и полосы в 20 МГц из литературы [6] приведен в табл. 1.

Таким образом, по значению параметра SINR определяются значение параметра CQI, код

модуляции и пропускная способность канала на один RB. Введем следующие обозначения:

v_i, $i=\overline{1,7}$ – требуемая минимальная скорость передачи пакетов данных от БС к АС при оказании услуги с номером i, Мбит/с;

$p(j)$, $j=\overline{1,15}$ – пропускная способность сквозного канала на один RB для оптимальной модуляционно-кодирующей схемы, соответствующей значению CQI, равному j, Мбит/с;

k – количество RB, имеющихся у оператора для оказания услуг в сети СПЭ стандарта LTE в полосе частот, в которой работает БС;

$CalcCQI\,(SINR)$ – функция вычисления значения параметра CQI по измеренному БС значению параметра SINR.

Можно принять $v_1=0,025$ Мбит/с, $v_2=0,4$ Мбит/с, $v_3=v_4=v_5=3$ Мбит/с, $v_6=v_7=1$ Мбит/с. Величины $p(j)$, $j=\overline{1,15}$ и алгоритм функции $CalcCQI\,(SINR)$ определяются по табл. 1.

Таблица 1

Определение значений параметра CQI

SINR, дБ	Индикатор CQI	Модуляция	Кодовая скорость	Информационных битов на символ	Пропускная способность на 1 ресурсный блок, кбит/с	Пропускная способность на полосу 20 МГц, Мбит/с
SINR<-6,7	0	No	–	–	–	–
–6,7≤SINR<-4,7	1	QPSK	0,076	0,1523	25,6	2,6
–4,7≤SINR<-2,3	2	QPSK	0,12	0,2344	39,4	3,9
–2,3≤SINR<0,2	3	QPSK	0,19	0,377	63,3	6,3
0,2≤SINR<2,4	4	QPSK	0,3	0,6016	101,1	10,1
2,4≤SINR<4,3	5	QPSK	0,44	0,877	147,3	14,7
4,3≤SINR<5,9	6	QPSK	0,59	1,1758	197,5	19,8
5,9≤SINR<8,1	7	16QAM	0,37	1,4766	248,1	24,8
8,1≤SINR<10,3	8	16QAM	0,48	1,9141	321,6	32,2
10,3≤SINR<11,7	9	16QAM	0,6	2,4063	404,3	40,4
11,7≤SINR<14,1	10	64QAM	0,45	2,7305	458,7	45,9
14,1≤SINR<16,3	11	64QAM	0,55	3,3223	558,2	55,8
16,3≤SINR<18,7	12	64QAM	0,65	3,9023	655,6	65,6
18,7≤SINR<21,0	13	64QAM	0,75	4,5234	759,9	76,0
21,0≤SINR<22,7	14	64QAM	0,85	5,1152	859,4	85,9
22,7≤SINR	15	64QAM	0,93	5,5547	933,2	93,3

В Рекомендации МСЭ-Т Е.806 [12] для сетей СПЭ стандартов LTE и IMT-2020 (5G) введено понятие «покрытие услуг». Считается, что точка пространства лежит в зоне покрытия некоторой услуги, если для АС, находящейся в этой точке и являющейся единственной АС в соте, гарантируется получение этой услуги. Для проверки принадлежности точки зоне покрытия услуги с номером $i=\overline{1,7}$ следует измерить значение параметра SINR в этой точке и проверить выполнение условия $kp(CalcCQI\,(SINR))\geq v_i$. Если условие выполняется, то точка принадлежит зоне покрытия услуги. При этом зона покрытия для различных услуг будет различной. Например, при SINR = 8 дБ получим CQI = 7 и $p(7)=0,2481$ Мбит/с. Если $k=10$, то условие принадлежности точки зоне покрытия услуги выполняется для услуг 1, 2, 6 и не выполняется для услуг 3, 4, 5.

В отчете ECC Report 256 [13] описан метод определения так называемого «функционального покрытия» сети СПЭ стандарта LTE, который используется в Управлении почты и телекоммуникаций Швеции. Считается, что точка пространства лежит в зоне функционального покрытия сети СПЭ стандарта LTE с пропускной способностью P Мбит/с, если она лежит в зоне уверенного приема, и значение P вычисляется по формуле $P = 0,2kp(CalcCQI(SINR))$. Другими словами, пропускная способность функционального покрытия составляет 20 % от максимальной возможной пропускной способности в точке. Таким способом учитывается возможность одновременного оказания услуг СПЭ другим АС, находящимся в той же соте.

Очевидно, что нахождение АС в зоне покрытия услуги сети СПЭ стандарта LTE также является необходимым, но не достаточным условием получения этой услуги, поскольку в момент востребования этой услуги все RB БС могут быть заняты оказанием услуг другим АС. Аналогичная ситуация наблюдается и с функциональным покрытием сети СПЭ стандарта LTE. Как показано в [12, 13], лучшим методом оценки возможности и качества услуг в сетях СПЭ стандарта LTE является измерение пропускной способности сети (скорости передачи пакетов данных) в выбранных точках пространства в час наибольшей нагрузки для каждой услуги.

Результаты экспериментов по определению зоны уверенного приема для сетей СПЭ стандарта LTE. Приведенные выше теоретические положения подтверждены результатами экспериментов, описанными в работе [14]. На основании более 11000 контрольных вызовов было установлено, что доступность услуги предоставления телефонного радиосоединения в сетях LTE обеспечивается в зоне уверенного приема, предельно допустимое значение уровня пилотного сигнала на границе которой составляет минус 105 дБм. В диапазоне уровня пилотного сигнала от минус 105 дБм до минус 110 дБм доля неуспешных вызовов составляет в среднем 11 %. При этом доступность услуги предоставления телефонного радиосоединения обеспечивается при значениях отношения сигнал/шум больше минус 3 дБ.

Для определения доступности услуги передачи данных выполнялась загрузка данных с Интернет-ресурса (направление к абоненту) и на Интернет-ресурс (направление от абонента). Длительность загрузки – 10 с. Если загрузка данных не начиналась в течение 10 с, то соединение считалось неуспешным, в ином случае – успешным. По результатам более 54000 контрольных соединений было установлено, что доступность услуги передачи данных по направлению к абоненту и по направлению от абонента обеспечивается в зоне уверенного приема с предельным значением уровня пилотного сигнала БС на ее границе минус 111 дБм при значениях отношения сигнал/шум больше минус 4 дБ.

Доступность услуги загрузки WEB-страниц оценивалась долей неуспешных загрузок WEB-страниц от общего количества загрузок WEB-страниц за период контроля. По результатам более 260000 контрольных загрузок было установлено, что доступность услуги загрузки WEB-страниц обеспечивается в зоне уверенного приема, предельно допустимое значение уровня пилотного сигнала на границе которой составляет минус 80 дБм. В диапазоне уровня пилотного сигнала от минус 80 дБм до минус 110 дБм доля неуспешных загрузок WEB-страниц за период контроля в среднем составляет 38 %, что почти в 2 раза превышает норму, установленную в СТБ 1904-2011. При этом доступность услуги загрузки WEB-страниц обеспечивается при значении отношения сигнал/шум больше 8 дБ.

Доступность услуги воспроизведения видео оценивалась долей неуспешных попыток воспроизведения видеоклипа с ресурса YouTube от общего количества попыток за период контроля. По результатам более 42900 контрольных попыток было установлено, что доступность услуги воспроизведения видео обеспечивается в зоне уверенного приема, предельно допустимое значение уровня пилотного сигнала на границе которой составляет минус 101 дБм. В диапазоне уровня пилотного сигнала от минус 101 дБм до минус 110 дБм доля неуспешных попыток воспроизведения видео за период контроля в среднем составляет 31 %, что значительно превышает норму, установленную в СТБ 1904-2011.

Предложения по изменению ТНПА в части определения зоны уверенного приема для сетей СПЭ стандарта LTE. На основании полученных теоретических и экспериментальных результатов можно предложить внести следующие изменения в ТНПА в части определения зоны уверенного приема сетей СПЭ стандарта LTE и установления нормированных значений технических параметров.

1. Ввести термин зона покрытия услуги (сервиса) в сетях стандарта LTE: часть зоны уверенного приема, в пределах которой отношение уровня полезного сигнала базовой станции к уровню шума на входе приемников испытательных подвижных станций (SINR) превышает нормируемое значение для данной услуги (сервиса).

2. Установить следующий перечень технических параметров услуг в сетях стандарта LTE, значения которых должны измеряться в зоне покрытия услуг (сервисов):

– отношение сигнал/шум (SINR), дБ, не менее;

– минимальная скорость передачи пакетов данных по линии вниз, Мбит/с, не менее;

– время задержки передачи IP-пакетов, мс, не более;

– коэффициент потери IP-пакетов, %, не более.

3. Установить нормированные значения технических параметров услуг в сетях стандарта LTE, приведенные в табл. 2.

Таблица 2

Нормированные значения технических параметров услуг в сетях стандарта LTE

Услуга (сервис)	SINR, дБ	Мин. скорость, Мбит/с	Задержка пакетов, мс	Потери пакетов, %
1) Телефония в режиме реального времени	–5,0	0,025	100	1,0
2) Видеосвязь в режиме реального времени	–3,0	0,4	150	0,1
3) Игры в режиме реального времени	9,0	3,0	50	0,1
4) Потоковое видео по протоколу TCP/IP	9,0	3,0	300	0,0001
5) Аудио, видео, игры в режиме реального времени по протоколу UDP/IP	9,0	3,0	100	0,1
6) TCP-сервисы, видео с буферизацией по протоколу TCP/IP	1,0	1,0	300	0,0001

DETERMINATION OF THE ZONE OF SURE RECEPTION FOR LTE STANDARD CELLULAR MOBILE TELECOMMUNICATION NETWORKS

A.A. KARPUK, N.I. KABAK, A.V. HAVORKA

Abstract

A review of international experience in determining the coverage area for networks of cellular mobile telecommunications of the LTE standard is given. The results of experiments to determine the zone of reliable reception for networks of the LTE standard are described. Proposals are given for changing technical regulatory legal acts in terms of determining the zone of reliable reception and establishing the normalized values of technical parameters for networks of the LTE standard.

Список литературы

1. Карпук, А. А. Построение эталонной модели сети сотовой связи стандарта LTE / А. А. Карпук, П. Ю. Лакизо, Н. И. Кабак // Веснік сувязі. – 2022. – № 5. – С. 48–53.

2. Recommendation ITU-T Y.1540. Internet protocol data communication service – IP packet transfer and availability performance parameters [Electronic resource] / ITU. – 2019. – 102 p. – Mode of access : https://www.itu.int/rec/T-REC-Y.1540-201912-I/en. – Date of access : 16.07.2022.

3. Recommendation ITU-T Y.1543. Measurements in Internet protocol networks for inter-domain performance assessment [Electronic resource] / ITU. – 2018. – 48 p. – Mode of access : https://www.itu.int/rec/T-REC-Y.1543-201806-I/en. – Date of access : 16.07.2022.

4. Recommendation ITU-T E.804. QoS aspects for popular services in mobile networks [Electronic

resource] / ITU. – 2014. – 446 p. – Mode of access : https://www.itu.int/rec/T-REC-E.804-201402-I/en. – Date of access : 16.07.2022.

5. Technical Specification ETSI TS 102 250-2. Speech and multimedia Transmission Quality (STQ); QoS aspects for popular services in mobile networks; Part 2: Definition of Quality of Service parameters and their computation [Electronic resource] / ETSI. – 2015. – 258 p. – Mode of access : https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/102200_102299/10225002/02.04.01_60/ts_10225002v020401p.pdf. – Date of access : 16.07.2022.

6. Zhang, X. LTE Optimization Engineering Handbook / X. Zhang. – Hoboken, NJ, USA : John Wiley & Sons Ltd, 2018. – 845 p.

7. Janevski, T. QoS for Fixed and Mobile Ultra-Broadband / T. Janevski. – Hoboken, NJ, USA : John Wiley & Sons Ltd, 2019. – 337 p.

8. Об утверждении Правил оказания услуг электросвязи : постановление Совета Министров Респ. Беларусь, 17 авг. 2006, № 1055 [Электронный ресурс]. – Режим доступа : https://etalonline.by/document/?regnum=C20601055. – Дата доступа : 16.07.2022.

9. Услуги сотовой подвижной электросвязи. Требования к качеству и методы контроля : СТБ 1904-2011. – Введ. 01.01.2012. – Минск : Госстандарт, 2021. – 28 с.

10. Методика измерения технических параметров качества услуг связи. Приказ министра цифрового развития, инноваций и аэрокосмической промышленности Республики Казахстан от 28.04.2021 № 153/НК. – Введ. 08.05.2021.

11. Сети телекоммуникаций. Показатели и нормы качества услуг передачи данных : O’z DSt 3205:2017. – Введ. 10.03.2018. – Ташкент : Узбекское агентство стандартизации, метрологии и сертификации, 2017. – 22 с.

12. Рекомендация МСЭ-Т E.806. Мероприятия по измерению, системы мониторинга и методики формирования выборок для контроля качества обслуживания в сетях подвижной связи [Электронный ресурс] / МСЭ. – 2019. – 26 с. – Режим доступа : https://www.itu.int/rec/dologin_pub.asp?lang=e&id=T-REC-E.806-201906-I!!PDF-R&type=items. – Дата доступа : 12.09.2022.

13. ECC Report 256. LTE coverage measurements. Approved 17 October 2016. [Electronic resource] / ECC. – 2016. – 42 p. – Mode of access : http://spectrum.welter.fr/international/cept/ecc-reports/ecc-report-256-lte-coverage-measurements.pdf. – Date of access : 12.09.2022.

14. Разработка научно обоснованных требований к параметрам и показателям качества услуг сотовой подвижной электросвязи в сетях LTE и 5G. Отчет о НИР (заключительный) / УО «Белорусская государственная академия связи» ; рук. А. А. Карпук. – Минск, 2022. – 241 с. – № ГР 20221054.

ИНФОРМАЦИОННАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ

УДК 621.391.64

СПОСОБ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВЫХ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ ИСТОЧНИКА ОДИНОЧНЫХ ФОТОНОВ

Е.В. НОВИКОВ[1], А.А. ЛАГУТИК[2]

[1]*Учреждение образования «Белорусская государственная академия связи», ул. Ф. Скорины, 8/2, Минск, 220114, Беларусь*
ORCID: https://orcid.org/0009-0009-2944-758X

[2]*Учреждение образования «Белорусская государственная академия связи», ул. Ф. Скорины, 8/2, Минск, 220114, Беларусь*
ORCID: https://orcid.org/0009-0001-7306-8153

Поступила в редакцию 15 марта 2023

В статье предложен способ обеспечения информационной безопасности объектовых волоконно-оптических систем передачи данных, основанный на использовании источника одиночных фотонов. Сущность этого способа заключается в том, что он предполагает два режима работы волоконно-оптических систем передачи данных. В первом из этих режимов осуществляется проверка наличия канала утечки информации из оптического кабеля системы передачи данных, во втором выполняется передача данных по этому оптическому кабелю.

Ключевые слова: объектовые волоконно-оптические системы передачи данных, источник одиночных фотонов, информационная безопасность.

Введение. Для передачи данных широко используются волоконно-оптические системы передачи (ВОСП) [1], в которых в качестве среды трансляции используется оптическое волокно. Несмотря на то, что информационные сигналы, применяемые для передачи данных, распространяются внутри оптического волокна, существуют способы доступа к этому сигналу несанкционированных пользователей без прерывания процесса передачи [2, 3]. Одним из наиболее часто встречающихся способов является отвод через боковую поверхность волокна части мощности транслируемого информационного сигнала [3]. Такой способ легко реализуется, например, с помощью общедоступных ответвителя-прищепки, оптико-электронного конвектора и ноутбука.

Особенно актуально обеспечение защиты данных от несанкционированного пользователя для объектовых ВОСП, так как объектовые волоконно-оптические кабели, как правило, легкодоступны, а защита их затруднена ввиду сложной топологии. Поэтому обеспечение информационной безопасности таких систем является важной и актуальной задачей. В связи с этим, целью данной работы является разработка способа защиты объектовых ВОСП от несанкционированного доступа к информации.

Основная часть. Способ обеспечения информационной безопасности объектовых волоконно-оптических систем передачи данных. В работе [4] показано, что значение теоретического предела расшифровки сигнала P_{min} для отдельных технологий передачи данных Ethernet может быть менее 10^{-10} Вт. Потеря такой величины мощности оптического излучения при передаче данных в ВОСП может быть не обнаружена. Это связано с тем, что величина P_{min} не превышает нестабильности источника оптического излучения ВОСП [5], а также оказывается меньше пороговой мощности фотоприемников, применяемых в таких системах [2].

Поэтому для выявления потерь мощности, соответствующих уровню теоретического предела расшифровки сигнала, необходимо использовать стабилизированные источники оптического излучения малой мощности и высокочувствительные фотоприемники. Среди таких источников остановимся на источниках одиночных фотонов, которые позволяют формировать однофотонные оптические импульсы и генерировать оптические сигналы заданной мощности путем подбора частоты следования этих однофотонных импульсов. Кроме того, однофотонные источники позволяют формировать излучение заданной мощности с достаточно хорошей стабильностью.

Для обнаружения низкоуровневых потерь мощности излучения при передаче данных в ВОСП необходимо сформировать оптический контрольный сигнал мощностью равной или несколько меньшей P_{min}. Такой сигнал подается в оптический кабель ВОСП и контролируется его уровень на выходе этого кабеля. В случае исчезновения выходного сигнала или значительного уменьшения его уровня делается вывод о наличии канала утечки информации, и передача данных в ВОСП прекращается.

Отметим, что оптический контрольный сигнал формируется в те моменты времени, когда передача данных по ВОСП не осуществляется.

Для регистрации такого оптического контрольного сигнала лучше всего использовать фотоприемники, работающие в режиме счета фотонов. Это связано с тем, что современные фотоприемники, способные работать в режиме счета фотонов, имеют пороговую мощность менее 10^{-12} Вт [6].

На основании вышеизложенного можно предложить способ обеспечения информационной безопасности объектовых волоконно-оптических систем передачи данных на основе применения источника одиночных фотонов. Сущность этого способа заключается в том, что он предполагает два режима работы ВОСП. В первом из этих режимов осуществляется проверка наличия канала утечки информации из оптического кабеля ВОСП, а во втором выполняется передача данных по оптическому кабелю ВОСП.

При реализации первого режима предварительно вычисляют, используя методику работы [4], теоретический предел расшифровки сигнала P_{min} для технологии передачи данных, применяемой в ВОСП. Затем определяют коэффициент ответвления мощности в канал утечки информации q. Для этого используют следующую формулу: $q = P_{min}/P_и$, где $P_и$ – мощность оптического излучения, вводимого в оптическое волокно. Используя значение q, вычисляют количество однофотонных импульсов в контрольном сигнале $N_{ои}$ =K/q, где K – корректирующий коэффициент, больший единицы. Затем генерируют с помощью источника одиночных фотонов в течение заданного интервала времени $T_и$ оптический контрольный сигнала с количеством однофотонных импульсов $N_{ои}$. Однофотонные импульсы направляют в оптический кабель ВОСП. На выходе кабеля контрольный сигнал регистрируют фотоприемником, работающим в режиме счета фотонов, в течение интервала времени $T_и$.

Отметим, что в случае наличия канала утечки информации из оптического кабеля фотоприемник, работающий в режиме счета фотонов, не будет регистрировать однофотонные импульсы, либо их количество будет значительно меньше исходного значения $N_{ои}$. В таком случае вырабатывается сигнал тревоги, при появлении которого переход системы передачи во второй режим работы не осуществляется до устранения канала утечки информации из волокна.

При регистрации фотоприемником, работающим в режиме счета фотонов, за интервал времени $T_и$ заданного количества однофотонных импульсов $N_{ои}$ переходят в режим передачи данных ВОСП.

Передачу данных ведут в течение определенного промежутка времени, после чего переходят к первому режиму работы, осуществляя повторную проверку оптического кабеля на наличие канала утечки информации и принимая решение о продолжении передачи данных. Такая периодическая смена режимов выполняется в течении всего времени работы системы.

При использовании источника одиночных фотонов для обнаружения каналов утечки информации в оптическом кабеле необходимо, чтобы величина затухания оптического излучения в этом кабеле была достаточна малой. Поэтому данный способ лучше всего применять для объектовых ВОСП, так как протяженность оптического кабеля в них менее 1 км, а затухание оптического излучения не превышает 4 дБ при использовании многомодового оптического волокна, и 0,4 дБ – для одномодового волокна.

Устройство для реализации способа. Реализовать предложенный способ обеспечения информационной безопасности объектовых ВОСП предлагается при помощи устройства, структурная схема которого представлена на рис. 1 а.

Работой устройства управляет таймер Тм, формирующий периодические импульсные сигналы запуска циклов тестирования линии и циклов передачи данных. Интервал между импульсами запуска теста и запуска передачи соответствует времени $T_и$, а интервал между импульсами запуска передачи и запуска теста определяет длительность периода передачи данных, как это показано на временной диаграмме работы установки (рис. 1 б).

Для организации взаимодействия передающей и приемной стороны в устройстве используются пассивные двунаправленные оптические мультиплексоры/демультиплексоры, обеспечивающие прохождение оптического излучения разных длин волн. Для преобразования электрического сигнала в оптический сигнал и обратно применяются соответствующие трансиверы.

Оптический мультиплексор передающей стороны ОМ имеет четыре входа и один выход. Ко входам мультиплексора патчкордами подключены трансиверы Тр1 и Тр2, источник одиночных фотонов ИОФ и передатчик Пд, как это показано на рис. 1 а. Выход мультиплексора ОМ оптически соединен с оптическим кабелем ОК. Оптические сигналы с выходов источника одиночных фотонов ИОФ, передатчика ПД и трансивера Тр1 транслируются на длинах волн λ_1, λ_2, λ_3, соответственно. Оптический сигнал, поданный на один из входов мультиплексора ОМ, поступает на выход этого мультиплексора, а затем в оптический кабель ОК.

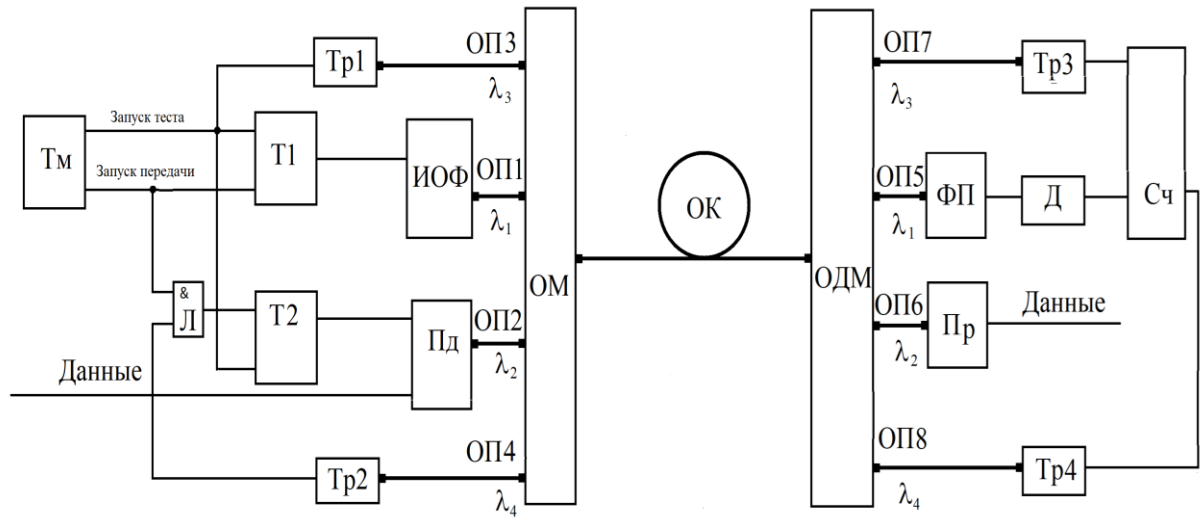
Демультиплексор приемной стороны ОМД имеет четыре выхода и один вход. Поступающий на вход демультиплексора ОМД оптический сигнал с длиной волны λ_1 передается на второй его выход, а затем по патчкорду ОП5 – на фотоприемник ФП. Оптический сигнал с длиной волны λ_2 передается на третий выход демультиплексора ОМД, а затем по патчкорду ОП6 – на приемник данных Пр. Если на вход демультиплексора ОМД поступит оптический сигнал с длиной волны λ_3, то он передается на первый выход демультиплексора ОМД, а затем по патчкорду ОП7 – на вход трансивера Тр3.

Оптический сигнал на длине волны λ_4 с выхода трансивера Тр4 через патчкорд ОП8 подается на четвертый выход демультиплексора ОМД, выполняющий в данном случае функции входа, а затем через демультиплексор и оптический кабель на мультиплексор ОМ. Четвертый вход мультиплексора ОМ выполняет в данном случае функцию выхода и сигнал с него поступает через патчкорд ОП4 и трансивер Тр2 на вход логического элемента Л.

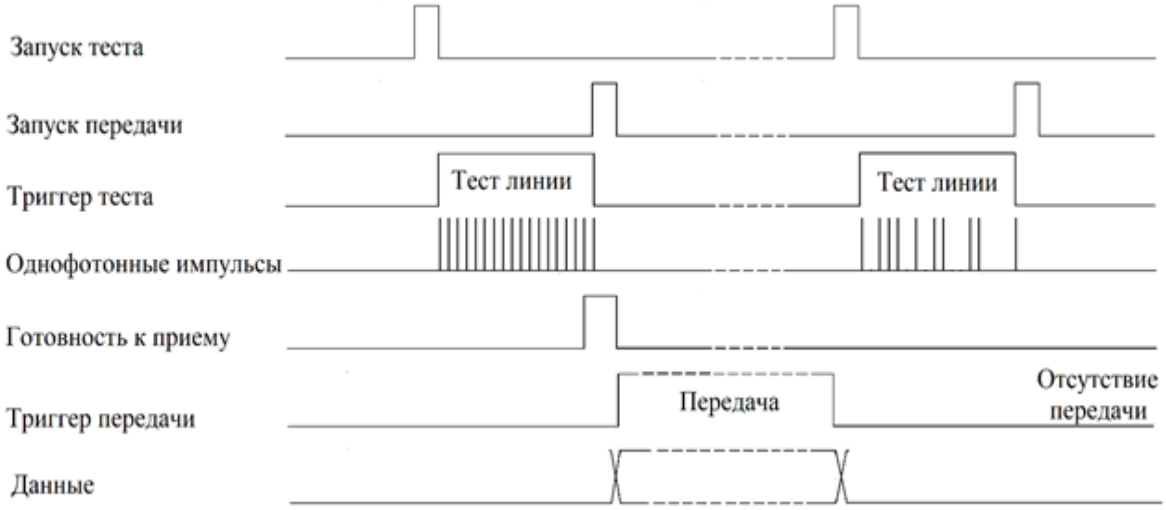
Перед запуском устройства триггеры теста Т1 и передачи Т2 на передающей стороне и счетчик однофотонных импульсов Сч на стороне приема приводятся в сброшенное состояние.

Задним фронтом формируемого таймером Тм импульса «Запуска теста» триггер Т1 переводится в единичное состояние, начиная цикл тестирования кабеля ОК. При этом выходным сигналом триггера Т1 включается источник одиночных фотонов ИОФ, сигналы с выхода которого через оптический мультиплексор ОМ, волоконно-оптический кабель ОК и оптический демультиплексор ОДМ поступают на фотоприемник ФП и далее стандартизируются дискриминатором-формирователем Д. Количество импульсов с выхода дискриминатора подсчитывается счетчиком Сч.

Окончание цикла тестирования линии фиксируется по появлению импульса на выходе «Запуск передачи» таймера. По переднему фронту этого импульса триггер Т1 сбрасывается, выключая источник одиночных фотонов. Если потери однофотонных импульсов не было, то на выходе переполнения счетчика сформируется единичный уровень сигнала, который преобразуется трансивером Тр4 и далее через оптический патчкорд ОП8, оптический демультиплексор ОДМ, волоконно-оптический кабель ОК, оптический мультиплексор ОМ, оптический патчкорд ОП4 и трансивер Тр2 поступит на вход логического элемента «И» Л. В результате импульс с выхода «Запуск передачи» таймера поступит через элемент Л на триггер Т2 и по заднему фронту этого импульса триггер Т2 перейдет в единичное состояние, разрешая передачу данных с передатчика Пд через оптические мультиплексор ОМ, кабель ОК и демультиплексор на приемник Пр.



а)



б)

Рис. 1. Техническая реализация способа обеспечения информационной безопасности объектовых волоконно-оптических систем передачи на базе источника одиночных фотонов: Тм – таймер, ИОФ – источник одиночных фотонов, Пд – передатчик, ОП1–ОП8 – оптические патчкорды, ОМ – двунаправленный оптический мультиплексор, ОДМ – двунаправленный оптический демультиплексор, ОК – волоконно-оптический кабель, Пр – приемник данных, ФП – фотоприемник, Д – дискриминатор-формирователь, Т1, Т2 – триггеры, Сч – счетчик импульсов, Тр1–Тр4 – трансиверы, Л – логический элемент «И»
а – структура устройства обеспечения информационной безопасности объектовых ВОСП;
б – временная диаграмма работы устройства

Передача данных будет продолжаться до появления следующего сигнала на выходе «Запуск теста» таймера Тм. По переднему фронту этого импульса будет сброшен триггер Т2, выключая передачу. Этот же импульс преобразуется трансивером Тр1 и далее через оптический патчкорд ОП3, мультиплексор ОМ, кабель ОК, демультиплексор ОДМ, патчкорд ОП7 и трансивер Тр3 сбросит счетчик Сч. По заднему фронту импульса «Запуск теста» триггер Т1 переводится в единичное состояние, начиная следующий цикл тестирования линии связи.

Если в текущем цикле тестирования появилась утечка данных из кабеля ОК, то такая утечка будет обнаружена, т.к. регистрируемое за время $T_и$ количество однофотонных импульсов

уменьшится и не достигнет установленного значения $N_{ои}$. Сигнал переполнения счетчика Сч в этом случае к моменту появления следующего импульса на выходе «Запуска передачи» таймера Тм не будет сформирован, элемент Л останется блокированным, триггер Т2 останется в сброшенном состоянии, и передатчик данных не включится.

Данная ситуация на временной диаграмме показана для второго цикла работы устройства (рис. 1 б).

Циклы тестирования линии при этом будут периодически повторяться до устранения канала утечки данных.

Таким образом данное устройство будет обеспечивать защиту данных, передаваемых волоконно-оптическому кабелю согласно вышеописанному способу.

Результаты исследований и их обсуждение. Рассмотрим применимость предлагаемого способа для наиболее распространенной для объектовых ВОСП технологии передачи данных Fast Ethernet [1]. Данная технология поддерживает меньшую скорость передачи данных по сравнению с другими видами Ethernet. Это значит, что для Fast Ethernet теоретический предел расшифровки сигнала P_{min} меньше, чем для других видов технологии Ethernet [4]. Отметим, что чем меньше величина P_{min}, тем незаметней можно реализовать канал утечки информация из оптического кабеля ВОСП.

В табл. 1 приведено количество фотонов $N_{ои}$ в контрольном сигнале, позволяющее обнаруживать наличие канала утечки информации за один цикл тестирования для заданных значений коэффициента ответвления мощности q при использовании данной технологии.

При определении $N_{ои}$ учитывалось, что квантовая эффективность работающего в режиме счета фотонов фотоприемника, регистрирующего эти фотоны, меньше единицы. В результате число электрических импульсов на выходе регистрирующего контрольные сигналы фотоприемника флуктуирует, даже когда количество контрольных однофотонных импульсов постоянно.

Согласно данным табл. 1, величина $N_{ои}$ за интервал времени $T_и$ =1 с будет эквивалентна мощностям оптического излучения 16, 24 и 29 мкВт для длин волн оптического излучения 850, 1310 и 1550 нм, соответственно. Такие мощности на данных длинах волн можно обеспечить не только однофотонными, но другими источниками оптического излучения, например, работающим в режиме регистрации фототока. Однако другие источники оптического излучения при мощностях в десятки микроватт оказываются значительно менее стабильными.

Таблица 1

Характеристики канала утечки информации из оптического кабеля

Технология передачи данных (интерфейс)	Длина волны оптического излучения, нм	Мощность источника оптического излучения, Вт	Теоретический предел расшифровки сигнала P_{min}, Вт	Коэффициент ответвления мощности	Количество однофотонных импульсов в контрольном сигнале $N_{ои}$
100Base-FX	850	10^{-3}	$1{,}2\cdot10^{-10}$	$1{,}2\cdot10^{-7}$	$7\cdot10^{13}$
	1310		$7{,}8\cdot10^{-11}$	$7{,}8\cdot10^{-8}$	$16\cdot10^{13}$
	1550		$6{,}6\cdot10^{-11}$	$6{,}6\cdot10^{-8}$	$23\cdot10^{13}$

Несанкционированный пользователь при создании канала утечки информации может использовать, например, ответвители-прищепки или ответвители 1Х2. При подключения ответвителя-прищепки к оптическому волокну волоконно-оптического кабеля формируется изгиб этого волокна. На таком изгибе возникает дополнительная потеря мощности излучения, распространяющегося по волоконно-оптическому кабелю. К дополнительной потере мощности приведет и подключение к волокну волоконно-оптического кабеля ответвители 1Х2. Это обусловлено как тем, что через один из выходов ответвителя 1Х2 часть мощности оптического излучения, распространяющегося по волоконно-оптическому кабелю, будет направлена несанкционированному пользователю, так и тем, что для подключения разветвителя к волокну

используются механические или сварные соединения. На этих соединениях также теряется часть мощности оптического излучения. Как правило, величина потери мощности на соединениях и изгибах оптического волокна значительно превосходит величину теоретического предела расшифровки сигнала.

В табл. 2 представлены сведения о потерях, вносимых создаваемыми ответвителем-прищепкой изгибом оптического волокна, механическими и сварными соединениями, а также оценки количества однофотонных импульсов в контрольном сигнале, необходимого для выявления этих потерь мощности.

Таблица 2

Характеристики видов подключения при создании каналов утечки информации из оптического кабеля

Вид подключения	Длина волны оптического излучения, нм	Потеря мощности, дБ	Количество однофотонных импульсов в контрольном сигнале
Ответвитель-прищепка	850	–3,5	≥ 15
	1310	–5,7	≥ 10
	1550	–7,0	≥ 8
Сварное соединение	850	–0,05	$\geq 1{,}5 \cdot 10^4$
	1310		
	1550		
Механическое соединение (Разъем FC, SC и LC)	850	–0,2	$\geq 1{,}5 \cdot 10^3$
	1310		
	1550		
Механическое соединение (Разъем APC)	850	–0,3	$\geq 1{,}0 \cdot 10^3$
	1310		
	1550		

Для обнаружения любого из рассматриваемых видов подключения достаточно сформировать контрольный сигнал с количеством однофотонных импульсов порядка $1{,}5 \cdot 10^4$. Такое количество позволяет значительно сократить время $T_и$, тем самым увеличив длительность интервалов передачи данных.

Например, количество однофотонных импульсов $1{,}5 \cdot 10^4$ с длиной волны 850 нм, сформированное за интервал времени $T_и = 1$ с, будет эквивалентно мощности 3,5 фВт. Для других длин волн такая эквивалентная мощность будет еще меньше.

Отметим, что несанкционированному пользователю определить, что санкционированные пользователи ведут контроль наличия подключений к волоконно-оптическому кабелю, будет при таких мощностях очень сложно. Поэтому данный способ целесообразно применять для обеспечения информационной безопасности объектовых волоконно-оптических систем передачи в тех случаях, когда необходимо сократить время осуществления обнаружения несанкционированного подключения, а также при необходимости негласного контроля наличия подключения несанкционированного пользователя к волоконно-оптическому кабелю.

Заключение. Разработан способ обеспечения информационной безопасности объектовых волоконно-оптических систем передачи данных на основе применения источника одиночных фотонов.

Предложено устройство для реализации способа обеспечения информационной безопасности объектовых волоконно-оптических систем передачи данных.

Показана применимость предложенного способа для контроля безопасности объектовых волоконно-оптических систем передачи данных при использовании технологии передачи данных Fast Ethernet.

Результаты получены в рамках выполнения научно-исследовательской работы «Системы квантовой сигнализации для обеспечения информационной безопасности волоконно-оптических линий связи» по заданию «Цифровые и космические технологии, безопасность человека, общества и государства» подпрограммы «Цифровые технологии и космическая информатика» ГПНИ «Цифровые и космические технологии, безопасность человека, общества и государства» на 2021–2025 годы по договору с Министерством связи и информатизации Республики Беларусь ФИ 05-21 от 07.06.2021.

METHOD FOR INFORMATION SECURITY OF OBJECT FIBER-OPTICAL TRANSMISSION SYSTEMS BASED ON SINGLE PHOTON SOURCE

Y.V. NOVIKOV, A.A. LAHUTSIK

Abstract

The article proposes a method for ensuring the information security of object fiber-optic data transmission systems based on a source of single photons. The meaning of this method is that in the fact that it involves two modes of operation of fiber-optic data transmission systems. In the first of these modes, the presence of an information leakage channel from the optical cable of the data transmission system is checked. In the second mode, the data is transmitted over this optical cable.

Список литературы

1. Дмитриев, С. А. Волоконно-оптическая техника: современное состояние и новые перспективы / С. А. Дмитриев, Н. Н. Слепов. – М. : Техносфера, 2010. – 607 с.
2. Шубин, В. В. Информационная безопасность волоконно-оптических систем / В. В. Шубин. – Саров : РФЯЦ ВНИИЭФ, 2015. – 257 с.
3. Зеневич, А. О. Обнаружители утечки информации из оптического волокна : монография / А. О. Зеневич. – Минск : Белорусская государственная академия связи, 2017. – 144 с.
4. Зеневич, А. О. Оценка возможности изгиба оптического волокна для перехвата информации / А. О. Зеневич [и др.] // Проблемы инфокоммуникаций. – 2021. – № 13. – С. 10–16.
5. Лагутик, А. А. Исследование влияния коэффициента ослабления аттенюатора на нестабильность мощности источника оптического излучения / А. А. Лагутик, Т. А. Матковская // Весник сувязи. – 2022. – № 4. – С. 54–57.
6. Гулаков, И. Р. Фотоприемники квантовых систем : монография / И. Р. Гулаков, А. О. Зеневич. – Минск : УО ВГКС, 2012. – 276 с.

УДК 004.056.5

ПРИНЦИПЫ ЗАЩИТЫ КАНАЛОВ УТЕЧКИ РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ, ОЦЕНКА ИХ ЗАЩИЩЕННОСТИ И КОНТРОЛЯ

В.К. ЖЕЛЕЗНЯК[1], А.Г. ФИЛИПОВИЧ[2], К.Я. РАХАНОВ[1], М.М. БАРАНОВСКИЙ[2]

[1]*Учреждение образования «Полоцкий университет имени Евфросинии Полоцкой», ул. Блохина, 29, Новополоцк, 211440, Беларусь*

[2]*Оперативно-аналитический центр при Президенте Республики Беларусь, ул. Кирова, 49, Минск, 220030, Беларусь*

Поступила в редакцию 23 декабря 2022

Рассматривается обработка результатов измерений дискретно-преобразованных речевых сигналов статически математическими принципами, основанными на теореме П.Л. Чебышева. Это значительно повышает точность результатов обработки, снижает порог чувствительности обнаружения сигнала и тем самым достоверно устанавливает наличие либо отсутствие сигнала в канале утечки.

Ключевые слова: точечная оценка, интервальные оценки, правила обработки, результаты измерений, истинное значение.

Введение. Техническая защита информации – научное направление информатики, формирующее принципиально новые свойства защищенности объектов информатизации, информационных систем с дискретной формой представления сигналов, обработки результатов измерений с высокими точностными показателями параметров сигналов в виде периодической последовательности импульсов треугольной формы и сигналов шума квантования в виде периодической последовательности импульсов пилообразной формы с использованием современных микроэлектронных средств. Оптимальное управление снижает порог обнаружения широкополосной высококачественной образованной ступенчатой функцией с нелинейной амплитудной характеристикой аналоговых речевых сигналов в реальном масштабе времени.

Сложность задач, решаемых информационными системами, разнообразие помеховых воздействий на сигналы обусловили общую проблему их защиты, оценку защищенности и контроля.

Основная часть. Частными задачами являются выбор помехоустойчивых измерительных сигналов (ИС) для передачи и оптимальной обработки принимаемых сигналов [1, 2]. Обработка ИС сводится к восстановлению полезной измерительной информации с наилучшими параметрами после обработки [2, 3, 4] в соответствии с принятым критерием. Оценка защищенности аналоговых и дискретно-квантованных речевых сигналов должна выполняться по единому критерию. Идеальным квантующим устройством дискретно-квантованного преобразования является ступенчатая функция [2]. Систематической ошибкой, присущей идеальной ступенчатой функции, является пилообразная функция с максимальным значением $\frac{\Delta}{2}$, среднеквадратическое значение $\sigma^2 = \frac{\Delta}{\sqrt{12}}$, плотность вероятности ошибки квантования составляет $\frac{1}{\Delta}$ [2].

В табл. 1 приведены значения дисперсии σ_e^2 в зависимости от шага квантования, из которого следуют весьма малые значения дисперсии для ее оценки в каналах утечки информации

[1]. Значения рассчитываются по формуле $\sigma_e^2 = 10\lg\left(\frac{\Delta^2}{12}\right) = 10\lg\left(\frac{2^{-2b}}{12}\right) = -\left(6{,}02b + 10{,}79\right)$ дБ. Здесь $\Delta = 2^{-b}$ – шаг квантования.

Таблица 1

Разрядность b	8	10	12	14	16	18	20
Шаг квантования Δ	2^{-8}	2^{-10}	2^{-12}	2^{-14}	2^{-16}	2^{-18}	2^{-20}
Дисперсия σ_e^2, дБ	–59	–71	–83	–95	–107	–119	–131

Качественные улучшения метрологических и информационных характеристик процесса исследования (улучшение точности, определение неучитываемых характеристик, увеличение объема обрабатываемой информации) основаны на определении точечных характеристик и параметров математических моделей [3].

Переход к оптимальным системам сводится к задаче оптимизации выбора структуры и параметров системы, при которой свойства последней оптимальны, т. е. к выбору лучшего варианта из числа возможных [4, 5].

Численные методы статистических испытаний реализуются с помощью средств вычислительной техники (СВТ) общего назначения с первичными измерительными преобразователями, программным обеспечением с высокой точностью в автоматизированном режиме. Обработка измерительного сигнала выполняет оптимальный приемник [5, 6].

При проектировании и создании сложных информационных систем, в которых информационные потоки являются вероятностными, реализуют алгоритм ее функционирования, применяя метод имитационного моделирования. Достоинством метода имитационного моделирования является возможность выполнения эффективных количественных и качественных (структурных) исследований. Автоматизированные измерительные системы (СИА) реализовывают временные факторы в обработке большого объема данных измерений при других преимуществах в массогабаритных показателях, квантовании точности. Дискретно-квантованные преобразования обусловили возникновение новых каналов утечки, необходимость повышения чувствительности и точности выделения сигналов, прошедших четные и нечетные искажения.

Обработка результатов измерений в условиях слабых сигналов в шумах высокого уровня аналогичных и дискретно-квантованных речевых сигналах выполняется с использованием закона больших чисел при выполнении ряда условий, получая новые качественные и количественные достоверные данные обработки [6, 7, 8].

Точечными значениями параметров находят действительные значение измеряемой величины при большом числе измерений. За действительные значение величины принимают точечную оценку истинного значения – среднее арифметическое значение при известном законе распределения результатов измерений [9, с. 166].

Для оценки достоверности результатов измерений и ее увеличения пользуются доверительными интервалами и доверительными вероятностями. Доверительный интервал погрешности результата измерений – интервал значений случайной погрешности, внутри которой с заданной вероятностью находится искомое (истинное) значение погрешности результата измерений [10, ф. (8.19)]. Доверительные границы погрешности результата измерений – верхняя и нижняя границы доверительного интервала погрешности результата измерений [10, ф. (8.20)]. Доверительные границы в случае нормального закона распределения вычисляются как $\pm tS$, где S – средняя квадратическая погрешность измерения, t – коэффициент, зависящий от доверительной вероятности P и числа измерений n [10].

Точечные оценки [8, 9]. Оценка истинного значения производится по данным выборки – ряда значений, принимаемых случайной величиной в процессе n независимых измерений. Основными параметрами функции распределения случайной величины x является математическое ожидание $M[X] = M_x$ и $D[X] = D_x$. Точечными оценками этих параметров $\left(m_x^*, S_x\right)$ называются оценки, выражаемые одним числом. Чем больше выборка n, тем точнее

определена функция нормального распределения измеряемой величины. Оценка истинного значения измеряемой величины определяется с помощью среднего арифметического значения m_x^*, а с помощью статической дисперсии S_x^2 – разброс измеряемой величины. Сигнал в канале утечки (сигнал + шум) равен

$$c + ш = X(t) + n(t) \text{ при } n(t) \square X,$$

где $X(t)$ – значение измеряемой величины; $n(t)$ – шум в канале утечки.

Маскирующий шум в канале утечки подчиняется нормальному закону распределения.

Правила обработки ограниченного по объему статических данных. Если даны значения X_1, X_2, …, X_n из n независимых опытов случайной величины X с неизвестным математическим ожиданием (МО) M_x и дисперсией D_x, то для определения этих параметров следует пользоваться приближенными значениями (оценками). Среднее арифметическое значение результата ряда наблюдений определяется [11, ф. (7.5)] как

$$m_x^* = \overline{X} = \frac{X_1 + X_2 + ... + X_n}{n} = \frac{\sum_{i=1}^{n} X_i}{n} \text{ [6, ф. (4.1.6)].}$$

Определение среднего квадратического отложения D_n по опытным данным. Несмещенной оценкой дисперсии является величина [9, ф. (7.7), 6, 6, ф. (4.3.2)]

$$D_x = S_x^2 = \frac{\sum_{i=1}^{n}\left(x_i - m_x^*\right)^2}{n-1}.$$

Вычисление среднего квадратического отклонения при конечном числе n производится по следующей формуле [10, ф. (8.17), 11, ф. (7.8)]:

$$S_x = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n}\left(x_i - m_x^*\right)^2}{n-1}},$$

где $m_x^* = \overline{X}$ – среднее значение; x_i – результат i-го измерения величины X_i; n – число измерений.

Для оценки истинного значения измеряемой величины X используют среднее арифметическое значение, которое обозначают $\overline{X}$ или m_x^* (оценка МО m_x).

При увеличении числа независимых измерений n оценка среднего арифметического значение должна сходиться по вероятности к МО случайной величины. Такая оценка называется состоятельной. Свойство состоятельности оценки означает, что она должна сходиться по вероятности к истинному значению величины (измеряемого параметра) при неограниченном увеличении независимых измерений n [9, ф. (7.1)]:

$$\lim P\left(\left|m_x - m_x^*\right| < e\right),$$

где m_x – математическое ожидание; m_x^* – среднее арифметическое значение; e – положительная величина; P – доверительная вероятность.

Действительное значение физической величины [9, с. 166] – значение физической величины, найденное экспериментальным путем и настолько близко к истинному, что для поставленной измерительной задачи может ее заменить.

За действительное значение физической величины обычно применяется среднеарифметическое из ряда значений величин, полученных при равноточных измерениях.

Рассеивание результатов измерения – явление несовпадения результатов измерений одной и той же величины в ряду [10, ф. (8.15)].

Средняя квадратическая погрешность единичного измерения (в ряду равноточных измерений) S [10, ф. (8.17)] – обобщенная характеристика рассеивания результатов, полученных

в ряду независимых равноточных измерений одной и той же физической величины вследствие влияния случайных погрешностей, вычисляемая по формуле:

$$S = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n}\left(x_i - \overline{X}\right)^2}{n-1}}, \quad (1)$$

где S – средняя квадратическая погрешность единичного результата измерений, входящего в ряд из n измерений; $\overline{X}$ – среднее арифметическое из n измерений.

Средняя арифметическая погрешность единичного измерения в ряду измерений [10, ф. (8.16)] – обобщенная характеристика рассеивания из ряда n измерений, вычисляемая по формуле:

$$Ч = \frac{\sum_{i=1}^{n}\left|x_i - \overline{X}\right|}{n},$$

где $Ч$ – средняя арифметическая погрешность как среднее арифметическое значение i-х погрешностей, присущих ряду измерений; $\left|x_i - \overline{X}\right|$ – абсолютное значение погрешности измерения.

Средняя квадратическая погрешность результата измерений (среднего арифметического) [10, ф. (8.18)] – характеристика случайной погрешности среднего арифметического значения результата одной и той же величины в данному ряду измерений, вычисляемая по формуле:

$$S_{\overline{x}} = \frac{S}{\sqrt{n}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n}\left(x_i - \overline{X}\right)^2}{n(n-1)}},$$

где $S_{\overline{x}}$ – средняя квадратическая погрешность результата измерений, полученного из ряда равноточных измерений.

Средняя квадратическая погрешность среднего арифметического в $\sqrt{n}$ раз меньше средней квадратической погрешности единичного измерения.

Точечная оценка при неизвестной дисперсии единичного измерения – оценивание с помощью доверительных интервалов (метод Ю. Неймана).

Наряду с выборочным средним $\overline{X}$ вводится выборочная дисперсия [9, ф. (7.7)] и ее несмещенная оценка для S^2:

$$S^2 = \frac{1}{n-1}\sum_{i=1}^{n}\left(x_i - \overline{X}\right)^2.$$

Оценивание измеряемой величины с помощью доверительных интервалов. Оценивание истинного значения производится по данным выборки – ряда значений, принимаемых случайной величиной в процессе n независимых измерений. Основными параметрами функции распределения случайной величиной X является МО m_x и дисперсия D_x. Точечными оценками этих параметров (m_x^* и S_x) называются оценки, выражаемые одним числом. Чем больше выборка n и чем точнее определена функция распределения измеряемой величины, тем точнее с помощью среднего арифметического значения m_x^* оценивается истинное значение измеряемой величины, а с помощью статистического (выборочного) дисперсии S_x^2 – разброс измеряемых значений. В этом случае (при большом числе измерений) за действительные значение измеряемой величины принимают точечную оценку истинного значения – среднее арифметическое значение m_x^* [9, с. 166].

Используем математико-статистическую теорию ошибок, содержащую рациональные способы обработки результатов наблюдений и измерений, в основе которой одно из положений

устанавливает принятие принципа арифметической середины, приводящей к тому, что измерения укладываются в нормальный закон распределения.

Ошибка измерения *E* представляет разность между результатом измерения величины *X* и истинным его значением $e = X - X_{ист}$ [12].

В широком классе задач точечная оценка действительных значений параметров определена. К недостатку оценивания относится несовпадение $X_{ист}$ с измеряемой величиной. Кроме того, необходимо знать дисперсию единичного измерения. Более совершенный способ оцениваний – способ доверительных интервалов [6, 9].

Доверительный интервал погрешности результата измерений – интервал значений случайной погрешности, внутри которого с заданной вероятностью находится искомое (истинное) значение погрешности результата измерений. Доверительный интервал определяется зоной, равной $2tS_{\bar{x}}$ для каждого измерения как среднего арифметического [9].

Доверительные границы погрешности результата измерений – верхняя и нижняя границы доверительного интервала погрешности результата измерений. Доверительные границы в случае нормального закон распределения вычисляются как $\pm tS$, где *S* – средняя квадратическая погрешность измерения; *t* – коэффициент, зависящий от доверительной вероятности *P* и числа измерений *n* [10, ф. (8.20)].

Вводят среднее выборочное [11, ф. (7.10)]:

$$m_x^* = \overline{X} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} X_i \ .$$

Средняя квадратическая погрешность измерения [11, ф. (7.17); 9, с. 186]:

$$S = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n}\left(x_i - \overline{X}\right)^2}{n-1}} \ .$$

Принимая точечную оценку $\overline{X} = m_x^*$ за истинное значение измеряемой величины $X_{ист}$, необходимо определить ее точность. В качестве меры точности принимается симметричный интервал, определяемый доверительными границами (–*e*, +*e*), в котором с заданной вероятностью $P_д = 1 - q$ рассматривается ошибка оценки $e_x = \overline{X} - X_{ист}$ [13, ф. (2.36)], означающей, что истинное значение измеряемой величины с вероятностью $P_д$ нападает в интервал $\overline{X} - e_x$, $\overline{X} + e_x$ [13].

$$P\left(\overline{X} - e < X_{ист} < \overline{X} + e\right) = P_д \ ,$$

где $P_д$ – доверительная вероятность надежности доверительного интервала, задается по интерполяционным таблицам [6, 11].

Часто задают доверительный интервал от $\pm 3\sigma$, для которого доверительная вероятность (надежность доверительного интервала) составляет 0,9973.

Интервал шириной $\overline{X} - e_x$, $\overline{X} + e_x$ и вероятностью $P_д$ называют доверительным, а коэффициент *q* – уровнем значимости. Вводится переменная $t = \frac{e}{\sigma}$, функция *Ф*(*t*) является интегралом вероятностей (интегралом Лапласа) и выражает вероятность попадания случайной величины *t* в интервале вероятности $P\left(-e \le t \le e\right) = 2\Phi\left(e\right)$. Значения функции приведены в табл. 2 [13].

Интервальные оценки используют с целью увеличения достоверности результатов измерений доверительными интервалами и доверительными вероятностями. Вероятность $\alpha = \Phi\left(t\right)$ называется доверительной вероятностью ($\alpha = 1 - q$, где *q* – уровень значимости) (α = 0,90; 0,95; 0,9973) (табл. 3) [11].

Таблица 2

Значения интеграла вероятностей *Ф*(*t*)

e	*Ф*(*e*)	*e*	*Ф*(*e*)	*e*	*Ф*(*e*)	*e*	*Ф*(*e*)
0,00	0,000	0,70	0,516	1,40	0,839	2,25	0,976
0,10	0,080	0,80	0,576	1,50	0,866	2,50	0,988
0,20	0,159	0,90	0,632	1,60	0,890	2,75	0,994
0,30	0,236	1,00	0,683	1,70	0,911	3,00	0,9973
0,40	0,311	1,10	0,729	1,80	0,928	3,30	0,9990
0,50	0,383	1,20	0,770	1,90	0,943	3,50	0,9995
0,60	0,452	1,30	0,806	2,00	0,955	4,00	0,9999

Таблица 3

Значения интеграла вероятностей *Ф*(*t*)

Ф(*t*)	1 – *Ф*(*t*)	*t*	*Ф*(*t*)	1 – *Ф*(*t*)	*t*
0,50	0,50	0,675	0,992	0,008	2,652
0,600	0,40	0,842	0,993	0,007	2,697
0,70	0,30	1,036	0,994	0,006	2,748
0,75	0,25	1,150	0,995	0,005	2,807
0,80	0,20	1,282	0,996	0,004	2,878
0,85	0,15	1,440	0,997	0,003	2,968
0,90	0,10	1,645	0,998	0,002	3,090
0,95	0,05	1,960	0,999	0,001	3,291
0,96	0,04	2,054	0,9995	$5 \cdot 10^{-4}$	3,481
0,97	0,03	2,170	0,9999	$1 \cdot 10^{-4}$	3,891
0,98	0,02	2,326	0,99999	$1 \cdot 10^{-5}$	4,417
0,99	0,01	2,576	0,999999	$1 \cdot 10^{-6}$	4,892
0,991	0,009	2,612	0,9999999	$1 \cdot 10^{-7}$	5,327

Находят значение *e*, для которого выполняется равенство:

$$P\left(\left|m^* - m_x\right| < e\right) = \alpha = \Phi(t) \text{ [9, ф. (7.33)].}$$

При замене среднеарифметического значения m_x^* истинным $X_{ист}$ возникает погрешность $\pm e$ с вероятностью $\alpha = \Phi(t)$.

Тогда уравнение [9, ф. (7.33)] представляется как

$$P\left(m_x^* - e < X_{ист} < m_x^* + e\right) = \alpha = \Phi(t) \text{ [9, ф. (7.34)].}$$

Доверительная вероятность α есть вероятность того, что доверительный интервал со случайными границами (–*e*, +*e*) – истинное значение измеряемой величины.

Чем шире доверительный интервал погрешностей (–*e*, +*e*), тем выше вероятность попадание случайной погрешности измерений *e* в этот интервал. Для вычисления вероятности *e* удобнее в интервале введена новая переменная $t = \frac{e}{\sigma}$ [9, ф. (7.36)].

Доверительная вероятность и доверительный интервал. Принимая точечную оценку за истинное значение измеряемой величины X_n, оценивают меру точности. В качестве меры точности рассматривают симметричный интервал (–*t*, +*t*) $\left(-\Delta_г, +\Delta_г\right)$, в котором с заданной вероятностью располагается $X_{ист}$.

Вероятность попадания случайной погрешности в интервале, называемом доверительным интервалом с границами $\pm e$ при нормальном распределении выражается

функцией $\Phi(t)$ (табл. 2). Выражая границу e в значениях σ, находят $t = \frac{e}{\sigma_m}$ и $\Phi(t) = \Phi\left(\frac{t}{\sigma_m}\right)$. $\Phi\left(\frac{t}{\sigma_m}\right)$ соответствует доверительному интервалу $\pm e$ и называется доверительной вероятностью, а значение $1-\Phi(t)$ – уровнем значимости. Значения функции $\Phi(t)$ и $1-\Phi(t)$ приведены в табл. 3. На практике доверительная вероятность $\Phi(t)$ выбирается в соответствии с табл. 3 в пределах 0,9 и выше.

Значение погрешности e, определяющей половину длины доверительного интервала [9, ф. (7.38)]:

$$e = t\frac{\sigma_x}{\sqrt{n}}.$$

Из формулы $P\left(\left|m^* - m_x\right| < e\right) = \Phi(t)$ получаем

$$m_x^* - t\frac{S_x}{\sqrt{n}} < X_{ист} < m_x^* + t\frac{S_x}{\sqrt{n}},$$ [9, ф. (7.39), (7.40)],

где S_x – статистическое СКО,

$$S_x = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n}\left(x_i - m_x^*\right)^2}{n-1}}.$$

Абсолютная погрешность усредненных результатов измерений:

$$\Delta_n = \pm t\frac{S_n}{\sqrt{n}}$$ [9, с. 170],

где t – определено по значению доверительной вероятности $\Phi(t)$ (табл. 3).

Доверительное значение погрешности измерения:

$$\Delta = \pm t\frac{S_n}{\sqrt{n}}$$ [9, ф. (7.41)].

Абсолютная погрешность устраненных результатов измерений [9, с. 170]:

$$m_x^* \pm t\frac{S_n}{\sqrt{n}} = X_{ист}.$$

Заключение. Высокие требования к достоверности, точности результатов измерений обусловлены сложностью задач, решаемых информационными системами.

Точечная и интервальная оценки значения параметров слабых сигналов в каналах утечки информации в условиях высоких уровней шумов снижают порог чувствительности, статистической обработкой – разброс измеренных значений, что характеризует качество измерений и свойство измеряемой величины, доверительные интервалы и достоверные вероятности от конкретных условий достоверно устанавливать наличие (отсутствие) каналов утечки информации.

RATIONAL PRINCIPLES FOR PROTECTION OF VOICE DATA LEAKAGE CHANNELS, ASSESSMENT OF THEIR SECURITY

V.K. ZHELEZNJAK, A.G. FILIPOVICH, K.Ya. RAKHANAU, M.M. BARANOUSKI

Abstract

The processing of measurement results of discretely converted speech signals by statically mathematical principles based on P.L. Chebyshev. This significantly improves the accuracy

of the processing results, lowers the signal detection sensitivity threshold, and thus reliably establishes the presence or absence of a signal in the leak channel.

Список литературы

1. Гольденберг, Л. М. Цифровая обработка сигналов : справ. / Л. М. Гольденберт, Б. Д. Матюшкин, М. Н. Поляк. – М. : Радио и связь, 1986. – 312 с.

2. Бартон, Д. Справочник по радиолокационным измерениям / Д. Бартон, Г. Вард ; пер с англ. под ред. М. М. Вейсбейна. – М., 1976. – 392 с.

3. Вентцель, Е. С. Теория вероятностей / Е. С. Вентцель. – М. : Наука, 1984. – 576 с.

4. Тихонов, В. И. Оптимальный прием сигналов / В. И. Тихонов. – М. : Радио и связь, 1993. – 320 с.

5. Володарский, Е. Т. Планирование и организация измерительного эксперимента / Е. Т. Володарский, Б. Н. Малиновский, Ю. М. Туз. – Киев : Вища школа, 1997. – 280 с.

6. Линник, Ю. В. Метод наименьших квадратов и основы математико-статистической теории обработки наблюдений / Ю. В. Линник. – Изд. второе, испр. и доп. – Л. : Физматгиз, 1962. – 352 с.

7. Цыпкин, Я. З. Основы теории автоматических систем / Я. З. Цыпкин. – М. : Наука, 1977. – 560 с.

8. Левин, Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б. Р. Левин. –М. : Сов. радио, 1968. – 584 с.

9. Кузнецов, В. А. Общая метрология / В. А. Кузнецов, Г. В. Ялунина. – М. : ИПК Изд-во стандартов, 2001. – 272 с.

10. Юдин, М. Я. Основные термины в области метрологии : слов.-справ. / М. Я. Юдин, М. Н. Селиванов, О. Ф. Тищенко, А. С. Скороходов ; под ред Ю. В. Гарбеева. – М. : Изд-во стандартов, 1989. – 113 с.

11. Тюрин, Н. Н. Введение в метрологию : учеб. пособие / Н. Н. Тюрин. – М. : Изд-во стандартов, 1989. – 248 с.

12. Венецкий, И. Г. Основные математико-статистические понятия и формы в экономическом анализе / И. Г. Венецкий, В. И. Венецкая. – М. : Статистика, 1974. – 279 с.

13. Электрорадиоизмерения : учеб. / В. И. Нефедов [и др.] ; под ред. проф. А. С. Сигова. – М. : Форум : Инфра, 2004. – 184 с.

ТЕХНОЛОГИИ СВЯЗИ

УДК 621.391.7; 621.391.64

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ-ПРИЩЕПОК ДЛЯ КОМПЕНСАЦИОННОГО СЪЕМА ИНФОРМАЦИИ С ОПТИЧЕСКОГО ВОЛОКНА

И.Р. ГУЛАКОВ[1], А.О. ЗЕНЕВИЧ[2], О.В. КОЧЕРГИНА[3], Т.А. МАТКОВСКАЯ[4]

[1]*Учреждение образования «Белорусская государственная академия связи», ул. Ф. Скорины, 8/2, Минск, 220076, Беларусь*
ORCID: https://orcid.org/0000-0002-7330-9928

[2]*Учреждение образования «Белорусская государственная академия связи», ул. Ф. Скорины, 8/2, Минск, 220076, Беларусь*
ORCID: https://orcid.org/0000-0002-3534-3885

[3]*Учреждение образования «Белорусская государственная академия связи», ул. Ф. Скорины, 8/2, Минск, 220076, Беларусь*
ORCID: https://orcid.org/0000-0002-3597-0395

[4]*Учреждение образования «Белорусская государственная академия связи», ул. Ф. Скорины, 8/2, Минск, 220076, Беларусь*
ORCID: https://orcid.org/0000-0002-1499-6158

Поступила в редакцию 29 декабря 2022

Показана возможность использования ответвителя-прищепки для компенсационного съема информации с одномодового оптического волокна. Получено, что при реализации такого съема увеличение длины волны излучения приводило к росту мощности оптического излучения, ответвляемой с боковой поверхности оптического волокна. Также, при увеличении длины волны увеличивался коэффициент ввода оптического излучения в оптическое волокно. Предложена методика оценки применимости компенсационного способа съема информации из оптического волокна с помощью ответвителей-прищепок.

Ключевые слова: оптическое волокно, изгиб оптического волокна, ответвитель-прищепка, комбинированный съем информации.

Введение. Для передачи информации широко применяются оптические волокна, характеризующиеся малой потерей мощности передаваемого информационного сигнала, достаточно низким уровнем шумов, обеспечивающие высокую скорость передачи информации, а также устойчивые к внешним электромагнитным воздействиям. Считается, что оптические волокна обеспечивают хорошую информационную безопасность [1–3], поскольку информационный сигнал распространяется внутри оптического волокна и доступ к нему без разрыва волокна затруднен, а разрыв волокна достаточно хорошо обнаруживается [4]. Несмотря на это известен ряд способов формирования каналов утечки информации из оптического волокна без его разрыва [5]. Одним из наиболее скрытных и эффективных среди этих способов является компенсационный [6]. Сущность этого способа заключается в выводе части оптического излучения информационного сигнала за пределы оптического волокна, его анализ, а затем для компенсации отобранного сигнала и обеспечения коэффициента передачи, близким к единице, обратный ввод излучения через боковую поверхность волокна с такими же временными, спектральными и поляризационными характеристиками и такой же мощности. Реализация компенсационного съема информации сопряжена с определенными техническими трудностями.

Предлагается реализовать компенсационный способ при помощи такого общедоступного средства безразрывного съема информации с оптического волокна, как ответвитель-прищепка. Целью данной статьи является реализация компенсационного съема передаваемой информации при помощи ответвителей-прищепок для различных типов оптических волокон и длин волн оптического излучения.

Экспериментальная установка и методика измерений. В качестве объектов исследований использовались одномодовые оптические волокна *G*.652, *G*.655 и *G*.657, наиболее часто применяемые в современных системах оптической связи. Для вывода и ввода оптического излучения с боковой поверхности оптического волокна использовались серийно выпускаемые ответвители-прищепки FOD 5503 [7].

На рис. 1 представлена структурная схема экспериментальной установки. В установке к оптическому волокну ОВ1 длиной L = 1 м подключается ответвитель-прищепка П. Выбрана такая длина волокна, чтобы можно было пренебречь в нем потерей мощности оптического излучения. К входу волокна ОВ1 при помощи оптического разъема Р1 можно подключать источник оптического излучения И1 или измеритель мощности ИМ1. К выходу волокна ОВ1 подключен измеритель мощности ИМ3. Измеритель мощности ИМ3 использовался для определения мощности оптическое излучения P_n на выходе 2 ответвителя-прищепки (рис. 1).

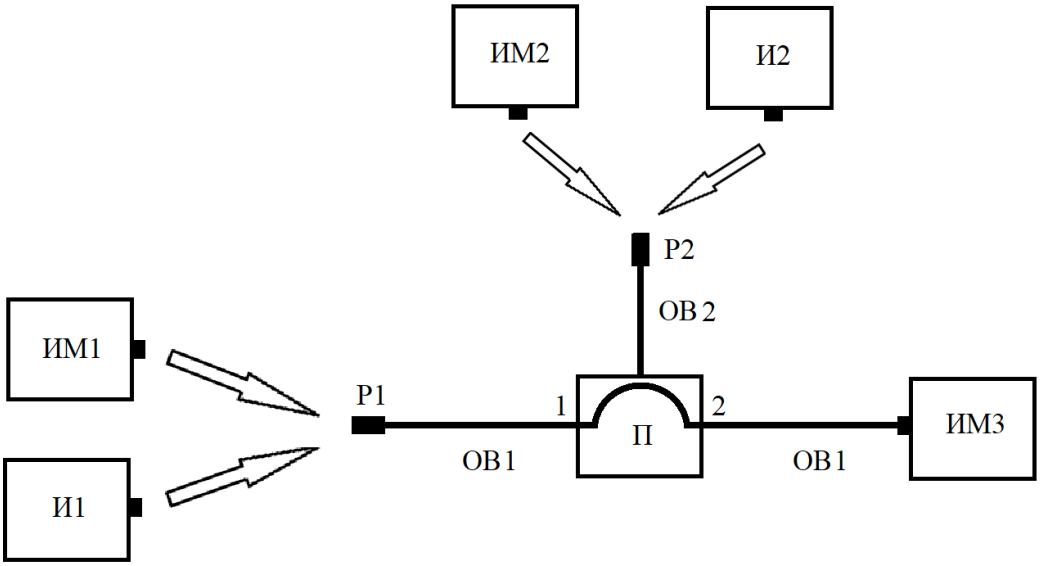


Рис. 1. Структурная схема экспериментальной установки:
И1, И2 – источники оптического излучения; ИМ1, ИМ2, ИМ3 – измерители мощности;
П – ответвитель-прищепка; ОВ1, ОВ2 – оптические волокна; Р1, Р2 – оптические разъемы;
1 – вход ответвителя-прищепки; 2 – выход ответвителя-прищепки

Подключение к волокну ОВ1 источника И1 осуществлялось при измерении мощности $P_в$, ответвляемой из этого волокна ответвителем-прищепкой. Также в этом случае к волокну ОВ2 подключался при помощи оптического разъема Р2 измеритель мощности ИМ2 (рис. 1).

Измерение выполнялось следующим образом. Ответвитель-прищепка формировал изгиб волокна ОВ1. Изгиб необходим для вывода излучения из данного волокна. Выведенное за пределы волокна ОВ1 излучение направлялось в оптическое волокно ОВ2, после прохождения которого поступало на измеритель мощности ИМ2, который измерял мощность этого излучения. Длина волокна ОВ2 равна 0,5 м, поэтому потери мощности оптического излучения в этом волокне практически не наблюдалось.

По результатам измерения определялось ответвление мощности $D_в$ из оптического волокна ОВ1 ответвителем-прищепкой:

$$D_{\text{в}} = 10\lg\left(\frac{P_{\text{в}}}{P}\right), \quad (1)$$

где P – мощность оптического излучения, направляемого в оптическое волокно ОВ1 от источника И1.

Также по результатам измерения определялась потеря мощности на ответвителе-прищепке $\alpha_{\text{п}}$ по следующей формуле:

$$\alpha_{\text{п}} = 10\lg\left(\frac{P\text{-}P_n}{P}\right), \quad (2)$$

где P_n – мощность оптического излучения на выходе 2 ответвителя-прищепки.

Для измерения введенного излучения в волокно ОВ1 через изгиб, сформированный ответвителем-прищепкой П, к оптическому волокну ОВ2 подключался источник И2 при помощи разъема Р2 (рис. 1). При этом к волокну ОВ1 через разъем Р1 подсоединялся измеритель мощности ИМ1. Измерители мощности ИМ1 и ИМ3 определяли мощности введенного оптического излучения, поступающих по волокну ОВ1 на них от входа 1 и выхода 2 ответвителя-прищепки, соответственно (рис. 1).

После чего определялись коэффициенты ввода оптического излучения в оптическое волокно ОВ1 в сторону входа 1 ответвителя-прищепки и в сторону его выхода 2. Для этого использовалась следующая формула:

$$K_i = 10\lg\left(\frac{P_i}{P_0}\right), \quad (3)$$

где K_i – коэффициент ввода оптического излучения в волокно ОВ1; P_0 – мощность оптического излучения источника И2; P_i – мощность оптического излучения, введенного в волокно ОВ1; i – обозначение направления ввода излучения в волокно ОВ1 и принимает два значения 1 или 2. Если i = 1, то направление ввода в сторону входа 1 ответвителя-прищепки. В случае i = 2 – направление ввода в сторону выхода 2 ответвителя-прищепки.

Длина волны оптического излучения источников И1 и И2 принимала одно из следующих значений: 1310, 1490, 1550 и 1625 нм. Мощность излучения этих источников для всех этих длин волн составляла 1 мВт.

Измерения проводились в соответствии с требованиями ГОСТ ISO/IEC 17025-2019 [8], контролировались условия окружающей среды: температура от 20 до 25 °С, влажность до 70 %, атмосферное давление от 975 до 1025 гПа.

Результаты измерений и их обсуждение. Определена мощность $D_{\text{в}}$, ответвляемая из оптического волокна ОВ1 ответвителем-прищепкой для различных длин волн и разных типов оптических волокон. Полученные результаты представлены в табл. 1.

Как следует из представленных в табл. 1 данных, увеличение длины волны приводило к росту потери мощности оптического излучения на ответвителе-прищепке для всех исследуемых оптических волокон. Наибольшее значение потери мощности наблюдалось для излучения с длиной волны 1625 нм в волокне G655, а наименьшее значение – при длине волны 1310 нм в волокне G657. Также увеличение длины волны приводило к росту значения ответвляемой мощности оптического излучения с боковой поверхности оптического волокна для всех исследуемых волокон. Максимальная величина ответвляемой мощности была получена для длины волны оптического излучения 1625 нм и волокна G655, а минимальное значение – для длины волны 1310 нм и волокна G657. Таким образом, для уменьшения потерь мощности оптического излучения, вносимых ответвителем-прищепкой, и снижения ответвляемой ею мощности излучения необходимо использовать для передачи информационного сигнала длину волны 1310 нм и оптическое волокно G657.

Таблица 1

Мощность оптического излучения, ответвляемая с оптического волокна, и потери мощности на ответвителе-прищепке

Оптическое волокно	Длина волны, нм	Потеря мощности, дБ	Ответвление мощности, дБ
G652	1310	–5,04	–26,24
	1490	–3,39	–25,18
	1550	–2,38	–21,33
	1625	–1,89	–21,19
G655	1310	–0,47	–30,82
	1490	–0,07	–15,42
	1550	–0,06	–11,46
	1625	–0,04	–10,65
G657	1310	–6,22	–20,71
	1490	–3,90	–19,79
	1550	–2,94	–13,45
	1625	–2,08	–13,33

Проведена оценка коэффициентов ввода оптического излучения в оптическое волокно ОВ1 от внешнего источника И2 в сторону входа 1 ответвителя-прищепки и в сторону его выхода 2. Полученные результаты представлены в табл. 2.

Таблица 2

Коэффициенты ввода оптического излучения в оптическое волокно с боковой поверхности от внешнего источника излучения

Оптическое волокно	Длина волны, нм	K_1, дБ	K_2, дБ
G652	1310	–70,97	–50,99
	1490	–69,21	–49,14
	1550	–68,24	–48,28
	1625	–66,20	–47,86
G655	1310	–67,70	–41,69
	1490	–66,78	–36,56
	1550	–54,32	–36,01
	1625	–63,98	–29,79
G657	1310	–60,56	–40,90
	1490	–49,60	–29,17
	1550	–48,53	–27,35
	1625	–46,45	–24,13

Как следует из представленных в табл. 2 данных, увеличение длины волны приводило к росту коэффициента ввода оптического излучения в волокно.

Получено, что вводимое в волокно ОВ1 оптическое излучение распространяется не одинаково в сторону входа 1 и в сторону его выхода 2. Так измеритель мощности ИМ1 регистрировал меньшее значение мощности оптического излучения, чем измеритель мощности ИМ2 (табл. 2). Это наблюдается для всех длин волн оптического излучения и оптических волокон. При изменении подключения ситуация меняется на противоположную. К источнику излучения начинает распространяться оптическое излучение большей мощности, чем в сторону приемника излучения.

Такое отличие в мощностях оптического излучения, распространяющегося в разные стороны от ответвителя-прищепки, связано с тем, что точка изгиба волокна, в которую вводится оптическое излучение, находится ближе к выходу 2, чем к входу 1. Поэтому оптическое излучение, поступающее на измеритель мощности ИМ3, проходит меньшее расстояние по изгибу волокна, чем излучение, поступающее на измеритель мощности ИМ1. Оптическое излучение, проходящее большее расстояние по изгибу волокна испытывает большие потери. В

связи с этим на измерители мощности ИМ1 и ИМ3 поступают оптические излучения различной мощности ($P_1 < P_2$).

Методика оценки применимости компенсационного съема информации. При реализации компенсационного съема информации с оптического волокна при помощи ответвителей-прищепок необходимо определить участок оптического волокна, на котором можно осуществить этот съем. На таком участке волокна мощность оптического излучения $P_в$, ответвляемая из этого волокна ответвителем-прищепкой, должна превышать теоретический предел мощности расшифровки сигнала P_{min}. Под величиной P_{min} понимается минимальное значение мощности оптического излучения, которое необходимо вывести за пределы оптического волокна ответвителем-прищепкой для того, чтобы расшифровать перехваченную информацию. Определить величину P_{min} можно из следующего выражения [9]:

$$P_{min} = \frac{hc}{\lambda\tau}\left(2^{\frac{2I}{n}} - 1\right)^2, \tag{4}$$

где h – постоянная Планка; c – скорость распространения оптического излучения в вакууме; λ – длина волны оптического излучения; τ – тактовый период передачи одного бита информации; I – среднее количество информации, приходящееся на один информационный символ; n – количество единичных сигналов, применяемых для передачи кодовой посылки информационного символа.

Тогда мощность оптического излучения в месте подключения к волокну ответвителя-прищепки P_l для ответвления излучения должна определяться по следующей формуле:

$$P_l = P_{min} + D_в. \tag{5}$$

Для передачи данных используют источник оптического излучения мощностью P_0. Протяженность оптического волокна l от источника излучения до места, от которого невозможно осуществить компенсационный съем информации, можно определить из выражения:

$$l = \frac{P_0 - P_{min} - D_в}{\alpha}, \tag{6}$$

где α – коэффициент затухания мощности оптического излучения в оптическом волокне.

Если величина $l \leq 0$, то компенсационный съем информации с этого оптического волокна осуществить невозможно. В случае, когда $0 \leq l < L$, то на расстояния l от источника оптического излучения можно осуществить компенсационный съем информации. При длине оптического волокна $L \leq l$ по всей его длине можно осуществить компенсационный съем информации. Таким образом, анализируя величины L и l можно оценить протяженность оптического волокна, на котором можно выполнить компенсационный съем информации.

Для реализации компенсационного способа съема информации необходимо ввести через боковую поверхность волокна такую же мощность оптического излучения, которая была в месте вывода излучения выведена из волокна. Если место вывода излучения из волокна находится на расстоянии x от источника излучения, тогда величину мощности оптического излучения P_x в месте вывода излучения из волокна можно определить следующим образом:

$$P_x = P_0 - \alpha x. \tag{7}$$

Мощность оптического излучения P_n, которую необходимо подать на ответвитель-прищепку, можно определить по формуле:

$$P_n = P_0 - \alpha x + K_1. \tag{8}$$

Для реализации компенсационного съема информации предложено устройство, структурная схема которого представлена на рис. 2. Устройство функционирует следующим образом. От компьютера К1 через трансивер Т1 данные поступают в оптическое волокно ОВ1. Трансивер Т1 использовался для преобразования электрического сигнала с выхода компьютера

К1 в оптический сигнал. Для съема информации применяется ответвитель-прищепка П1, устанавливаемый на оптическое волокно ОВ1. Ответвленное ответвителем-прищепкой П1 оптическое излучение поступает в волокно ОВ2 и затем на вход трансивера Т2. Трансивер Т2 применяется для преобразования оптического сигнала в электрический сигнал, который передается на вход компьютера К2. Компьютер К2 обрабатывает полученный сигнал, после чего сигнал с выхода компьютера поступает на трансивер Т3. Трансивер Т3 преобразует электрический сигнал с выхода компьютера К2 в оптический сигнал, который направляется в оптическое волокно ОВ3. По волокну ОВ3 и ответвителю-прищепке П2 оптическое излучение поступает в оптическое волокно ОВ1, а затем на трансивер Т4. Этот трансивер преобразует оптический сигнал в электрический сигнал, который поступает на компьютер К3.

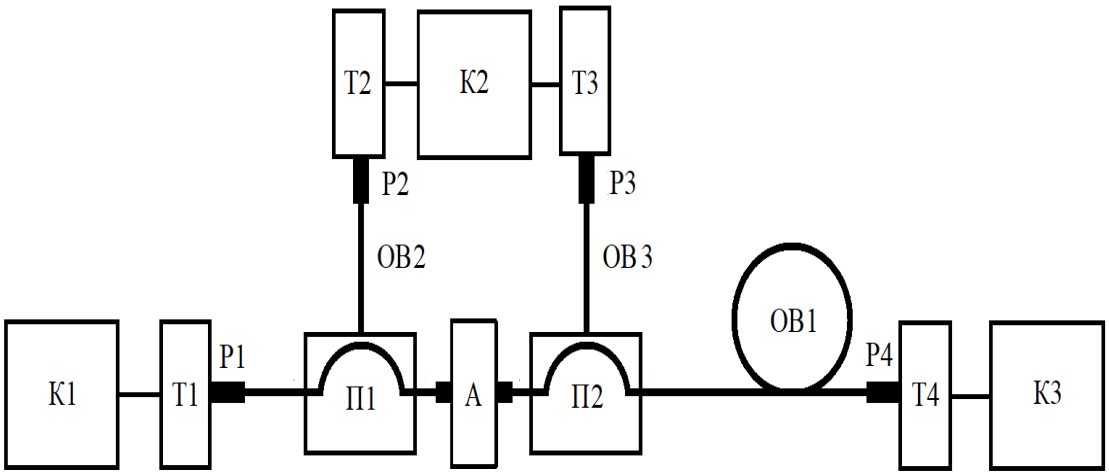


Рис. 2. Структурная схема устройства реализации компенсационного съема информации с оптического волокна:
К1, К2, К3 – компьютеры; Т1, Т2, Т3, Т4 – трансиверы; ОВ1, ОВ2, В3 – оптические волокна; П1, П2 – ответвители-прищепки; А – аттенюатор; Р1, Р2, Р3, Р4 – оптические разъемы

Между ответвителями-прищепками установлен аттенюатор А (рис. 2). Аттенюатор А используется для ослабления той части оптического излучения, которая не ответвилась в волокно ОВ2 и прошла через ответвитель-прищепку П1. Это излучение в отсутствии такого ослабления может создать помеху для оптического сигнала, поступающего с трансивера Т3 в оптическое волокно ОВ1. Величина ослабления мощности оптического излучения аттенюатора А должна составлять 60 дБ и более.

Заключение. Получено, что увеличение длины волны оптического излучения приводит к росту значения мощности излучения, ответвляемого с боковой поверхности оптического волокна, для всех исследуемых волокон. Максимальная величина мощности ответвляемого излучения была получена для длины волны 1625 нм и волокна G655, а минимальное значение – для длины волны 1310 нм и волокна G657.

Увеличение длины волны излучения приводило к росту коэффициента ввода оптического излучения от внешнего источника в оптическое волокно через его боковую поверхность.

Предложена методика оценки применимости компенсационного съема информации из оптического волокна при помощи ответвителей-прищепок.

APPLICATION OF COUPLES-CLEANS FOR COMPENSATING RECEPTION OF INFORMATION FROM OPTICAL FIBER

I.R. GULAKOV, A.A. ZIANEVICH, O.V. KOCHERGINA, T.A. MATKOVSKAIA

Abstract

The possibility of using a coupler-clothespin for compensatory retrieval of information from a single-mode optical fiber is shown. It was found that when such a pickup was implemented, an increase in the radiation wavelength led to an increase in the power of the optical radiation branched off from the side surface of the optical fiber. Also, with an increase in the wavelength, the input coefficient of optical radiation into the optical fiber increased. A method for evaluating the applicability of a compensation method for picking up information from an optical fiber using clip-on couplers is proposed.

Список литературы

1. Боос, А. В. Анализ проблем обеспечения безопасности информации, передаваемой по оптическим каналам связи, и путей их решения / А. В. Боос, О. Н. Шухардин // Информационное противодействие угрозам терроризма. – 2005. – № 5. – С. 162–170.
2. Гришачев, В. В. Защита от утечки речевой информации в оптических сетях // Первая миля. – 2017. – № 5. – С. 74–78.
3. Карпуков, Л. М. Методы защиты информации в ВОЛС / Л. М. Карпуков, О. В. Щекотихин, И. Н. Сметанин // Фотон-экспресс. – 2009. – № 4(76). – С. 34–36.
4. Шубин, В. В. Информационная безопасность волоконно-оптических систем / В. В. Шубин. – Саров : РФЯЦ-ВНИИЭФ, 2015. – 257 с.
5. Филиппов, М. В. Метод мониторинга информационной безопасности волоконно-оптической линии связи [Электронный ресурс] / М. В. Филиппов, Н. В. Чичварин // Инженерный журнал : наука и инновации. – 2014. – Вып. 8(32). – Режим доступа : http://engjournal.ru/catalog/it/security/1327.html. – Дата доступа : 14.12.2022.
6. Зеневич, А. О. Обнаружители утечки информации из оптического волокна / А. О. Зеневич. – Минск : Белорусская государственная академия связи, 2017. – 143 с.
7. Волоконно-оптический ответвитель-прищепка. Модель FOD 5503. Спецификация. [Электронный ресурс]. – Режим доступа : https://www.fod.ru/locator.html. – Дата доступа : 14.12.2022.
8. ГОСТ ISO/IEC 17025-2019. Общие требования к компетентности испытательных и калибровочных лабораторий. Издание официальное. – М. : Стандартинформ, 2021. – 32 с.
9. Зеневич, А. О. Способ обеспечения информационной безопасности объектовой волоконно-оптической системы передачи данных / А. О. Зеневич, Е. В. Новиков, Т. А. Матковская, А. А. Лагутик // Доклады БГУИР. – 2022. – № 2(20). – С. 86–93.

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ И СЕТИ

УДК 334.029.3

МОДЕЛЬ СЕТИ БЛОКЧЕЙН, ЗАПИСЕЙ И ТРАНЗАКЦИИ

В.А. ВИШНЯКОВ[1], Д.А. КАЧАН[2]

[1]*Учреждение образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», ул. П. Бровки, 6, Минск, 220600, Беларусь*
ORCID: https://orcid.org/0000-0003-2929-8958

[2]*ОАО «Гипросвязь», ул. Сурганова, 24, Минск, 220012, Беларусь*
ORCID: https://orcid.org/0000-0003-2229-4022

Поступила в редакцию 24 декабря 2022

В статье приведен краткий обзор использования технологии блокчейн в системе управления образованием, включая разработки авторов. Приведена математическая модель сети блокчейн, включая формальное представление, структуры, учетные записи, транзакции. Особое внимание уделено общей функции стоимости хранения данных, хеш-функции Keccak с переменной длиной выхода, алгоритму рекурсивного префикса длины. Рассмотрены два типа транзакций: традиционные и основанные на механизмах децентрализованных приложений.

Ключевые слова: технология блокчейн, система образования, модель, структура, учетная запись, транзакция.

Введение. При большом многообразии работ в области информационного управления социальными системами актуальным является исследование вопросов развития моделей управления на основе ведущих технологических трендов, в частности технологии распределенных реестров (блокчейн). Технология блокчейн является одним из актуальных технологических решений уже на протяжении более 10 лет [1]. Благодаря заложенному при создании потенциалу и научному заделу, блокчейн имеет широкие границы применения и постоянно совершенствуется, открывая все новые способы использования.

Начиная с 2013 года, с появлением блокчейн Ethereum, применение блокчейн вышло за рамки осуществления финансовых транзакций [2]. Заложенная в Ethereum возможность реализации «умных контрактов» и экосистемы «распределенных приложений» (distributed apps, dApps) значительно расширила применимость технологии, в том числе как средство оптимизации методик информационного управления [3].

Авторами на основе технологии блокчейн разработаны: алгоритмы получения цифрового документа об образовании и подтверждения его достоверности на [4]; структура интернет-маркетинга и алгоритмы для интеллектуальной многоагентной системы [5]; графическая структура взаимосвязи блокчейн и базисных факторов системы образования, исследование которой в процессе когнитивного моделирования показало повышение эффективности до 5 % [6]. В данной работе приведена модель сети блокчейн, включая формальное представление, структуры, учетные записи, транзакции.

Модель сети блокчейн. Выбор блокчейн-сети Ethereum в качестве «опорной» технологии для информационного управления в образовании обосновывается следующим образом: Ethereum предоставляет разработчику интегрированную систему для разработки программного обеспечения с поддержкой контрактов. Работа сети начинается с «нулевого» состояния «genesis», которое благодаря транзакциям преобразуется в некоторое текущее

состояние. Понятие «состояние» может включать информацию: состояние счетов (остатки на счетах), репутация, соглашения, данные, относящиеся к информации из физического мира (связь с IoT) и др. Транзакции делятся на достоверные (valid) и недостоверные (invalid). Достоверные транзакции отражают допустимое состояние блокчейн-сети. К недостоверным транзакциям относятся такие транзакции, как уменьшение баланса счета без равного увеличения в другом месте. Достоверные транзакции отражают допустимый переход состояния блокчейн-сети. Функция перехода может быть выражена следующим образом:

$$\sigma_{t+1} \equiv Y\left(\sigma_t, T\right), \tag{1}$$

где σ_{t+1} – новое состояние сети; Y – функция перехода состояния блокчейн-сети; T – достоверные транзакции в блокчейн-сети; σ отражает достоверное состояние блокчейн-сети, то есть состояние всех счетов, загруженных и вызванных смарт-контрактов.

Все достоверные транзакции объединяются в блоки, которые соединяются в цепочку с использованием дайджеста (криптографического хэша) в качестве ссылки на предыдущие достоверные состояния блокчейн-сети. Блоки формируются как реестр записей, дописывая серию транзакций вместе с предыдущим блоком и идентификатором (дайджестом) конечного состояния. Дополнительно осуществляется дописывание транзакций, касающихся компенсации расходов вычислительных узлов (процесс «оплаты» услуг вычислительных узлом условно называется «чеканкой»). Формальное математическое представление блокчейн-сети:

$$\sigma_{t+1} \equiv P\left(\sigma_t, B\right), \tag{2}$$

где σ_{t+1} – новое состояние сети; P – функция перехода состояния блока, отражающие принятые правила формирования блоков; σ_t – текущее состояние сети; B – блок, включающий в себя серию достоверных транзакций, обеспечивающих переход состояния блокчейн-сети, включая дополнительные компоненты, необходимые для работы блокчейн-сети.

$$B \equiv \left(\ldots, \left(T_0, T_1, \ldots\right), \ldots\right), \tag{3}$$

где B – блок, включающий в себя серию достоверных транзакций, обеспечивающих переход состояния блокчейн-сети; T_0, T_1 – достоверные транзакции.

Функция перехода:

$$P\left(\sigma, B\right) \equiv \Omega\left(B, Y\left(Y\left(\sigma, T_0\right), T_1\right)\ldots\right), \tag{4}$$

где Ω – функция добавления блока в цепь блоков блокчейн-сети с переходом сети в новое состояние и перечислением вознаграждения узлам за проделанные вычисления.

Уравнения (2–4) отражают парадигму децентрализованных транзакционных систем, основанных на механизмах консенсуса. Выделим:

– общую функцию стоимости хранения данных в сети блокчейн (любая транзакция обеспечивает передачу и хранение данных в сети блокчейн, реализуемую вычислительными узлами) C_{sstore};

– функцию хэш-свертки *KEC* (хеш-функция Keccak с переменной длиной выхода);

– кортеж T отражает транзакции (T_n – отдельная транзакция в сети блокчейн).

Состояние блокчейн-сети – это связь между адресами (160-битными идентификаторами) и состояниями учетных записей.

Для обеспечения хранения данных вычислительными узлами используется процедура сериализации данных, работающая в паре с обратной процедурой – десереализацией. Для сериализации в Ethereum применяется особый алгоритм – рекурсивный префикс длины (Recursive Length Prefix, RLP). RLP – это процесс кодирования структуры данных в последовательности байтов и используется для всех типов данных, таких как учетные записи, транзакции и блоки. Одни и те же входные данные всегда преобразуются в одни и те же последовательности байт. Определение множество возможных структур выражается формулами:

$$T \equiv L \text{ в } B; \tag{5}$$

$$L \equiv \left\{ t : t = \left(t[0], t[1], \ldots \right) \wedge \forall n < \|t\| : t[n] \in T \right\}; \tag{6}$$

$$B \equiv \left\{ b : b = \left(b[0], b[1], \ldots \right) \wedge \forall n < \|b\| : b[n] \in O \right\}, \tag{7}$$

где O – набор байт; B – набор всех последовательностей байт (иначе известных как массивы байт); L – это набор всех древовидных структур (подструктур); T – набор всех массивов байт и структурных последовательностей.

Функция RLP определяется с помощью двух подфункций, первая из которых обрабатывает данные, когда их значение представляет собой массив байт, вторая – когда это последовательность дополнительных значений.

Если значение, подлежащее сериализации, представляет собой массив байтов, RLP принимает одну из трех форм:

– если массив байт содержит только один байт, и этот единственный байт меньше 128, то входные данные в точности равны выходным;

– если массив байт содержит менее 56 байт, то выходные данные равны входным с префиксом байта, равным длине массива байт плюс 128;

– выходные данные равны входным, при условии, что они содержат менее 2^{64} байт, с префиксом массива байт минимальной длины, который при интерпретации как большое целое число равное длине массива входных байт, которое в свою очередь имеет префикс равный числу байт, необходимых для сериализации плюс 183.

Массивы байт, содержащие 2^{64} или более байт, не могут быть кодированы. Это ограничение гарантирует, что первый байт кодировки массива байтов всегда меньше 192, и, таким образом, его можно легко отличить от кодировок последовательностей в L. Таким образом, BE – это функция, которая расширяет неотрицательное целочисленное значение до массива байт минимальной длины, обеспечивая конкатенацию последовательностей данных. Если значение, подлежащее сериализации, представляет собой последовательность, то RLP принимает один из двух видов:

– если объединенные сериализации каждого содержащегося элемента имеют длину менее 56 байт, то выходные данные равны этой конкатенации с префиксом байта, равным длине этого массива байтов плюс 192;

– выходные данные равны объединенным сериализациям при условии, что они содержат менее 264 байт, с префиксом массива байт минимальной длины, который при интерпретации как целое число с большим числом байт равен длине массива байт, объединенных сериализацией, который сам по себе имеет префикс требуемого количества байт в виде значения длины плюс 247.

Объединенные последовательности, элементы которых содержат 2^{64} или более байт, не могут быть кодированы. Это ограничение гарантирует, что первый байт кодировки не превышает 255. Если RLP используется для кодирования скалярных величин, определенных только целыми неотрицательными числами (входят в множество N), кодировка осуществляется как для короткого массива байт.

Если входные данные представляют собой один байт в диапазоне *[0x00, 0x7f],* то кодировка не осуществляется (это и есть вид кодировки RLP):

1. Если данные не имеют значения (нулевая величина или байт, пустая строка, пустое множество), кодировка RLP имеет вид *0x80*.

2. Если входные данные представляют собой байт в диапазоне *[0x80, 0xff]* кодировка RLP будет определяться конкатенацией *0x81* с байтом *([0x81, байт]*).

3. Если входные данные представляют собой строку длиной 2–55 байт, кодировка RLP состоит из одного байта со значением *0x80* плюс длина строки в байтах, а затем массива шестнадцатеричного значения строки.

*Например, транзакция (значение, записанное в реестр блоков) текста «hello world» в Ethereum будет иметь вид [***0x8b****, 0x68, 0x65, 0x6c, 0x6c, 0x6f, 0x20, 0x77, 0x6f, 0x72, 0x6c, 0x64]:*

– hello world имеет длину, равную 11 байт в десятичном исчислении или 0x0b в шестнадцатеричном;

– первый байт кодировки RLP равен сумме 0x80 и 0x0b – **0x8b;**

– далее следуют байты фразы «hello world».

4. Если входные данные представляют собой строку длиной более 55 байт, кодировка RLP состоит из 3 частей слева направо:

– первая часть представляет собой один байт со значением *0xb7* плюс длина в байтах второй части;

– вторая часть – это шестнадцатеричное значение длины строки;

– последняя строка – это строка в байтах. Диапазон первого байта равен [0xb8, 0xbf].

Например, строка с 1024 символами «a» имеет вид **[*0xb9, 0x04, 0x00*, 0x61, 0x61, …]**. *Первая часть –* ***0xb9*** **=** *0xb7 + 0x02 (0x02 это длина второй части); вторая часть – это* ***0x04 и 0x00 (****длина строки* 0x0400 = 1024**);** *от четвертого элемента массива* **0x61** *до конца идет строка в байтах (третья часть).*

5. Если ввод представляет собой пустой массив, кодировка RLP имеет один байт *0xc0*.

6. Если входные данные представляют собой список с длиной 0–55 байт, кодирование RLP состоит из одного байта со значением *0xc0* плюс длина списка, а затем конкатенация кодировок RLP элементов в списке. Диапазон первого байта равен *[0xc1, 0xf7]*.

Например [«hello», «world»] будет представлен в виде *[0xcc, 0x85, 0x68, 0x65, 0x6c, 0x6c, 0x6f, 0x85, 0x77, 0x6f, 0x72, 0x6c, 0x64]*. В этом кодировании RLP «hello» представлено в виде *[0x85, 0x68, 0x65, 0x6c, 0x6c, 0x6f]*; кодированием RLP «world» является *[0x85, 0x77, 0x6f, 0x72, 0x6c, 0x64]*; *0xcc* равное *0xc0 + 0x0c0x0c = 0x06 + 0x06* является длиной.

7. Если ввод представляет собой список с общей полезной нагрузкой длиной более 55 байт, кодирование RLP включает 3 части. Первая – это один байт со значением *0xf7* плюс длина в байтах второй части. Вторая часть – это длина общей полезной нагрузки. Последняя часть – это конкатенация RLP-кодировок элементов в списке. Диапазон первого байта равен *[0xf8, 0xff]*.

Учетные записи в блокчейн-сети. Для осуществления транзакций в блокчейн применяется модифицированное дерево Меркла – полное двоичное дерево, в листовые вершины которого помещены дайджесты блоков данных, а внутренние вершины содержат дайджесты от сложения значений в дочерних вершинах [7]. Корневой узел дерева Меркла содержит дайджест от всего набора данных, то есть хеш-дерево является однонаправленной хеш-функцией. Дерево Меркла позволяет получить «отпечаток» всех транзакций в блоке, а также эффективно верифицировать транзакции.

В Ethereum используется усовершенствованный алгоритм формирования дерева Меркла – дерево Меркла-Патриции. Функция вычисления дайджеста обозначается TRIE.

Состояние учетной записи $\sigma[a]$ содержит четыре поля:

– номер (nonce): скалярное значение, равное количеству транзакций, отправленных с этого адреса, или, в случае учетных записей с соответствующим кодом, количеству контрактов, созданных этой учетной записью. Для учета адреса *a* состояние формально обозначается $\sigma[a]_n$;

– баланс (balance): скалярное значение, равное количеству единиц криптовалюты, принадлежащих этому адресу. Формально обозначается $\sigma[a]_b$. Выражается в Wei (1 Ether равен 10^{18} Wei);

– storageRoot: 256-битный дайджест корневого узла дерева Меркла-Патриции, который кодирует содержимое хранилища учетной записи. Дайджест формально обозначается $\sigma[a]_s$;

– codeHash: дайджест кода EVM для учетной записи (код, который выполняется, если на этот адрес поступает сообщение с вызовом). Этот дайджест формально обозначается $\sigma[a]_s$, код может быть обозначен как *b*, учитывая, что $KEC(b) = \sigma[a]_s$.

Поскольку проще ссылаться не на корневой дайджест (trie), а на базовый набор пар ключ/значения, хранящиеся внутри, определим математический эквивалент этой пары:

$$TRIE\left(L_I^*\left(\sigma[a]_s\right)\right) \equiv \sigma[a]_s . \quad (8)$$

Функция свертывания для набора пар ключ/значение в trie, L_I^*, определяется как поэлементное преобразование базовой функции L_I и задается:

$$L_I\left(\left(k,v\right)\right)\equiv\left(KEC\left(k\right),RLP\left(v\right)\right), \tag{9}$$

$$\text{где } K\in B_{32}\wedge v\in N, \tag{10}$$

$\sigma[a]_s$ является абстракцией для учетной записи и не учитывается при ее последующей сериализации.

Если поле codeHash является дайджестом *Keccak-256* пустой строки, т. е. $\sigma[a]_c = KEC(())$, то учетная запись представляет собой простую учетную запись, называемую «неконтрактной» учетной записью. Функция свертки состояния L_s определяется следующим образом:

$$L_s\left(\sigma\right)\equiv\left\{p\left(a\right):\sigma\left[a\right]\neq\varnothing\right\}, \tag{11}$$

$$\text{где } p\left(a\right)\equiv\left(KEC\left(a\right),RLP\left(\left(\sigma\left[a\right]_n,\sigma\left[a\right]_b,\sigma\left[a\right]_s,\sigma\left[a\right]_c\right)\right)\right). \tag{12}$$

Функция L_s используется наряду с функцией trie для вычисления краткого идентификатора (дайджеста) общего состояния.

$$\forall a:\sigma\left[a\right]=\varnothing\vee\left(a\in B_{20}\wedge v\left(\sigma\left[a\right]\right)\right), \tag{13}$$

где v – функция валидности учетной записи, которая может быть выражена:

$$v\left(x\right)\equiv x_n\in N_{256}\wedge x_b\in N_{256}\wedge x_s\in B_{32}\wedge x_c\in B_{32}. \tag{14}$$

Учетная запись пустая, если не содержит код, номера и имеет нулевой баланс:

$$EMPTY\left(\sigma,a\right)\equiv\sigma\left[a\right]_c=KEC\left(\left(\ \ \right)\right)\wedge\sigma\left[a\right]_n=0\wedge\sigma\left[a\right]_b=0. \tag{15}$$

Вызываемые предварительно скомпилированные смарт-контракты могут иметь пустое состояние учетной записи. Это связано с тем, что состояния их учетных записей обычно не содержат кода, описывающего их поведение.

Учетная запись считается неактивной, когда ее состояние учетной записи не существует или пусто:

$$DEAD\left(\sigma,a\right)\equiv\sigma\left[a\right]=\varnothing\vee EMPTY\left(\sigma,a\right). \tag{16}$$

Транзакции в блокчейн-сети. Транзакция (T) – это единственная криптографически подписанная инструкция, созданная внешним субъектом по отношению к сети Ethereum – это означает, что отправителем транзакции не может быть смарт-контракт. Необходимо отметить, что человек является абсолютным действующим лицом по своей природе, однако транзакции могут осуществляться и программными алгоритмами по указанию или с ведома субъекта (человека).

Существует два типа транзакций: традиционные (аналогичные транзакциям в сети Bitcoin) и транзакции, основанные на механизмах децентрализованных приложений. Второй тип делится в свою очередь на две подкатегории: транзакции, которые приводят к вызовам сообщений (вызов смарт-контракта); транзакции, которые приводят к созданию новых учетных записей с соответствующим кодом (создание смарт-контракта). Все типы транзакций имеют ряд общих полей:

– номер (nonce): скалярное значение, равное количеству транзакций, отправленных отправителем (T_n);

– gasPrice: скалярное значение, равное количеству *W*ei, подлежащих оплате за единицу газа за все вычислительные затраты, понесенные в результате выполнения этой транзакции (T_p);

– gasLimit: скалярное значение, равное максимальному количеству газа, которое должно быть использовано при выполнении этой транзакции. Оплачивается авансом, до выполнения каких-либо вычислений, и не может быть увеличено позже (T_g);

– кому (to): 160-разрядный адрес получателя вызова сообщения или для транзакции, направленной на создание смарт-контракта (T_t);

– величина (value): скалярное значение, равное количеству Wei, которое должно быть передано получателю сообщения или, в случае создания контракта, в качестве затрат для вновь созданной учетной записи (T_v);

– *r, s*: значения, соответствующие подписи транзакции и используемые для определения отправителя транзакция (T_r и T_s).

Заключение. 1. Дан краткий обзор использования технологии блокчейн в системе управления образованием, включая разработки авторов. Приведена математическая модель сети блокчейн, ее формальное представление, описание структур, учетных записей, транзакций.

2. Приведена общая функция стоимости хранения данных, хеш-функция Keccak с переменной длиной выхода, обсужден алгоритм рекурсивного префикса длины.

3. Рассмотрены два типа транзакций: традиционные и основанные на механизмах децентрализованных приложений. Описаны поля обеих видов транзакций.

BLOCKCHAIN NETWORK MODEL, RECORDS AND TRANSACTIONS

U.A. VISHNIAKOU, D.A. KACHAN

Abstract

The article provides a brief overview of the use of blockchain technology in the education management system, including the authors' developments. The mathematical model of the blockchain network is presented, including the formal representation, structures, accounts, transactions. Special attention is paid to the general data storage cost function, the Keccak hash function with variable output length, and the recursive length prefix algorithm. Two types of transactions are considered: traditional and based on the mechanisms of decentralized applications.

Список литературы

1. Mengelkamp, E. A blockchain-based smart grid: towards sustainable local energy markets / E. Mengelkamp [et al.] // Computer Science-Research and Development. – 2018 – № 1(11). – P. 207–214.

2. Куприяновский, В. П. Цифровые цепи поставок и технологии на базе блокчейн в совместной экономике / В. П. Куприяновский [и др.] // International Journal of Open Information Technologies. – 2017. – Т. 5, № 8. – С. 80–95.

3. Власов, А. И. Системный анализ технологии обмена и хранения данных blockchain / А. И. Власов [и др.] // Современные технологии. Системный анализ. Моделирование. – 2017. – № 3. – С. 75–83.

4. Вишняков, В. А. Управление интернет-маркетингом в системе образования с использованием блокчейн технологий / В. А. Вишняков, Д. А. Качан // Доклады БГУИР. – 2020. – № 2. – С. 30–36.

5. Качан, Д. А. Подход и модели применения технологии распределенных реестров для подтверждения достоверности документов в образовании / Д. А.Качан, В. А. Вишняков // Доклады БГУИР. – 2020. – № 7. – С. 14–23.

6. Качан, Д. А. Оценка воздействия применения технологии распределенных реестров в системе образования с использованием когнитивного моделирования / Д. А. Качан, В. А. Вишняков // Проблемы инфокоммуникаций. – 2021. – № 1. – С. 35–40.

7. Алиев, И. А. Уязвимости смарт-контрактов блокчейн-платформы Ethereum / И. А. Алиев // Научные записки молодых исследователей. – 2019. – № 3. – С. 47–57.

РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 621.396.62

ПОВЫШЕНИЕ ЛИНЕЙНОСТИ ОВЧ МАЛОШУМЯЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ В КАСКАДЕ С СЕЛЕКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ

П.В. ЗАЯЦ[1], И.Ю. МАЛЕВИЧ[2]

[1]*ООО «Аналоговые системы»,*
4-й п-к Кольцова, 51, Минск, 220131, Беларусь
ORCID: https://orcid.org/0009-0006-7666-6230

[2]*ОАО «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации»,*
Партизанский пр-т, 64а, Минск, 220026, Беларусь
ORCID: https://orcid.org/0009-0002-3247-1299

Поступила в редакцию 2 марта 2023

Представлены результаты исследования возможностей линеаризации передаточной характеристики ОВЧ малошумящего усилителя с обратной связью в каскадном включении с селективной нагрузкой. Выполнены расчеты и моделирование интермодуляционных характеристик малошумящего усилителя на *pHEMT*-транзисторе с трансформаторной обратной связью в цепочечной структуре с фильтровой нагрузкой. Показано, что реализация контроля параметрических соотношений импедансов в сечениях структуры обеспечивает повышение линейности по интермодуляционным параметрам 3-го порядка.

Ключевые слова: линейность, интермодуляционные искажения, малошумящий усилитель, обратная связь, ОВЧ.

Введение. При разработке тракта радиочастоты диапазона ОВЧ сложно реализовать высокую селективность фильтровых систем (ФС). Поэтому важное значение имеет линейность передаточной характеристики малошумящего усилителя (МШУ), функционирующего в составе преселектора.

Эффективным методом линеаризации высокочастотных МШУ является применение отрицательной обратной связи (ООС) [1–8]. Однако, известные исследования выполнены для широкополосных нагрузок и поэтому полученные результаты могут быть использованы для оценки интермодуляционных характеристик МШУ с ООС в цепочечной структуре с фильтровой нагрузкой лишь в первом приближении. Для адекватной характеризации такой системы требуется учет ряда особенностей [9–15].

Эти условия определяют актуальность исследования проблемы повышения линейности ОВЧ МШУ с ООС в каскадном включении с селективной нагрузкой.

Основная часть. Как известно [5], линейность малосигнального высокочастотного МШУ можно характеризовать входными точками пересечения 3-го порядка $IIP3_L$ и $IIP3_U$, вычисленными для входных сигналов с частотами ω_1 и ω_2 (где $\omega_2 > \omega_1$) по компонентам соответственно нижнего ($2\omega_1 - \omega_2$) и верхнего ($2\omega_2 - \omega_1$) преобразования через ядра Вольтерра:

$$IIP3_L = \sqrt{\frac{4}{3} \cdot \frac{|H_1(\omega_1)|}{|H_3(\omega_1,\omega_1,-\omega_2)|}}\ ; \tag{1}$$

$$IIP3_U = \sqrt{\frac{4}{3} \cdot \frac{|H_1(\omega_2)|}{|H_3(\omega_2,\omega_2,-\omega_1)|}}\ . \tag{2}$$

Для широкополосных МШУ при равноамплитудном двухтоновом воздействии

с небольшим разносом частот ω_1 и ω_2 можно допустить: $IIP3_L \approx IIP3_U = IIP3$. Тогда, подставляя соответствующие значения ядер Вольтерра в (1) либо (2), нетрудно получить зависимость *IIP*3 от импеданса нагрузки для МШУ в составе преселектора [14].

Аналогичный анализ линейности ОВЧ МШУ (*C*), реализованного на *pHEMT* СВЧ транзисторе (*A*) с петлей ООС (*B*) (рис. 1), выполненный в соответствии с процедурами вычисления ядер Вольтерра [6], позволяет получить выражение $IIP3_C$ для системы в целом:

$$IIP3_C = \sqrt{\frac{4}{3}\cdot\frac{|H_{1C}(\omega_1)|}{|H_{3C}(\omega_1,\omega_1,-\omega_2)|}} = \sqrt{\frac{4}{3}\cdot\frac{|H_{1A}(\omega_1)|}{|H_{3A}(\omega_1,\omega_1,-\omega_2)|}}\cdot =$$
$$= \sqrt{|1+H_{1A}(2\omega_1-\omega_2)H_{1B}(2\omega_1-\omega_2)|\cdot\left|\left(1+H_{1A}(\omega_1)H_{1B}^{B}(\omega_1)\right)\right|\cdot\left|\left(1+H_{1A}(-\omega_2)H_{1B}(-\omega_2)\right)\right|}. \quad (3)$$

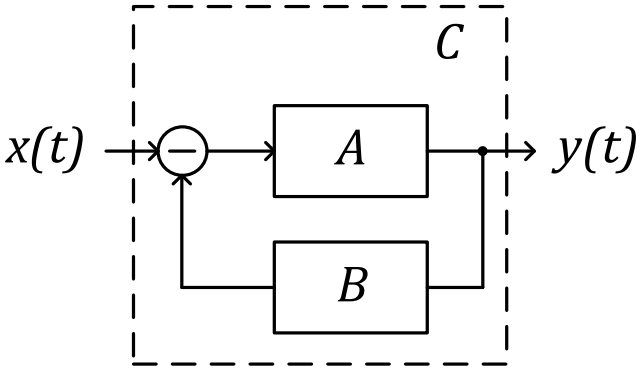


Рис. 1. Структура ОВЧ МШУ с ООС

Полагая, что частоты входных сигналов (ω_1 и ω_2) и интермодуляционные компоненты (нижнего ($2\omega_1 - \omega_2$) и верхнего ($2\omega_2 - \omega_1$) преобразований с $\omega_2 > \omega_1$) отличаются несущественно и расположены в пределах рабочего диапазона частот ФС (где нагрузочный импеданс можно считать равным волновому сопротивлениию тракта), можно принять: $|H_{1A}(\omega_1)| \approx |H_{1A}(\omega_2)| \approx |H_{1A}(2\omega_1-\omega_2)| \approx |H_{1A}(\omega)|$.

Для линейной широкополосной цепи ООС (*B*) можно также принять: $|H_{1B}(\omega_1)| \approx |H_{1B}(-\omega_2)| \approx |H_{1B}(2\omega_1-\omega_2)| \approx |H_{1B}(\omega)|$.

В таком случае

$$IIP3_C \approx IIP3_A \cdot \left|1+H_{1A}(\omega)\cdot H_{1B}(\omega)\right|^{3/2} = IIP3_A \cdot |F|^{3/2}, \quad (4)$$

где $F = 1 + H_{1A}(\omega)\cdot H_{1B}(\omega)$ – глубина ООС.

Видно, что (4) соответствует известным результатам [1–8], полученным для МШУ с ООС, функционирующих в составе широкополосных трактов.

В приведенных выражениях ядра Вольтерра представляют соответственно передаточную функцию напряжения либо тока в зависимости от типа используемой ООС (по напряжению (*U*) или по току (*I*)). При этом считают, что введение ООС по току не влияет на ядра Вольтерра передаточной функции по напряжению и наоборот [1, 2].

Для комбинированной ООС (4) можно записать в виде

$$IIP3_C \approx IIP3_A \cdot |F_U \cdot conj(F_I)|^{3/2}, \quad (5)$$

где F_U и F_I – глубина ООС по напряжению и току соответственно; *conj*(*) – оператор комплексного сопряжения.

В логарифмических единицах (5) имеет вид:

$$IIP3_C \text{ (дБм)} \approx IIP3_A \text{ (дБм)} + 15\,lg|F_U \cdot conj(F_I)|. \quad (6)$$

При работе ОВЧ МШУ с ООС составе преселектора особый интерес представляет случай, когда сигналы входного воздействия *x*(*t*) с частотами ω_1 и ω_2 лежат за пределами его

полосы пропускания и подавляются выходной ФС, а интермодуляционные продукты 3-го порядка, например, компоненты нижнего ($2\omega_1 - \omega_2$) преобразования (при $\omega_2 > \omega_1$) попадают в рабочую полосу тракта приема, приводя к существенному ухудшению отношения сигнал-шум.

Исследуем зависимость интермодуляционных искажений такой системы от внеполосного импеданса ФС на частотах ω_1 и ω_2 используя следующие параметры: G_P(дБ) – коэффициент усиления МШУ с ООС на частотах входного двухтонового воздействия; P_{BX}(дБм) – уровень мощности, поступающий на вход МШУ; P_{IM3}(дБм) – уровень мощности интермодуляционной компоненты ($2\omega_1 - \omega_2$) на выходе МШУ с ООС.

Как известно, модуль входного импеданса отражательных ФС, реализованных на основе *LC*-структур за пределами полосы прозрачности стремится к нулевому либо бесконечному значению [9, 11–13]. При этом, нагрузочный импеданс усилителя на частоте интермодуляционной компоненты ($2\omega_1 - \omega_2$), которая попадает в полосу ФС, соответствует волновому импедансу системы Z_0. Для такого случая непосредственное использование стандартной процедуры:

$$IIP3 \quad = \frac{1}{2}(G_P(\text{дБ}) + P_{BX}(\text{дБм}) - P_{IM3}(\text{дБм})) + P_{BX}(\text{дБм}), \tag{7}$$

при оценке линейности МШУ не вполне корректно, так как усиление по мощности собственных компонент входного воздействия на частотах ω_1 и ω_2 стремится к нулю ввиду малой активной части внеполосного импеданса ФС, в то время как отраженные от селективной нагрузки составляющие компонент остаются практически неизменными. Поскольку в рассматриваемой ситуации эти сигналы являются помехами, их мощность желательно минимизировать. Здесь, по сути, ключевое значение имеет отношение уровня интермодуляционной компоненты, попадающей в рабочую полосу частот ФС, к заданному уровню внеполосного входного воздействия.

Таким образом, для адекватного описания рассмотренной ситуации в (7) вместо параметра P_{BX} необходимо использовать параметр «уровень располагаемой мощности источника возбуждения (P_P(дБм))», а вместо коэффициента усиления на частотах внеполосного входного воздействия G_P использовать параметр «коэффициент передачи цепочечной структуры «МШУ-ФС» для рабочей полосы частот G_{P0}».

Тогда (7), записанное для внеполосной точки пересечения 3-го порядка ($IIP3_{BH}$), принимает вид:

$$IIP3_{BH} = \frac{1}{2}(G_{P0}(\text{дБ}) + P_P(\text{дБм}) - P_{IM3}(\text{дБм})) + P_P(\text{дБм})\,. \tag{8}$$

Опишем разницу между P_P и P_{BX} параметром потерь мощности ($P_П$), который фактически отражает степень рассогласованя импедансов источника возбуждения и входа МШУ:

$$P_П(\text{дБ}) = P_P(\text{дБм}) - P_{BX}(\text{дБм}). \tag{9}$$

Очевидно, для МШУ с ООС $P_П$ функционально зависит от импеданса нагрузки (Z_H):

$$P_П(дБ) = -10 \cdot lg(1 - |\Gamma_{BX}(Z_H)|^2), \tag{10}$$

где $\Gamma_{BX}(Z_H)$ – коэффициент отражения по входу МШУ, равный

$$\Gamma_{BX}(Z_H) = \frac{Z_{BX}(Z_H) - Z_0}{Z_{BX}(Z_H) + Z_0}, \tag{11}$$

где Z_0 – импеданс в полосе пропускания ФС; $Z_{BX}(Z_H)$ – входной импеданс МШУ с ООС, определяемый входным импедансом МШУ без ООС Z_{BX0} и глубиной ООС по напряжению $F_U(Z_H)$ и току $F_I(Z_H)$:

$$Z_{BX}(Z_H) = Z_{BX0}\frac{F_U(Z_H)}{F_I(Z_H)}. \tag{12}$$

Преобразуем (8) с учетом параметра $P_П$, отражающего степень рассогласования импедансов источника возбуждения и входа МШУ:

$$IIP3_{BH} = \frac{1}{2}(G_{P0}(\text{дБ}) + P_{BX}(\text{дБм}) + P_П - P_{IM3}(\text{дБм})) + P_{BX}(\text{дБм}) + P_П = IIP3_{BH\,C} + \frac{3}{2} \cdot P_П(\text{дБ}), \tag{13}$$

где $IIP3_{BH\,C}$ – параметр, характеризующий внеполосную линейность МШУ с ООС в каскадном включении с селективной нагрузкой. При этом, как и прежде, будем считать, что свойства транзистора (*A*) и цепи ООС (*B*) на частотах ω_1 и ω_2 в диапазоне ОВЧ вследствие их широкополосности существенно не изменяются, т. е. в последующих выражениях полагаем, что: $\omega_1 \approx \omega_2 \approx 2\omega_1 - \omega_2 \approx \omega$.

Для определения $IIP3_{BH}$ в терминах ядер Вольтерра воспользуемся общей формой (3) и учтем, что на частотах входных воздействий (ω_1, ω_2) и частоте интермодуляционного продукта 3-го порядка ($2\omega_1 - \omega_2$), попадающего в полосу ФС, нагрузочные импедансы (Z_H и Z_0 соответственно) ОВЧ МШУ (*C*), реализованного на *pHEMT* СВЧ транзисторе (*A*) с петлей ООС (*B*), различны:

$$IIP3_{BH\,C}(Z_H) = \sqrt{\frac{4}{3}\cdot\frac{\left|H_{1\,C}(Z_0,\omega_1)\right|}{\left|H_{3\,C}(Z_H,\omega_1,\omega_1,-\omega_2)\right|}} = \sqrt{\frac{4}{3}\cdot\frac{\left|H_{1\,A}(Z_0,\omega_1)\right|}{\left|H_{3\,A}(Z_H,\omega_1,\omega_1,-\omega_2)\right|}}\times$$

$$\times\sqrt{\frac{\left|1+H_{1\,A}(Z_0,2\omega_1-\omega_2)\cdot H_{1\,B}(2\omega_1-\omega_2)\right|\cdot\left|1+H_{1\,A}(Z_H,\omega_1)\cdot H_{1\,B}(\omega_1)\right|}{\left|1+H_1^A(Z_0,\omega_1)\cdot H_1^B(\omega_1)\right|}}\times$$

$$\times\sqrt{\left|1+H_{1\,A}(Z_H,\omega_1)\cdot H_{1\,B}(\omega_1)\right|\cdot\left|1+H_{1\,A}(Z_H,-\omega_2)\cdot H_{1\,B}(-\omega_2)\right|}. \qquad (14)$$

Полагая, что для ОВЧ МШУ, выполненного на *pHEMT* СВЧ транзисторе, можно принять:

$$\left|H_{1\,A}(Z_H,\omega_1)\right| \approx \left|H_{1\,A}(Z_H,\omega_2)\right| \approx \left|H_{1\,A}(Z_H,-\omega_2)\right| \approx \left|H_{1\,A}(Z_H,\omega)\right|;$$

$$\left|H_{1\,A}(Z_0,2\omega_1-\omega_2)\right| \approx \left|H_{1\,A}(Z_0,\omega_1)\right| \approx \left|H_{1\,A}(Z_0,\omega)\right|;$$

$$\left|H_{1\,B}(\omega_1)\right| \approx \left|H_{1\,B}(-\omega_2)\right| \approx \left|H_{1\,B}(2\omega_1-\omega_2)\right| \approx \left|H_{1\,B}(\omega)\right|,$$

нетрудно для $IIP3_{BH\,C}(Z_H)$ получить выражение, аналогичное (4):

$$IIP3_{BH\,C}\,(Z_H) \approx IIP3_A\,(Z_0)\cdot\left|1+H_{1\,A}(Z_H,\omega)\cdot H_{1\,B}(\omega)\right|^{3/2} = IIP3_A\,(Z_0)\cdot\left|F(Z_H)\right|^{3/2}. \qquad (15)$$

Соответственно, при использовании комбинированной ООС в логарифмических единицах будем иметь:

$$IIP3_{BH\,C}(Z_H) \approx IIP3_A + 15\cdot lg\left|F_U(Z_H)\cdot conj(F_I(Z_H))\right|. \qquad (16)$$

Как видно, $IIP3_{BH\,C}\,(Z_H)$ определяется зависимостью от внеполосного импеданса ФС Z_H ядра первого порядка $H_{1\,A}(Z_H,\omega)$, поскольку характеризующее цепь ООС ядро $H_{1\,B}(\omega)$ не зависит отZ_H.

Тогда с учетом (10), (11) и (16) выражение (13) приводится к виду:

$$IIP3_{BH}(Z_H) \approx IIP3_A + 15\,lg\left|F_U(Z_H)\cdot conj\big(F_I(Z_H)\big)\right| - 15\,lg\left(1-\left|\frac{Z_{BX0}\frac{F_U(Z_H)}{F_I(Z_H)}-Z_0}{Z_{BX0}\frac{F_U(Z_H)}{F_I(Z_H)}+Z_0}\right|^2\right). \qquad (17)$$

Таким образом, анализ зависимости линейности ОВЧ МШУ с ООС в каскадном включении с селективной нагрузкой сводится к анализу зависимостей глубины ООС по напряжению F_U и току F_I от внеполосного импеданса ФС (Z_H): $F_U = f_U(Z_H)$; $F_I = f_I(Z_H)$.

Глубина ООС по напряжению:

$$F_U(Z_H) = 1 + H_{1U\,A}(\omega,Z_H)\cdot H_{1U\,B}(\omega), \qquad (18)$$

где $H_{1U\,A}(\omega_1,Z_H) = -G_m\cdot\frac{Z_i\cdot Z_H}{Z_i+Z_H}$ в случае применения в усилительном блоке *A pHEMT* СВЧ транзистора с крутизной G_m [6].

Глубина ООС по току:

$$F_I(Z_H) = 1 + H_{1I\,A}(\omega,Z_H)\cdot H_{1I\,B}(\omega)\ , \qquad (19)$$

где $H_{1I\,A}(\omega, Z_H) = h_{21} \cdot \frac{Z_i}{Z_i+Z_H}$ определяется коэффициентом передачи транзистора по току h_{21} и собственным выходным импедансом *pHEMT* прибора Z_i, который в диапазоне ОВЧ составляет несколько сотен Ом.

Анализ (9)–(19) показывает, что для заданного значения коэффициента передачи цепи ООС ее глубина $F_U(Z_H)$ (либо $F_I(Z_H)$) определяется преимущественно выходным импедансом используемого транзистора Z_i и внеполосным импедансом ФС Z_H, т. е. комплексным значением внеполосного коэффициента отражения ФС:

$$\Gamma_H = \frac{Z_H - Z_0}{Z_H + Z_0}. \quad (20)$$

Из (17) также видно, что за пределами полосы пропускания выходное рассогласование ФС с МШУ, охваченным достаточно глубокой ООС, транслируется на его вход, снижая эквивалентную мощность источника возбуждения (т.е. поступающую непосредственно на вход транзистора), обеспечивая таким образом увеличение $IIP3_{BH}(Z_H)$.

Если для используемого транзистора $Z_I < Z_0$, для достижения максимального значения точки пересечения $IIP3_{BH\,C}$ целесообразно обеспечить фазу внеполосного коэффициента отражения ФС, близкую к 180° (т.е. внеполосный импеданс стремится к 0 Ом). Соответственно, при $Z_I > Z_0$ фаза Γ_H за пределами полосы прозрачности ФС должна быть близкой к 0°.

Расчеты и моделирование. С целью проверки возможностей повышения линейности передаточной характеристики ОВЧ МШУ с ООС в составе преселектора выполним расчеты и моделирование малошумящего усилителя на *pHEMT*-транзисторе с трансформаторной обратной связью (рис. 2) [16] в каскадном включении с селективной нагрузкой.

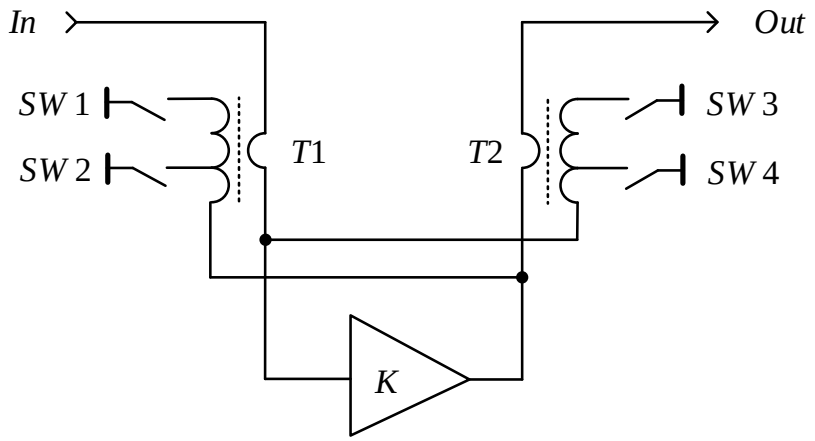


Рис. 2. Усилительный каскад с двухпетлевой трансформаторной ООС

В МШУ широкополосные трансформаторы *T*1 и *T*2 формируют две ООС: последовательную по входу по напряжению – *T*1 и параллельную по входу по току – *T*2.

При использовании в цепях ООС широкополосных трансформаторов с малыми потерями можно считать

$$H_{1I\,B}(\omega) = H_{1U\,B}(\omega) = 1/N, \quad (21)$$

где *N* – передаточное отношение обмоток в трансформаторах.

На рис. 3 представлена разработанная модель схемы МШУ с двухпетлевой трансформаторной ООС на основе *pHEMT*-транзистора *Mini Circuits SAV*-551.

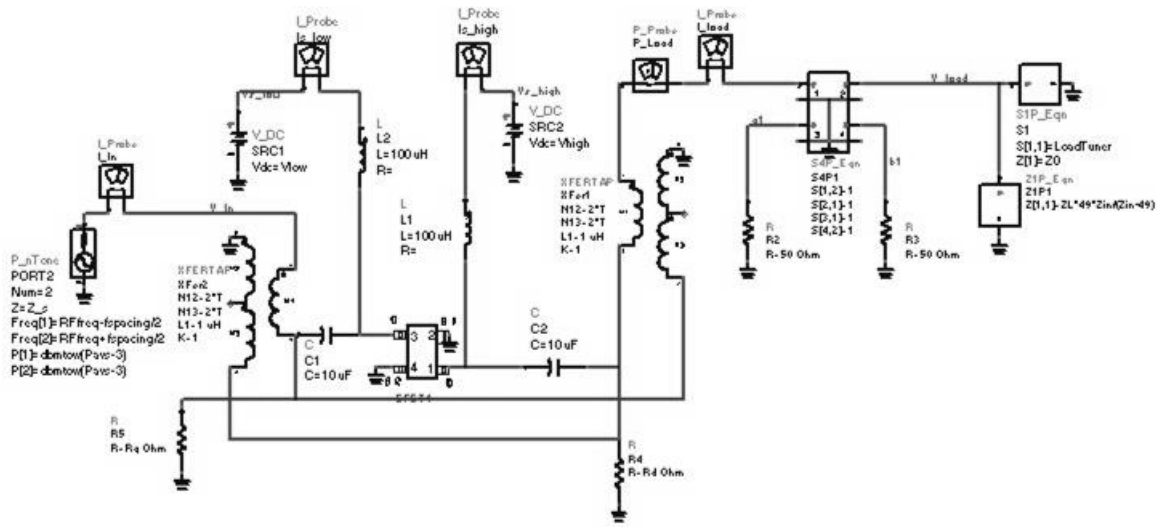


Рис. 3. Модель ОВЧ МШУ, выполненного на *pHEMT* СВЧ транзисторе с трансформаторной ООС и селективной нагрузкой

На рис. 4 представлены контуры постоянных значений $IIP3_{BH\,C}$ (сплошные линии – моделирование, пунктирные – расчет по (17)) для трансформаторных ООС: токовой (а); по напряжению (б); комбинированной (в).

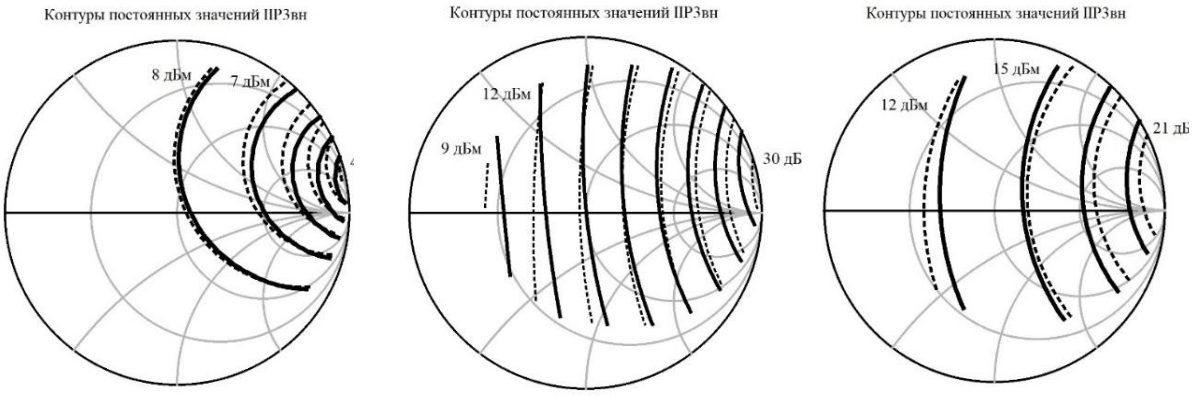


Рис. 4. Контуры постоянных значений $IIP3_{BH}$ для ОВЧ МШУ с трансформаторными ООС и селективной нагрузкой (сплошные линии – моделирование, пунктирные – расчет по (17))

Видно, что результаты моделирования и расчетов, выполненных по полученным аналитическим зависимостям, имеют хорошее совпадение.

Для используемого типа транзистора ввиду относительно высокого значения модуля его выходного импеданса Z_I, предпочтительно использование ФС также с высоким значением модуля импеданса $Z_{\text{Н}}$ за пределами полосы прозрачности (фаза внеполосного коэффициента отражения ФС стремится к 0°). При этом максимальная линейность достигается при использовании ООС только по напряжению (рис. 4, б), поскольку для заданного усиления МШУ в рабочей полосе частот глубина такой ООС за пределами этой полосы (при условии, что фаза внеполосного коэффициента отражения ФС стремится к 0°) будет максимальной. Введение же ООС только по току (рис. 4, а) не дает существенного прироста внеполосной линейности МШУ при варьировании импеданса нагрузки, поскольку высокое значение Z_I собственно *PHEMT*-транзистора нивелирует зависимость глубины ООС по току от импеданса ФС (транзистор ведет себя подобно источнику тока).

Необходимо также учесть, что введение ООС только одного типа (по напряжению или

току) в соответствии с (12) существенно изменяет входной импеданс МШУ в том числе и в рабочей полосе системы, что требует использования, например, балансных структур для обеспечения согласования в присоединительных сечениях тракта. Более того, использование чрезмерно глубокой ООС зачастую сопряжено с трудностью обеспечения устойчивости МШУ в связке с ФС, прежде всего за пределами его полосы прозрачности. Таким образом, при проектировании подобных систем рациональным выбором чаще всего является использование МШУ с комбинированной ООС (рис. 4, в), как более устойчивого и обеспечивающего хорошее согласование с волновым сопротивлением тракта. Однако в составе балансных структур (при условии использования стабилизирующих элементов и требуемом усилении связки в рабочей полосе частот более 10...12 дБ) предпочтительным может оказаться применение МШУ с ООС только по напряжению, позволяющим реализовать максимальную линейность.

Реализация контроля значений присоединительных импедансов каскадов в сечениях структуры (внеполосных импедансов ФС в совокупности с оптимизацией параметров присоединительных импедансов МШУ с ООС) позволяет повысить линейность по интермодуляционным параметрам 3-го порядка в сравнении с широкополосной системой на 12…15 дБ при использовании ООС по напряжению и на 7…9 дБ для комбинированной ООС.

Заключение. Представлены результаты исследования линейности ОВЧ малошумящего усилителя с обратной связью в каскадном включении с селективной нагрузкой.

Показано, что реализация контроля параметрических соотношений для присоединительных импедансов каскадов в сечениях структуры обеспечивает повышение линейности по интермодуляционным параметрам 3-го порядка.

INCREASING THE LINEARITY OF A VHF LOW-NOISE FEEDBACK AMPLIFIER CASCADED WITH A FREQUENCY-SELECTIVE LOAD

P.V. ZAYATS, I.YU. MALEVICH

Abstract

The results of studying the possibilities of linearization of the transfer characteristic of a VHF feedback LNA cascaded with a selective load are presented. Calculations and modeling of the intermodulation characteristics of a pHEMT based transformer feedback LNA cascaded with a filter load are performed. It is shown that the implementation of the control of the parametric impedance ratios in the cross sections of the structure provides an increase in the linearity in terms of the 3rd order intermodulation parameters.

Список литературы

1. Narayanan, S. Application of Volterra Series to Intermodulation Distortion Analysis of Transistor Feedback amplifiers / S. Narayanan // IEEE Transactions on circuit theory. – 1970. – Vol. CT-17, № 4. – P. 518–527.

2. Богданович, Б. М. Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах / Б. М. Богданович. – М. : Радио и связь, 1980. – 280 с.

3. Методы нелинейных функционалов в теории электрической связи / Б. М. Богданович [и др.] ; под ред. Б. М. Богдановича. – М. : Радио и связь, 1990. – 280 с.

4. Малевич, И. Ю. Линеаризация характеристик усилительных трактов / И. Ю. Малевич // Радиотехника. – 1995. – № 1–2. – С. 27–29.

5. Wambacq, P. Distortion analysis of analog integrated circuits / P. Wambacq, W. Sansen. – Boston : Kluwer Academic Publishers, 1998. – 501 p.

6. Pedro, J. C. Intermodulation distortion in microwave and wireless circuits / J. C. Pedro, N. B. Carvalho. – Norwood : Artech House, 2003. – 447 p.

7. Малевич, И. Ю. Методы синтеза широкополосных усилительных трактов с контролируемыми параметрами динамического диапазона / И. Ю. Малевич. – Минск : Тонпик, 2004. – 156 с.

8. Малевич, И. Ю. Синтез высоколинейных радиочастотных усилительных трактов /

И. Ю. Малевич. – Минск : Бестпринт 2009. – 202 с.

9. Голубев, В. Н. Эффективная избирательность радиоприемных устройств / В. Н. Голубев. – М. : Связь, 1978. – 240 с.

10. Палшков, В. В. Оптимальные высокочастотные тракты радиоприемников / В. В. Палшков. – М. : Радио и связь, 1981. – 144 с.

11. Сон, Л. З. Оптимизация радиоприемного устройства по критерию помехозащищенности : автореф. дис. … докт. техн. наук : 05.12.17 / Л. З. Сон. – СПб., 1993. – 39 с.

12. Leung, B. VLSI for Wireless Communication / B. Leung. – New York : Springer, 2011. – 543 p.

13. Morgan, M. A. Reflectionless Filters / M. A. Morgan. – Norwood : Artech House, 2017. – 258 p.

14. Заяц, П. В. Исследование влияния присоединительных импедансов на линейность pHEMT МШУ метрового диапазона / П. В. Заяц // Проблемные вопросы разработки, испытаний, эксплуатации вооружения и военной техники : материалы науч.-технич. семинара. – Минск, 2022, – С. 8–11.

15. Заяц, П. В. Исследование возможности повышения линейности МШУ с обратной связью в преселекторах радиоприемных трактов метрового диапазона / П. В. Заяц, И. Ю. Малевич // Современные средства связи : материалы XXVII Междунар. науч.-техн. конф. – Минск, 2022. – С. 136–137.

16. Малевич, И. Ю. Адаптивный широкополосный малошумящий усилитель радиочастоты / И. Ю. Малевич, П. В. Заяц // Доклады БГУИР. – 2020. – Т. 18, № 6. – С. 66–74.

УДК 537.852:621.318:621.396.004.942

МЕТОД РАСЧЕТА УТОЧНЕННЫХ МОДЕЛЕЙ ЭМС-КОМПОНЕНТОВ С ИНДУКТИВНО-СВЯЗАННЫМИ ОБМОТКАМИ

И.Б. СЕМИРЕЧЕНСКИЙ

Научно-исследовательское унитарное предприятие «Институт цифрового телевидения Горизонт»,
ул. Куйбышева, 35/1, Минск, 220029, Беларусь

Поступила в редакцию 28 февраля 2023

Предложен метод создания уточненных моделей индуктивных компонентов для обеспечения достоверности компьютерного моделирования электрических схем радиоэлектронных устройств в широком диапазоне частот и снижения рисков невыполнения требований по электромагнитной совместимости (ЭМС). Применение метода решает одну из проблем импортозамещения труднодоступного специализированного программного обеспечения.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость аппаратуры, компьютерное моделирование, модели ЭМС-компонентов с индуктивно-связанными обмотками.

Введение. Обеспечение требований ЭМС в процессе разработки радиоэлектронной аппаратуры представляет собой сложную, трудно формализуемую комплексную задачу. Как правило, информации об индуктивных ЭМС-компонентах, выбираемых разработчиком аппаратуры по документации производителя (даташитам), недостаточно для уверенной разработки схемотехники с учетом ЭМС. Без проведения надежного предварительного компьютерного моделирования, в дальнейшем, при реализации проекта, велик риск невыполнения изготовленной аппаратурой требований, определяемых соответствующими стандартами по ЭМС.

К сожалению, компьютерные «библиотечные» модели ЭМС-компонентов, необходимые при моделировании и опционно встраиваемые в программы-симуляторы, далеко не всегда доступны для наших разработчиков. Данная проблема обострилась в связи с усилением санкционных ограничений, в том числе, на информационное обеспечение и поддержку обновлений программных продуктов, вводимое зарубежными производителями программ-симуляторов.

В данной статье представлен метод расчета и полученные математические выражения, позволяющие успешно решать проблему отсутствия необходимых компьютерных моделей индуктивных компонентов, используя опосредованную информацию из даташитов, без ограничений доступную в интернете.

Общая часть. В радиоэлектронной аппаратуре для обеспечения требований ЭМС широко применяются компоненты с индуктивно связанными обмотками (синфазные ЭМС-дроссели, широкополосные фильтры цепей питания, ЭМС-фильтры сигналов дифференциального интерфейса LVDS и др. [1]). Как правило, в даташитах компаний-производителей приводятся ориентировочные значения индуктивности катушек и графики частотной зависимости модуля полного сопротивления $z(f)$ (модуля комплексного импеданса, далее для краткости, импеданса) при параллельном согласном, Common mode, и при последовательном встречном, Differential mode, включениях обмоток. Наличие таких исходных данных не позволяет непосредственно построить адекватную эквивалентную расчетную схемотехническую модель ЭМС-компонента, пригодную для моделирования. Применение же упрощенной, «идеализированной» модели, показанной на рис. 1, позволяет моделировать

характеристики узлов, содержащих такие компоненты, только в низкочастотном диапазоне, чего для обеспечения требований по ЭМС явно недостаточно.

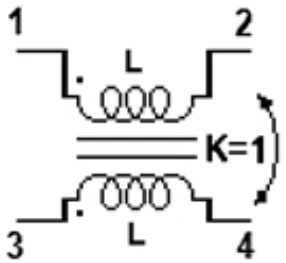


Рис. 1. Упрощенная модель синфазного дросселя

С повышением частоты ошибки моделирования схем, содержащих упрощенную модель дросселя, возрастают и становятся неприемлемыми. Однако это выяснится только после испытания уже изготовленного устройства или его узла. Результаты предсказуемо окажутся заведомо хуже ложно оптимистичных результатов такого «идеализированного» моделирования, которое дезориентирует разработчика и приносит не пользу, а вред.

Таким образом, для получения достоверных результатов моделирования фильтра или другого проектируемого узла необходим метод расчета уточненных для широкого диапазона частот эквивалентных схем моделей компонентов с индуктивно связанными обмотками при наличии у разработчика только частотных графиков импеданса из даташитов. Это позволит уже на начальной стадии разработки проводить надежное моделирование и уточнение всей схемы проектируемого устройства, и только после этого уверенно приобретать и устанавливать в аппаратуру необходимые комплектующие индуктивные ЭМС-компоненты.

Описание методики и пример расчета уточненной модели. Разработанная эквивалентная схема уточненной модели синфазного дросселя изображена на рис. 2.

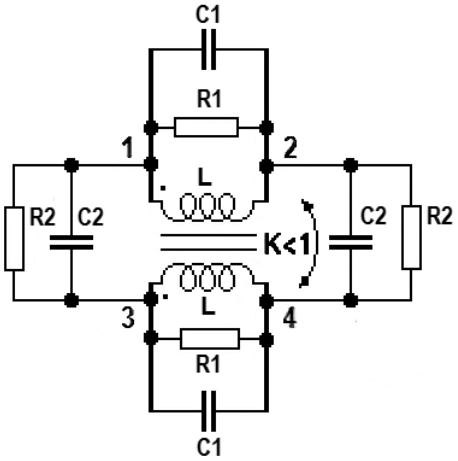


Рис. 2. Уточненная модель синфазного дросселя

На основе анализа модели и частотных графиков ее импеданса получены математические выражения, необходимые для определения параметров элементов эквивалентной схемы уточненной модели. Критерием качества расчета является близость частотных графиков импеданса рассчитанных моделей для режимов измерения Common mode и Differential mode к соответствующим частотным графикам импеданса, приведенным в даташитах компаний-производителей. Применение уточненных моделей гарантирует

проведение достоверного компьютерного моделирования во всем рабочем диапазоне частот, заявленном в даташитах.

Метод расчета показан на примере расчета уточненной модели синфазного ЭМС-дросселя PLT5BPH5013R1 фирмы Murata [2]. Исходные численные данные для расчета параметров модели получены в результате описанного ниже анализа приведенных на рис. 3 графиков частотных характеристик импеданса, заимствованных из даташита (верхняя сплошная и верхняя штриховая из приведенных семейств линий, соответственно, для режимов измерения Common mode и Differential mode).

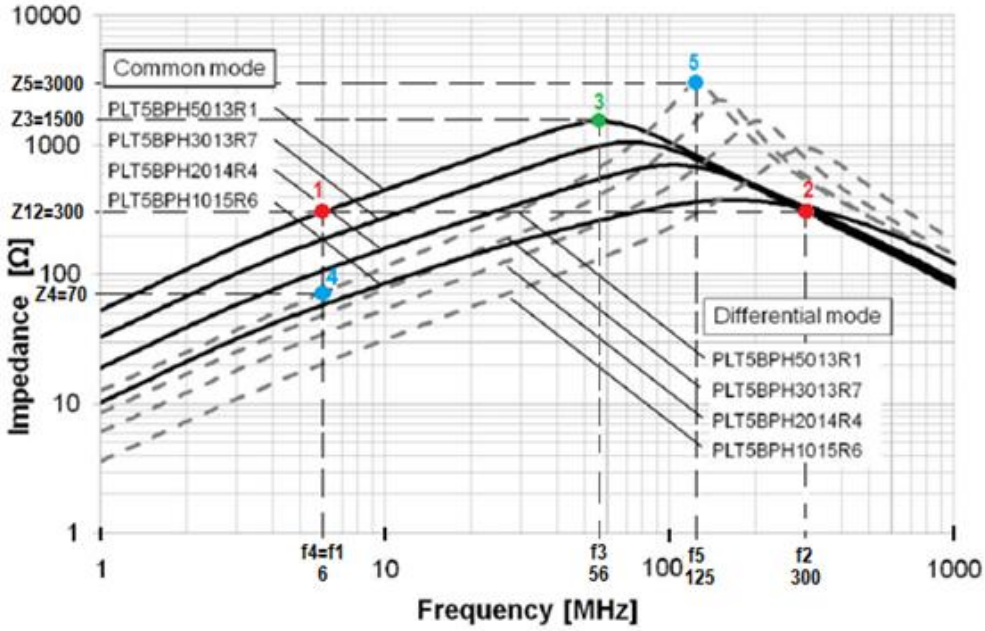


Рис. 3. Частотные характеристики импеданса дросселя PLT5BPH5013R1 (заимствовано из даташита фирмы Murata)

1. Отсчитывают значения частот $f1$=6 МГц и $f2$=300 МГц на пересечении в точках 1 и 2 сплошной линии верхнего графика на рис. 3 (Common mode) с проходящим горизонтально уровнем импеданса $Z12$=300 Ом. Значение уровня $Z12$ выбрано меньшим максимума $Z3$=1500 Ом, достигаемого на частоте $f3$=56 МГц, и может быть произвольно другим, например, 200 Ом или 500 Ом. Но тогда, естественно, изменятся и значения частот $f1$ и $f2$. Точкой 4 отмечено значение импеданса $Z4$=70 Ом на частоте $f4$=6 МГц, той же, что и $f1$, но уже в режиме Differential mode. Частота резонанса $f5$=125 МГц и импеданс $Z5$=3 кОм соответствуют координатам точки 5 максимума графика также в режиме измерений Differential mode.

2. Используя полученные в п. 1 исходные данные, а именно, значения величин $Z12$, $f1$, $f2$, $Z3$, $Z4$, $Z5$ и $f5$, по выражениям (1)–(6) находят искомые неизвестные значения шести параметров модели K, L, $C1$, $R1$, $C2$, $R2$.

$$K = \frac{\dfrac{4Z12}{Z4} - 1}{\dfrac{4Z12}{Z4} + 1}. \tag{1}$$

$$L = \frac{Z3(f2 - f1)}{\pi f2 f1 (1 + K)\sqrt{\left(\dfrac{Z3}{Z12}\right)^2 - 1}}. \tag{2}$$

$$C1 = \frac{\sqrt{\left(\frac{Z3}{Z12}\right)^2 - 1}}{4\pi Z3(f2 - f1)}. \quad (3)$$

$$R1 = 2Z3. \quad (4)$$

$$C2 = \frac{1}{8\pi^2 f5L(1-K)} - \frac{C1}{2}. \quad (5)$$

$$R2 = \frac{2R1Z5}{2R1 - Z5}. \quad (6)$$

Коэффициент индуктивной связи между обмотками K=0.89, индуктивность каждой обмотки L=8,42 мкГн, паразитная межвитковая емкость каждой обмотки $C1$=0.884 пФ, паразитное параллельное сопротивление активных потерь в каждой обмотке $R1$=3 кОм, паразитная емкость между обмотками $C2$=0.431 пФ, сопротивление активных потерь между обмотками в режиме измерения Differential mode $R2$=6 кОм.

3. Для проверки расчетов по выражениям (7) и (8) строят частотные графики импеданса рассчитанной модели $zc(f)$ и $zd(f)$, соответственно, для режимов измерения Common mode и Differential mode (рис. 4).

$$zc(f) = \frac{1}{\sqrt{\frac{4}{R1^2} + \left(4\pi fC1 - \frac{1}{\pi fL(1+K)}\right)^2}}. \quad (7)$$

$$zd(f) = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{2R1+R2}{2R1R2}\right)^2 + \left[2\pi f\left(\frac{C1}{2} + C2\right) - \frac{1}{4\pi fL(1-K)}\right]^2}}. \quad (8)$$

Для расчета параметров модели и построения частотных графиков импеданса, на основании полученных математических выражений была разработана программа в математическом пакете Mathcad.

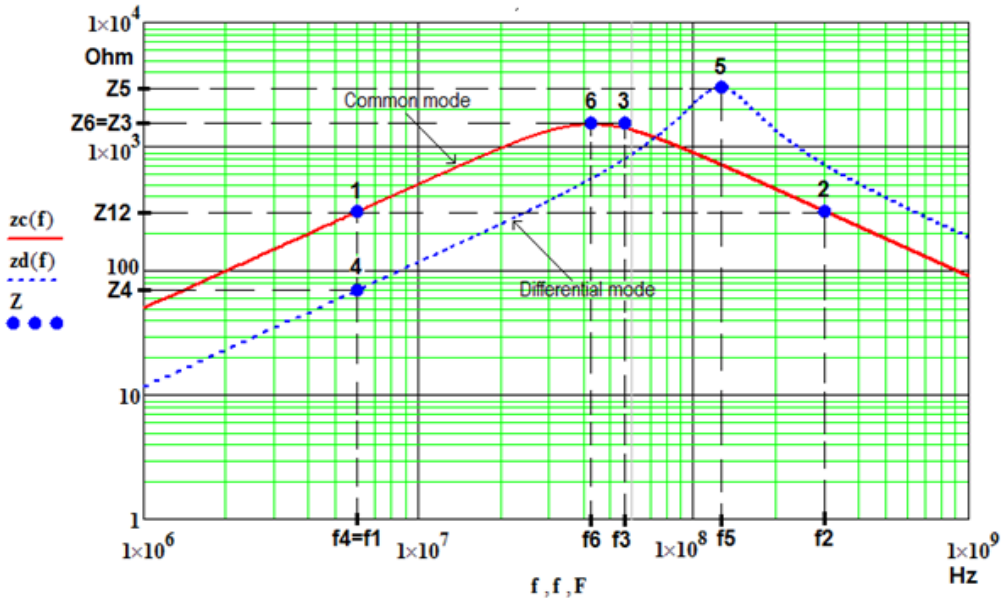


Рис. 4. Частотные характеристики импеданса уточненной модели дросселя PLT5BPH5013R1, рассчитанной по предложенному методу

Используя схему и значения параметров элементов рассчитанной уточненной модели, построить частотные графики импеданса можно также и без применения выражений (7) и (8) непосредственно в программе-симуляторе, в котором производится моделирование разрабатываемого устройства. Координаты точек 1-5 на рис. 4 те же, что и на рис. 3. Точка 6 отмечает максимальное значение графика модели для режима Common mode.

Сопоставление графиков на рис. 4 и рис. 3 показывает, что достигнуто хорошее совпадение характеристик импеданса рассчитанной модели с приведенными в даташите типовыми характеристиками дросселя PLT5BPH5013R1 для обоих режимов измерения. Это гарантирует проведение достоверного компьютерного моделирования во всем рабочем диапазоне частот, заявленном в даташите.

Характерные особенности расчета моделей. Отметим характерные общие особенности, присущие графикам импеданса уточненных моделей индуктивных компонентов, независимо от значений их параметров. Эти особенности можно использовать для контроля отсутствия ошибок при расчетах параметров моделей. Графики любой рассчитанной модели всегда должны проходить точно через выбранные при расчете модели характерные точки 1 и 2 графика даташита для режима Common mode и через характерные точки 4 и 5 для режима Differential mode (рис. 3, рис. 4). На частоте $f6$ (рис. 4), равной среднему геометрическому значению частот $f1$ и $f2$, график модели в режиме Common mode всегда должен достигать максимума со значением импеданса, равным $Z3$, которого также достигает и максимум графика из даташита на частоте $f3$. Однако совпадение частоты максимума графика модели $f6$ с частотой максимума графика даташита $f3$ в общем случае не гарантируется. В рассматриваемом случае частота $f3$ равна приблизительно 56 МГц (точка 3, рис. 3, рис. 4), а частота $f6$ равна 42.4 МГц (точка 6, рис. 4). Поэтому вследствие различия частот $f6$ и $f3$ при равенстве значений импеданса в обеих точках максимумов $Z6=Z3=1500$ Ом, график модели для режима Common mode на частоте $f3$ проходит чуть ниже точки 3. Такие незначительные расхождения не могут сколько-нибудь заметно повлиять на результаты моделирования схем, тем более что реальные дроссели имеют некоторый разброс значений параметров, не отраженный в типовых графиках даташита. Поэтому дальнейшее усложнение схемы модели и метода ее расчета, с целью еще более точного приближения к усредненным типовым графикам даташита, практического смысла не имеет.

Заключение. Показано, что в частотных графиках импеданса ЭМС-компонентов с индуктивно-связанными обмотками для режимов измерения Common mode и Differential mode, приводимых в даташитах компаний-производителей, заключена опосредованная информация, достаточная для построения уточненных моделей компонентов и обеспечения достоверности компьютерного моделирования электрических схем с учетом требований ЭМС в диапазонах частот, определяемых соответствующими стандартами.

Разработана эквивалентная схема уточненной модели синфазного дросселя и метод ее расчета. Получены необходимые математические выражения, используемые для построения уточненных моделей ЭМС-компонентов для моделирования на общедоступных компьютерных программах-симуляторах. Применение метода показано на примере расчета конкретной модели ЭСМ-компонента. Разработанный метод применяется при проектировании радиоэлектронной аппаратуры специалистами Унитарного предприятия «ИЦТ ГОРИЗОНТ», в том числе при разработке авиационной и бортовой наземной аппаратуры [3].

Метод позволит разработчикам отечественной радиоэлектронной аппаратуры при схемотехническом моделировании с учетом требований ЭМС решить одну из «болевых» значимых проблем импортозамещения труднодоступного специализированного программного обеспечения.

METHOD FOR CALCULATION OF IMPROVED MODELS OF EMC COMPONENTS WITH INDUCTIVELY COUPLED WINDINGS

I.B. SEMIRECHANSKI

Abstract

A method for creating improved models of inductive components is proposed to ensure the reliability of computer simulation of electrical circuits of radio electronic devices in a wide frequency range and to reduce the risks of non-fulfillment of the requirements for electromagnetic compatibility (EMC). The application of the method solves one of the problems of import substitution of specialized software.

Список литературы

1. Noise Suppression by EMIFIL [Электронный ресурс]. – 2013. – Режим доступа : https://www.murata.com/-/media/webrenewal/support/library/catalog/products/emc/emifil/c35e.ashx?la=en&cvid=20180109064348133600. – Дата доступа : 12.01.2023.

2. PLT5BPH5013R1SN Datasheet. Murata Manufacturing [Электронный ресурс]. – 2023. – Режим доступа : https://www.murata.com/en-us/api/pdfdownloadapi?cate=&partno=PLT5BPH5013R1SN%23. – Дата доступа : 12.01.2023.

3. Семиреченский, И. Б. Повышение качества и сокращение сроков разработки телевизионной аппаратуры путем активного внедрения методов имитационного компьютерного моделирования алгоритмов обработки сигналов / И. Б. Семиреченский // Современные телевизионные технологии. Состояние и развитие : тезисы докл. Международной научн.-техн. конф. МНИТИ. – М., 2002. – С. 26–28.

УДК 004.422.8:004.31

МОДУЛЬ ОТЛАДОЧНЫЙ УНИВЕРСАЛЬНЫЙ ДЛЯ МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ СЕМЕЙСТВА AVR

В.В. БОЖЕНКОВ[1], Н.С. СОБЧУК[2], А.И. ФИЛИСТОВИЧ[3]

[1]*Учреждение образования «Белорусская государственная академия связи»,*
ул. Ф. Скорины, 8/2, Минск, 220076, Беларусь
ORCID: https://orcid.org/0000-0002-5999-0358

[2]*Учреждение образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»,*
ул. П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь
ORCID: https://orcid.org/0009-0001-5921-0614

[3]*Учреждение образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»,*
ул. П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь
ORCID: https://orcid.org/0009-0000-5641-8922

Поступила в редакцию 20 сентября 2022

Приведены результаты разработки универсального отладочного модуля для микроконтроллеров семейства AVR. Универсальность созданного модуля отладочного обеспечивается использованием универсального разъема и коммутаторов для подключения линеек любых микроконтроллеров семейств AVR. Отладочный модуль позволяет оперативно и качественно разработать прототип проекта любой сложности на базе микроконтроллеров AVR. Он может использоваться как в учебных целях, так и для реального проектирования.

Ключевые слова: отладочный модуль, микроконтроллер, семейство AVR, универсальность, качество.

Введение. В настоящее время возможностей применения микроконтроллеров огромное множество, и практически в каждом случае задача уникальна, а значит не практично разрабатывать отдельное устройство для каждой задачи. При разработке микроконтроллерного устройства предполагается, что оно может быть применено в различных областях. Такая универсальность достигается путем программирования микроконтроллера. А для отладки программы требуются устройства тестирования.

Основанная в 1984 г. фирма «Atmel Corp» (США) на данный момент является одним из признанных лидеров в области производства широкого спектра микроэлектронных компонентов: микросхем энергонезависимой памяти, микроконтроллеров общего назначения и микросхем программируемой логики [1].

Микроконтроллеры AVR приобрели большую популярность, привлекая разработчиков достаточно выгодным соотношением таких показателей, как цена, быстродействие и энергопотребление. Кроме того важными параметрами являются удобные режимы программирования, доступность программно-аппаратных средств поддержки и широкая номенклатура выпускаемых кристаллов.

Микроконтроллеры AVR успешно и широко применяются при построении систем беспроводной передачи данных — разработаны специализированные устройства для сетей стандартов IEEE 802.15.4, ZigBee, Wi-Fi, Remote Access Control и других, лежащих в основе концепции «Интернета вещей» (IoT, Internet of Things).

В рамках единой базовой архитектуры AVR-микроконтроллеры подразделяются на три семейства:

1) Tiny AVR – дешевые и довольно простые по конструкции микроконтроллеры в 8-выводном исполнении;

2) Classic AVR – базовая линия микроконтроллеров;

3) Mega AVR – микроконтроллеры для сложных приложений, требующих большого объема памяти программ и данных [2].

Развитие AVR происходит не только за счет функциональности, но и путем совершенствования технологии производства, при этом выпускаются новые поколения популярных микроконтроллеров. Уменьшение размеров элементов на кристалле способствует оптимизации стоимости изделий и энергопотребления при сохранении или даже увеличении производительности (рис. 1) [3].

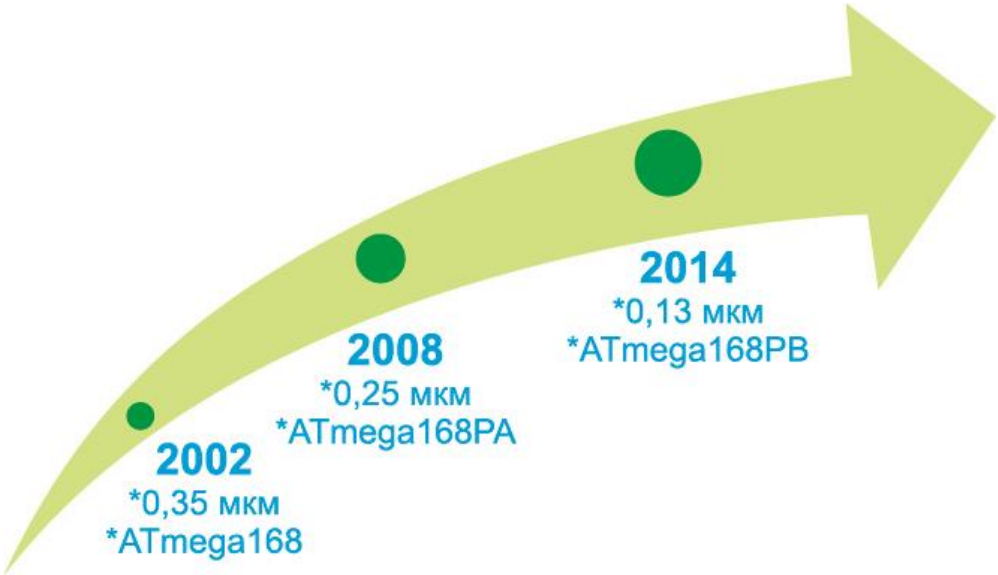


Рис. 1. Этапы развития технологии производства МК AVR

Микроконтроллеры AVR выпускаются в корпусах DIP, SOIC, TQFP, PLCC, MLF, CBGA и других. Примеры некоторых корпусов приведены на рис. 2.

Рис. 2. Корпуса микросхем для микроконтроллеров AVR – DIP, SOIC, TQFP, PLCC

Как видим, корпуса для AVR микроконтроллеров есть на любой вкус и потребности. Можно выбрать недорогой чип в корпусе DIP8 и смастерить миниатюрную игрушку или же какое-то простое устройство, а можно использовать более функциональный и дорогой микроконтроллер в корпусе TQFP64 и подключить к нему разнообразные датчики, индикаторы и исполнительные устройства для выполнения более серьезных задач.

Для разработчиков AVR весьма удобны микросхемы в корпусе DIP, так как данные микросхемы удобно паять, и они очень просто монтируются на разнообразных монтажных панелях, к примеру, на Breadboard и других.

Но прежде чем монтировать микросхему на монтажные панели, их надо запрограммировать.

Наиболее распространенным языком программирования, который используется для микроконтроллеров AVR, является язык C. Также могут использоваться BASIC, Pascal и Assembly. Чаще всего используется процедурный C, поскольку он быстро кодируется и не является символическим машинным языком, который трудно освоить и запомнить. Набор команд процессора микроконтроллера AVR изначально разрабатывался с учетом особенностей языка C. Atmel также предлагает пользователям бесплатное программное обеспечение AVR Studio для отладки и написания программ. AVR Studio также может имитировать работу программы. Итоговый программный код может быть передан в микроконтроллер с помощью эмулятора JTAG.

Сегодня существует большое количество бесплатных инструментов разработки, таких как инструменты GNU, портированные для кросс-компиляции AVR WinAVR или avr-gcc, AVR-LibC. Чтобы программировать микроконтроллеры AVR, необходимо использовать специальные отладочные платы.

Официальные инструменты разработки и оценочные комплекты Atmel AVR содержат ряд стартовых комплектов и инструментов отладки с поддержкой большинства устройств AVR.

Особенно ценятся так называемые платы разработки или оценки, которые включают периферийные устройства (светодиоды, переключатели и т. д.) в дополнение к AVR. Atmel предлагает официальные платы (STK200, STK500, STK600), которые достаточно универсальны. Существуют отдельные платы для специальных типов микроконтроллера. Наиболее популярные будут описаны ниже.

Стартовый комплект STK600. Является обновлением STK500. Включает базовую плату, плату маршрутизации сигналов и целевую плату, источник питания, часы, внутрисистемное программирование, порт RS-232 и порт CAN (сеть контроллеров, автомобильный стандарт) через разъемы DE9, а также контакты для сигналов GPIO от целевого устройства. Целевые платы имеют разъемы ZIF для пакетов DIP, SOIC, QFN или QFP, в зависимости от платы. Плата маршрутизации сигналов располагается между базовой платой и целевой платой и направляет сигналы на соответствующий контакт на плате устройства. Платы маршрутизации сигналов, которые можно использовать с одной целевой платой, достаточно многообразны, выбор зависит от того, какое устройство планируется подключить к разъему ZIF. STK600 позволяет осуществлять внутрисистемное программирование с ПК через USB, оставляя порт RS-232 доступным для целевого микроконтроллера. 4-пиновый разъем на STK600, помеченный как «RS-232 запасной», может подключать любой порт USART уровня TTL на микросхеме к встроенной микросхеме MAX232 для преобразования сигналов в уровни RS-232. Сигналы RS-232 подключаются к контактам RX, TX, CTS и RTS на разъеме DB-9.

STK500 включают ISP и программирование высокого напряжения (HVP) для всех устройств AVR, напрямую или через платы расширения. Плата оснащена разъемами DIP для всех AVR, доступных в корпусах DIP.

STK200 имеют разъем DIP, на который можно установить микросхему AVR в 40-, 20- или 8-пиновом корпусе. Плата имеет 4 МГц-овый источник тактовых импульсов, 8 светоизлучающих диодов (СИД), 8 входных кнопок, RS-232 порт, разъем для 32k SRAM и многочисленные разъемы общего ввода/вывода. Микросхема может быть запрограммирована с помощью ключа, подключенного к параллельному порту.

AVRISP и AVRISP mkII – недорогие инструменты, позволяющие программировать всю линейку микроконтроллеров AVR через ICSP. AVRISP подключается к ПК через последовательный порт и получает питание от целевой системы. AVRISP позволяет

использовать любую из «стандартных» распиновок ICSP, 10-пиновый или 6-пиновый разъем. AVRISP mkII подключается к ПК через USB и получает питание через USB. Светодиоды, видимые через полупрозрачный корпус, показывают состояние целевой мощности.

Atmel Dragon подключается к ПК через USB. Dragon может программировать все AVR через JTAG, HVP, PDI или ICSP. Dragon также позволяет производить отладку всех AVR через JTAG, PDI или debugWire. У Dragon есть небольшая зона для прототипов, в которой можно разместить 8-, 28- или 40-контактный AVR, включая соединения с питанием и контактами программирования.

AVR Butterfly – это автономный компьютер с батарейным питанием, на котором установлен микроконтроллер Atmel AVR ATmega169V. Плата включает в себя ЖК-экран, джойстик, динамик, последовательный порт, часы реального времени (RTC), микросхему флэш-памяти, а также датчики температуры и напряжения. Более ранние версии AVR Butterfly также содержали фоторезистор CdS. AVR Butterfly поставляется с предустановленным программным обеспечением для демонстрации возможностей микроконтроллера. Заводская прошивка может прокручивать ваше имя, отображать показания датчиков и показывать время. AVR Butterfly также имеет пьезоэлектрический преобразователь, который можно использовать для воспроизведения звуков и музыки. AVR Butterfly демонстрирует управление с помощью ЖК-дисплея на 14-сегментном шести буквенно-цифровом дисплее. Процессор ATmega169 от Butterfly способен развивать скорость до 8 МГц, но программно установлен на 2 МГц, чтобы продлить срок службы батареи. Предустановленная программа загрузчика позволяет перепрограммировать плату через стандартный последовательный разъем RS-232 [5–10].

Все демонстрационные платы перечислять в данной статье мы не будем. Отметим только, что кроме официальных решений, различные производители предлагают недорогие альтернативы. Однако, имеющиеся отладочные модули обладают недостаточной универсальностью.

Результаты и их обсуждение. Устройство является универсальной системой для отладки микроконтроллеров AVR. Плата не привязана к конкретному микроконтроллеру, а имеет универсальный разъем, к которому можно подключить модуль с любым микроконтроллером. На данный момент разработаны модули для микроконтроллеров:

– ATmega8;
– ATmega16;
– ATmega162;
– ATtiny2313;
– ATtiny13.

Возможна разработка модулей и под другие микроконтроллеры.

Структурная схема разработанного отладочного модуля показана на рис. 3. Отличительной особенностью является наличие коммутаторов, с помощью которых можно, в зависимости от внутренней структуры микроконтроллера, подключать требуемые входные и выходные устройства. В качестве входных устройств используются кварцевые генератор и резонатор, датчики температуры, энкодер, фототранзистор, матричная и линейчатая клавиатуры, преобразователи уровней MAX232 и MAX435, IR-приемник. Выходными устройствами являются пьезоэлектрический преобразователь, IR-передатчик, четыре вида индикаторов, драйвер ULN 2803, две оптопары с симисторным выходом и одну транзисторную оптопару.

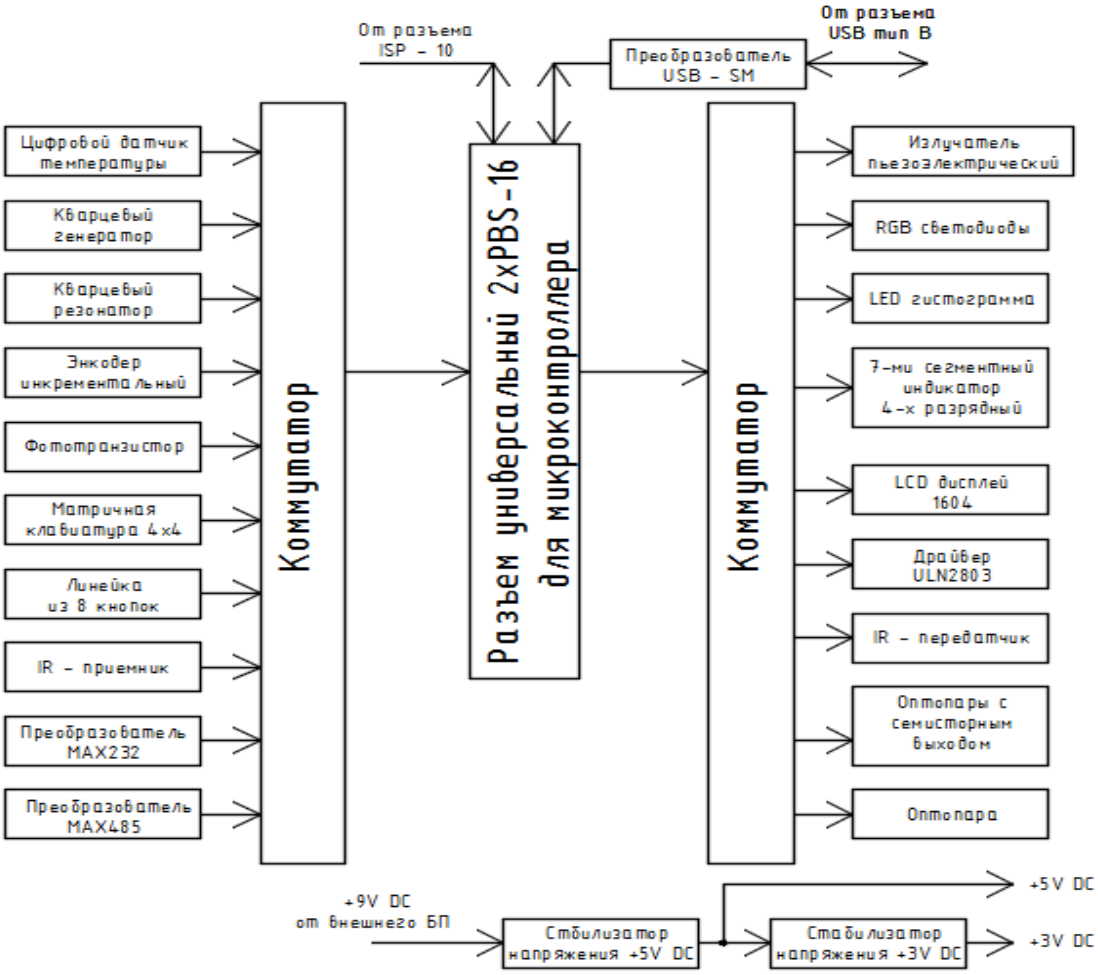


Рис. 3. Структурная схема разработанного отладочного модуля для линеек любых микроконтроллеров семейств AVR

Универсальный отладочный модуль может быть полностью запитан от USB разъема, аккумулятора и внешнего источника питания. Для питания электронных компонентов с помощью стабилизаторов напряжения формируются напряжения 5 и 3.3 вольта. Устройство включает в себя все необходимое для отладки: ЖК и светодиодные дисплеи, часы реального времени и EEPROM память, интерфейсы RS232 и RS485, разъемы для подключения клавиатуры, кнопки, светодиоды и т. д.

Основой отладочного модуля является программатор-преобразователь USB–SP1, который собран с использованием микроконтроллера ATMEGA8-16PUTQFP-32 и микросхемы EEPROM памятиAT24C256 SO-8.

К этой наиболее важной части всего устройства, которая управляет процессорным модулем и остальной частью устройства, подключаются светодиодные дисплеи, таймер и I2C интерфейс, UART и инфракрасный приемник.

Остальные части устройства соединяются между собой и подключаются по мере необходимости к универсальному разъему при помощи специальных проводов, перемычек и переключателей. Некоторые части постоянно соединены с портами выбранного микроконтроллера (например, LCD). Отладочная плата подключается к компьютеру через разъем USB-TimeB.

В отладочном модуле имеется разъем, который позволяет подключать дополнительные датчики и разъем для подключения клавиатуры персонального компьютера.

На плате имеется дополнительный генератор частоты 16 мГц. Также имеется дополнительный кварцевый резонатор X3 для любых целей.

Дисплей LCD (20x4) является главным элементом для отображения данных. В случае необходимости для отключения линий управления дисплеем, подключенным к главному процессору, имеется специальный переключатель.

Для преобразования уровней COM порта используется популярная микросхема MAX232.

На плате установлены два светодиодных дисплея. Резисторные сборки ограничивают ток через сегменты дисплеев. Дисплеи соединены с процессорным модулем через разъемы. Также на плате установлены RGB светодиоды с токоограничительными резисторами.

Симисторы с оптопарами позволяют управлять нагрузкой 220 В. Варисторы защищают выход.

Выводы энкодера разведены на разъем. На плате есть также оптропара для любых целей.

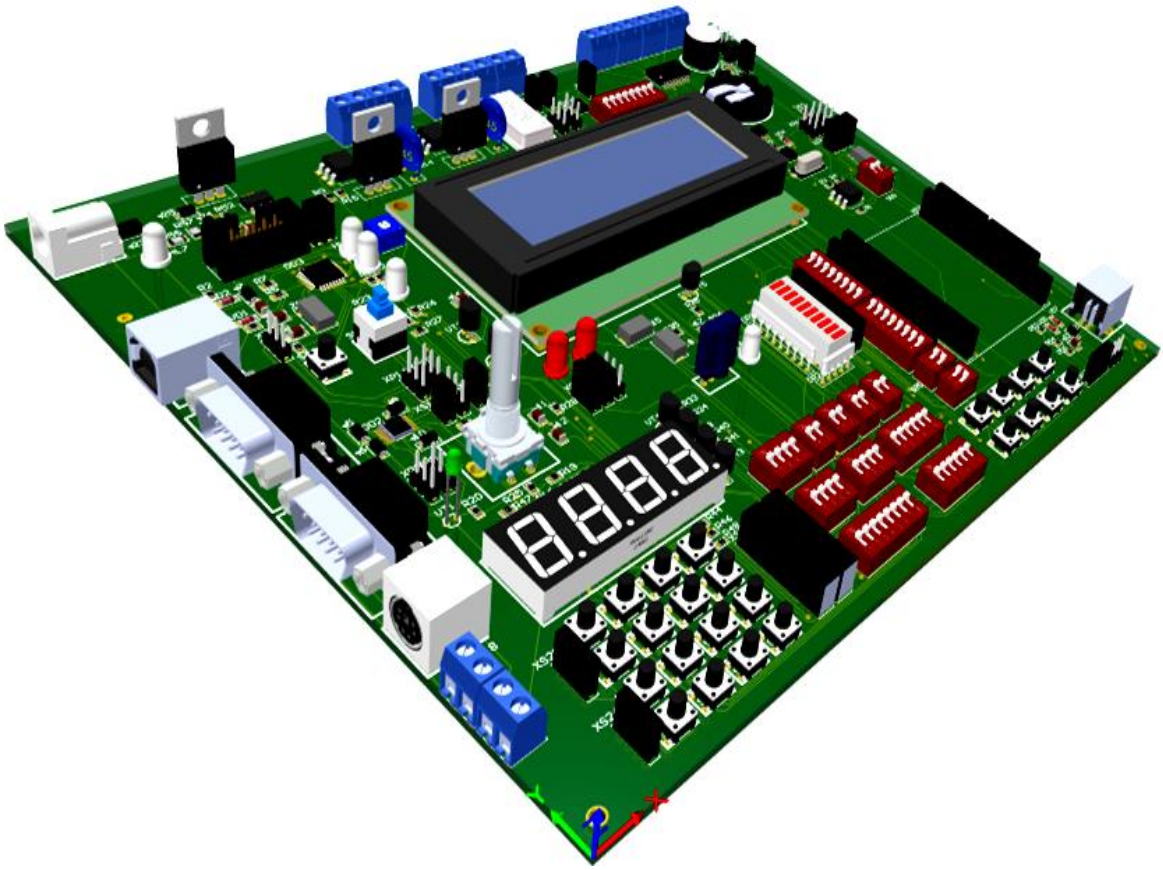


Рис. 4. Печатная плата универсального отладочного модуля, выполненная в CAD системе

Устройство изготавливается на основе печатной платы. Печатная плата универсального отладочного модуля имеет вид, показанный на рис. 4. Плата изготавливается из текстолита 1,5 мм и крепится к металлическому шасси. На всех микросхемах рекомендуется использовать панели. Перед включением платы нужно проверить схему на предмет коротких замыканий с помощью мультиметра, особенно проверить короткие замыкания между GND и +5В, так как плата подключается к порту USB.

В устройство устанавливается микроконтроллер, после чего сборка подключается к компьютеру. Устанавливается режим программирования. Когда контроллер запрограммирован, его можно протестировать, используя устройства периферии.

При программировании возможно использование языка Assembler. В качестве примера приведем алгоритм тестовой программы для управления индикатором с помощью кнопки (рис. 5) и текст самой программы (табл. 1).

Рис. 5. Алгоритм тестовой программы для управления индикатором с помощью кнопочного переключателя

Код тестовой программы для управления индикатором с помощью кнопочного переключателя написан на языке Assembler и скомпилирован в программной среде AVR Studio 6. Проверен в программе Proteus ISIS 7.

Таблица 1

Текст тестовой программы для управления индикатором с помощью кнопочного переключателя

1 .include”tn2313def.inc”	//присоединить файл описанный
2 .list	//включить листинг
3 .deftemp=R16	//определить рабочий регистр
//Начало программного кода	
4 .cseg	//выбрать сегмент программного кода
5 .org 0	//установить текущий адрес на «0»
//Инициализация стека	
6 ldi temp,RAMEND	//выбрать адрес вершины стека
7 out SPL, temp	//записать его в регистр стека
//Инициализация портов ВВ	
8 ldi temp,0	//записать «0» в регистр temp
9 out DDRD, temp	//записать «0» в DDRD (PD на ввод)
10 ldi temp,0xFF	//записать «,0xFF» в temp
11 out DDRB, temp	//установить PB на вывод
12 out PORTB, temp	//выключить светодиод
13 out PORTD, temp	//включить внутренние резисторы
//инициализация компаратора	
14 ldi temp,0x80	
15 out ACSR, temp	//включить компаратор
//начало цикла	
16 main: in temp,PIND	//прочитать содержимое порта D
17 sbrc temp,0	//прочитать младший разряд
18 rimp main	//если не «0» перейти в main
//Переключатель светодиода	
19 in temp,PINB	//прочитать содержимое порта B
20 sbrs temp,0	//проверить младший разряд
21 rimp m1	//выполнить безусловный переход
22 sbi PORTB,0	//установить выход PBO в «1»
23 rimp m2	//выполнить безусловный переход
24 m1 cbi PORTB,0	//сбросить PBO
//Цикл ожидания отпускания кнопки	
25 m2 in temp,PIND	//прочитать содержимое порта D
26 sbrs temp,0	//проверить младший разряд
27 rimp m2	//продолжить ожидание
28 rimp main	//перейти к началу цикла

Заключение. Отличительной особенностью разработанного отладочного модуля является наличие коммутаторов, с помощью которых можно, в зависимости от внутренней структуры микроконтроллера, подключать требуемые входные и выходные устройства.

В отладочном модуле сочетаются удобный интерфейс, возможность быстрого программирования микроконтроллеров, возможность создания широкого круга микроконтроллерных рабочих систем благодаря наличию устройств управления прецизионными следящими приводами и наличию датчиков. Применение отладочного модуля позволит удешевить и ускорить разработку микроконтроллерных рабочих систем.

THE MODULE DEBUGGING UNIVERSAL FOR FAMILY AVR MICROCONTROLLERS

W.W. BOJENKOW, N.S. SOBCHUK, A.I. FILISTOWICH

Abstract

Results of working out of the universal debugging module for family AVR microcontrollers are resulted. Universality of the created module debugging is provided with use of a universal socket and switchboards for connection of rulers of any microcontrollers of families AVR. The debugging module allows operatively and to develop qualitatively a prototype of the project of any complexity on the basis of microcontrollers AVR. It can be used both in the educational purposes, and for real designing.

Список литературы

1. Микроконтроллеры AVR фирмы «ATMEL» [Электронный ресурс]. – Режим доступа : http://proga-school.narod.ru/MK_ATMEL/ MK_ AVR_ATMEL.htm. – Дата доступа : 21.08.2022.
2. Кочегаров, И. И. Микроконтроллеры AVR. Лабораторный практикум : учеб. пособие / И. И. Кочегаров, В. А. Трусов. – Пенза : Издательство ПГУ, 2012. – 122 с.
3. Кривченко, И. Перспективные микроконтроллеры AVR компании Atmel / И. Кривченко, А. Рыжаков // Компоненты и технологии. – 2015. – № 5. – С. 61–66.
4. Баранов, В. Н. Применение микроконтроллеров AVR: схемы, алгоритмы, программы / В. Н. Баранов. – Додэка-XXI, 2006. – 288 с.
5. Средства разработки и отладки для микроконтроллеров 1874ВЕ36, 1874ВЕ 36А, Л1874ВЕ36, Л1874ВЕ36А и микроконтроллеров MCS-196 [Электронный ресурс]. – Режим доступа : http://www.phyton.ru/development-tools/1874ve36. – Дата доступа : 22.08.2022.
6. Отладочный комплект LDM-К1986ВЕ92QI [Электронный ресурс]. – Режим доступа : http://milandr.ru/index.php?mact=Products,cntnt01,details,0&cntnt01productid =264&cntnt01returnid= 68. – Дата доступа : 21.08.2022.
7. Отладочный комплект LDM-К1986ВЕ92QI-Н [Электронный ресурс]. – Режим доступа : https://ldm-systems.ru/product/19002. – Дата доступа : 04.09.2022.
8. Отладочный комплект МСВ-01 [Электронный ресурс]. – Режим доступа : http://www.mechatronica-pro.com/ru/catalog/hardware/71. – Дата доступа : 04.09.2022.
9. Модуль разработчика MBS-К1921ВК01Т [Электронный ресурс]. – Режим доступа : http://www.mechatronica-pro.com/ru/catalog/hardware/43. – Дата доступа : 04.09.2022.
10. Отладочная плата VectorCARD К1921ВК01Т (NT32M4F1) [Электронный ресурс]. – Режим доступа : http: //motorcontrol.ru/production/controlcards/control-card_nt32m4f1. – Дата доступа : 04.09.2022.

УДК 621.383

МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА КРЕМНИЕВЫХ ФОТОЭЛЕКТРОННЫХ УМНОЖИТЕЛЕЙ

О.В. КОЧЕРГИНА

Учреждение образования «Белорусская государственная академия связи», ул. Ф. Скорины, 8/2, Минск, 220076, Беларусь
ORCID: https://orcid.org/0000-0002-3597-0395

Поступила в редакцию 22 марта 2023

Разработан метод определения динамического диапазона кремниевых фотоэлектронных умножителей, который прост в использовании, не требует предварительных измерений, пригоден для работы при изменении любых внешних условий и позволяет получить такие же численные значения, как и при использовании уже известных методов.

Ключевые слова: кремниевый фотоэлектронный умножитель, динамический диапазон.

Введение. Динамический диапазон является одной из основных характеристик фотоприемника, поскольку отражает его регистрирующие способности.

Известно два метода определения динамического диапазона фотоприемников. Один из них основан на измерении критической и пороговой интенсивности и представлен в [1]. Однако для использования этого метода до начала реализации необходимо знать пороговую чувствительность по интенсивности в единичной полосе частот и полосу частот фотоприемника, которые могут изменяться при изменении температуры, длины волны оптического излучения или напряжения питания фотоприемника. Второй метод основан на измерении токов, вызванных оптическим излучением с разными интенсивностями [2]. Для его реализации перед началом использования необходимо знать величину тока шума фотоприемника, которая также зависит от внешних условий. Это усложняет применение указанных методов при проведении измерений динамического диапазона кремниевых фотоэлектронных умножителей (SiФЭУ) в условиях изменения внешних условий эксплуатации фотоприемников.

Поэтому предложен новый метод определения динамического диапазона фотоприемника, не требующий предварительных измерений, пригодный для работы при изменении любых внешних условий и более простой по сравнению с уже используемыми.

Описание метода. Согласно [1] динамический диапазон регистрируемых фотоприемником интенсивностей оптического излучения определяется по формуле:

$$D = \frac{J_{\text{кр}}}{J_{\text{пор}}}, \tag{1}$$

где $J_{\text{кр}}$ – критическая интенсивность оптического излучения; $J_{\text{пор}}$ – пороговая интенсивность оптического излучения.

Критическая интенсивность – это максимальное значение интенсивности, при которой наблюдается линейная зависимость отклика фотоприемника от интенсивности оптического излучения, воздействующего на фотоприемник. Она определяется по энергетической характеристике.

Пороговая интенсивность – это минимальное значение интенсивности, которое может быть зарегистрировано фотоприемником. Согласно [1] ее можно определить как:

$$J_{\text{п}} = J_{\text{п1}} B, \tag{2}$$

где $J_{п1}$ – пороговая чувствительность по интенсивности в единичной полосе частот; B – полоса частот фотоприемника.

Пороговая чувствительность по интенсивности в единичной полосе частот может быть определена по формуле:

$$J_{п1} = J_0 \frac{U_ш}{U_ф B}, \quad (3)$$

где J_0 – среднеквадратическое значение интенсивности оптического излучения; $U_ф$ – падение напряжения на сопротивлении нагрузки в результате воздействия оптического излучения; $U_ш$ – напряжение шума.

На основании приведенных выражений получаем формулу для определения динамического диапазона:

$$D = J_{кр} \frac{U_ф}{J_0 U_ш}. \quad (4)$$

Согласно формуле (4) для вычисления динамического диапазона фотоприемника необходимо:

– определить критическую интенсивность излучения $J_{кр}$;

– задать интенсивность оптического излучения J_0, измерить для этого излучения величину $U_ф$;

– измерить напряжение шума $U_ш$.

Для реализации этого метода была собрана экспериментальная установка, представленная на рис. 1. В представленной установке при помощи коммутатора К к источнику оптического излучения ИИ подключают генератор электрических пилообразных импульсов Г, модулирующий оптическое излучение источника ИИ.

Излучение от источника ИИ через открытую диафрагму Д поступает на фотоприемник Ф. При этом зеркало З находится в положении 1. Напряжение питание на фотоприемник Ф подается от источника постоянного напряжения $ИП_2$. К фотоприемнику Ф подключен резистор нагрузки $R_н$. Один из контактов резистора нагрузки соединен с корпусом установки, а другой – с фотоприемником и вторым входом двухканального цифрового осциллографа.

Под воздействием модулированного оптического излучения на фотоприемнике Ф изменяется величина электрического тока, протекающего через него. При этом на резисторе нагрузки $R_н$ формируется фотоотклик. Для определения вида этого фотоотклика используется двухканальный цифровой осциллограф ОС. Один из каналов осциллографа подключается к этому резистору, а другой к выходу генератора Г.

Двухканальный цифровой осциллограф применяется для определения наименьшего значения напряжения питания источника излучения U_{min}, для которого величина напряжения фотоотклика остается линейной. Интенсивность, соответствующая U_{min} будем считать критической. После определения U_{min} величина этого напряжения выставляется на выходе источника питания $ИП_1$. Затем данный источник питания при помощи коммутатора К подключается к источнику оптического излучения ИИ, а зеркало З переводят в положение 2. При этом коммутатор К отключает источник ИИ и генератор Г. В этом случае на выходе источника излучения ИИ появляется оптическое излучение постоянной интенсивности. Оптическое излучение от источника направляют на дозиметр оптического излучения ДИ. Дозиметр ДИ используется для определения $J_{кр}$.

После измерения величины $J_{кр}$ напряжение на выходе источника питания $ИП_1$ понижают до величины 0,9 U_{min}. Измеряют величину интенсивности, соответствующую напряжению 0,9 $U_{min.}$ Полученное значение интенсивности соответствует J_0. Источник питания $ИП_1$ оставляют подключенным к источнику оптического излучения ИИ, напряжение питания на ИП1 возвращают до значений U_{min}, а зеркало З возвращают в положение 1.

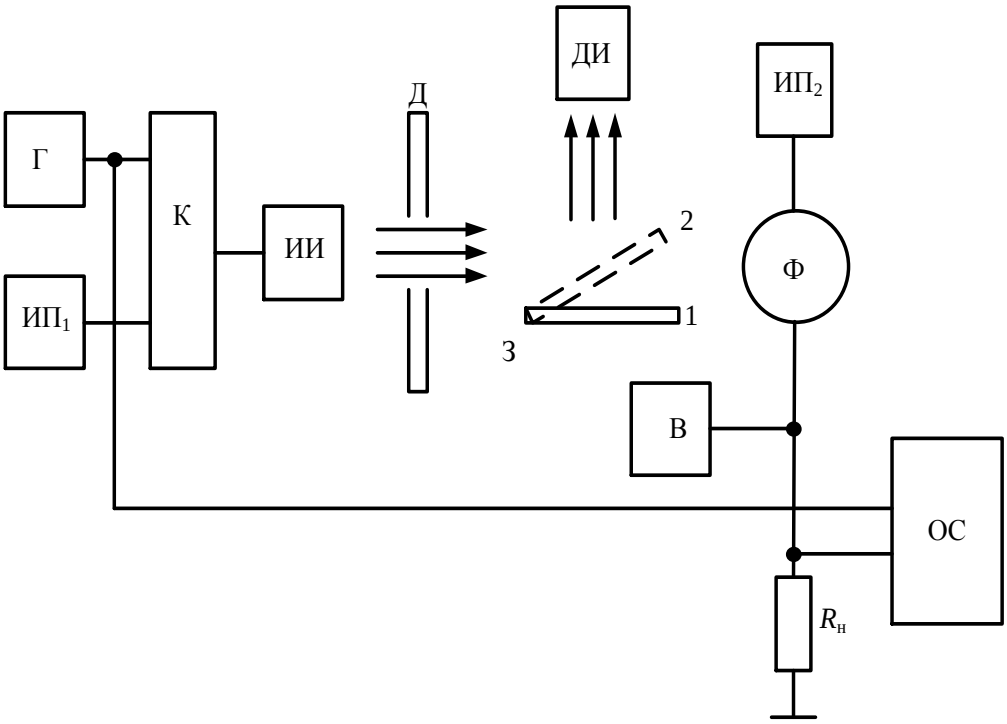


Рис. 1. Функциональная схема для реализации метода определения динамического диапазона: Г – генератор пилообразных импульсов; ИП$_1$ – источник питания источника оптического излучения; К – коммутатор; ИИ – источник оптического излучения; Д – диафрагма; ОС – двухканальный цифровой осциллограф; ИП$_2$ – источник питания фотоприемника; В – вольтметр; $R_н$ – сопротивление нагрузки; ДИ – дозиметр оптического излучения; З – зеркало

Оптическое излучение от источника излучения ИИ через диафрагму Д направляют на фотоприемник Ф и вольтметром В измеряют величину $U_{фт}$, являющуюся падением напряжения на резисторе $R_н$. Затем перекрывают при помощи диафрагмы Д оптическое излучение, поступающее на фотоприемник Ф. После этого измеряют вольтметром В величину $U_т$ падения напряжения на резисторе $R_н$. Затем вычисляют напряжение фотоотклика как $U_ф = U_{фт} – U_т$ [3].

При закрытой диафрагме по двухканальному цифровому осциллографу определяют напряжение шума $U_ш$. После чего по полученным данным вычисляют динамический диапазон фотоприемника по формуле (4).

Временные диаграммы воздействия и фотоотклика представлены на рис. 2.

Напряжение, приложенное к источнику, увеличивается по линейному закону от 0 В до U_{max}, после чего резко уменьшается до 0 В. Величина U_{max} выбирается такой, для которой интенсивность источника оптического излучения максимально возможна. Коэффициент линейности зависимости между приложенным напряжением и интенсивностью оптического излучения светодиода составил 0,213 Вт/(см^2×В).

При напряжениях питания фотоприемника $U_{пит} < U_{пр}$ фотоотклик имеет линейный вид и отличается от форм воздействия углом наклона к оси времени. При напряжениях питания фотоприемника $U_{пит} > U_{пр}$ напряжение фотоотклика сначала увеличивалось по линейному закону, а после достижения некоторого значения $U_{нас}$ линейный рост прекращался. При резком уменьшении напряжения питания источника, напряжение фотоотклика также уменьшается.

Частота генерируемого сигнала при этом должна выбираться исходя из значений мертвого времени используемых фотоприемников [3].

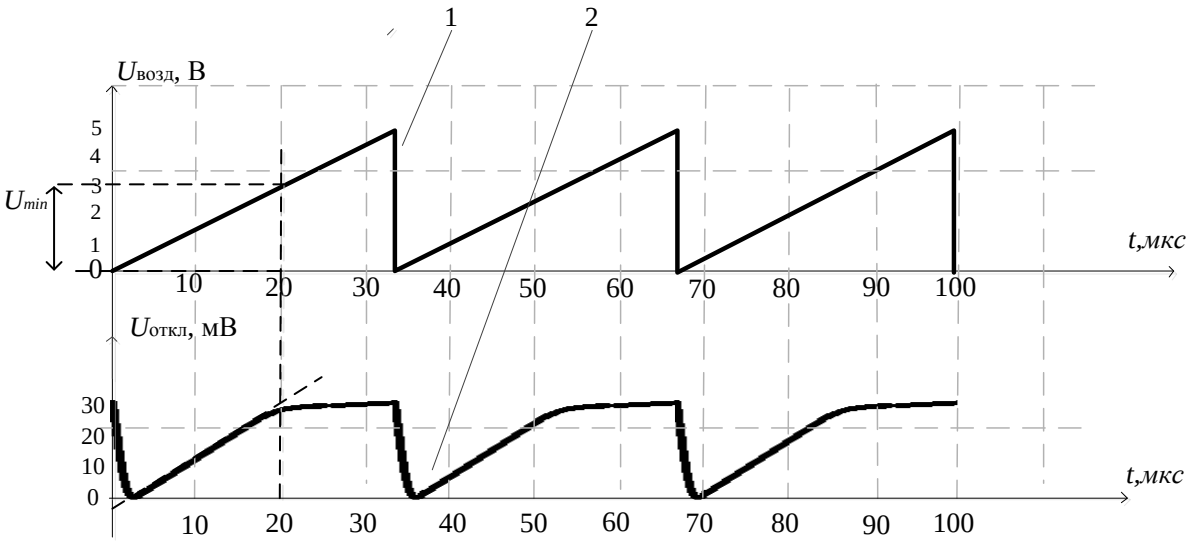


Рис. 2. Осциллограмма воздействия и отклика фотоприемника при определении $J_{кр}$: 1 – осциллограмма воздействия; 2 – осциллограмма отклика

Таким образом, предложенный метод позволяет в процессе измерения получать все необходимые величины для определения динамического диапазона.

Заключение. Предложенный метод позволяет получить числовые значения идентичные значениям, полученным уже известными методами без предварительных измерений и при воздействии различных внешних условий эксплуатации фотоприемника. Отклонение результатов составляет не более 10 % при погрешности измерения 8–10 %.

DETERMINATION OF THE DYNAMIC RANGE OF SILICON PHOTOMULTIPLIER

O.V. KOCHERGINA

Abstract

A method for determining the dynamic range of silicon photomultipliers has been developed, which is easy to use, doesn’t require preliminary measurements, is suitable for operation under any external conditions and allows obtaining the same numerical values as when using already known methods.

Список литературы

1. Приемники излучения полупроводниковые фотоэлектрические и фотоприемные устройства. Методы измерения фотоэлектрических параметров и определения характеристик : ГОСТ 17772–88. – М. : Издательство стандартов, 1988. – 65 с.

2. Докторович, И. В. Методика определения динамического диапазона полупроводниковых приборов / И. В. Докторович [и др.] // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2002. – № 6. – С. 14–15.

3. Гулаков, И. Р. Фотоприемники квантовых систем : монография / И. Р. Гулаков, А.О. Зеневич. – Минск : УО ВГКС. – 2012. – 276 с.

КИБЕРФИЗИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.382.2

МОДЕЛИРОВАНИЕ СЕНСОРНОЙ СЕТИ ПРОМЫШЛЕННОГО ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ

О.А. ЛАВШУК[1], Н.И. ЛИСТОПАД[2]

[1]*Учреждение образования «Белорусская государственная академия связи», ул. Ф. Скорины, 8/2, Минск, 220114, Беларусь*
ORCID: https://orcid.org/0009-0002-6725-4411

[2]*Учреждение образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», ул. П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь*
ORCID: https://orcid.org/0009-0008-2220-0202

Поступила в редакцию 24 марта 2023

В статье представлена конфигурация сети Интернета вещей в виде сенсорного устройства и самой сети Интернета вещей. Приведена архитектура беспроводного сенсорного узла в виде четырех основных подсистем: сенсорной, вычислительной, коммуникационной и подсистемы питания. Выполнен сравнительный анализ наиболее распространенных вычислительных платформ моделирования сенсорных узлов. Выполнено моделирование взаимодействия различных сенсорных узлов в операционной системе Contiki. Результаты моделирования и проведенный анализ позволил выработать рекомендации по возможности использования рассмотренных платформ в промышленном Интернете вещей.

Ключевые слова: Интернет вещей, шлюз, сенсорный узел, целевая функция, режимы энергопотребления, потери пакетов.

Промышленный Интернет вещей (IIoT) зависит от данных, собираемых многими датчиками, контроллерами и серверами. IIoT улучшает производство, используя надежную и безопасную связь между промышленными объектами при поддержке новых вычислительных технологий.

В промышленных сетях количество подключенных устройств или масштабируемость быстро увеличивается, что влечет проблемы, связанные с маршрутизацией и безопасностью.

Датчики Интернета вещей отвечают за сбор данных в режиме реального времени. Сигналы окружающей среды наиболее часто представлены в аналоговой форме, таких как, скорость в километрах в час, температура в градусах Цельсия, расстояние в метрах. Основное назначение датчиков Интернета вещей – сбор различных данных окружающей среды и преобразование этих данных в цифровой вид.

Приведем конфигурацию сети Интернета вещей с подключенными датчиками (рис. 1).

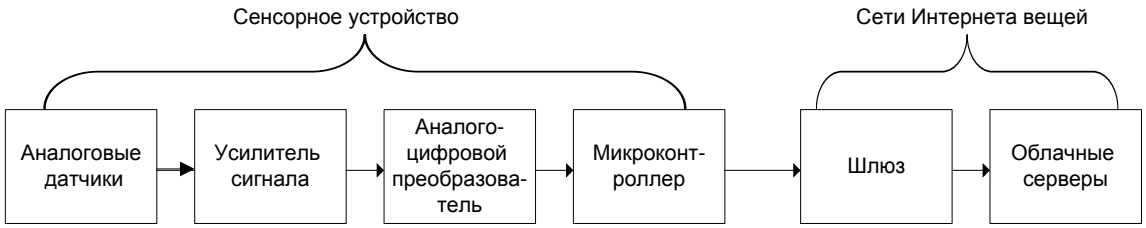


Рис. 1. Конфигурация сети Интернета вещей

Датчики являются конечными устройствами в сетях Интернета вещей. Микроконтроллер фиксирует изменения состояния датчика и по заданному алгоритму запускает к выполнению определенные действия. Шлюз выполняет пограничные вычисления. После обработки данные отправляются в облако для долговременного хранения.

Датчики бывают различных форм и размеров и могут измерить практически любую физическую величину: температуру, давление, звук, измерение света, скорость и направление движения, состав жидкости, измерение высоты и расстояния и другие. Существует множество различных типов датчиков: датчик атмосферного давления, датчик влажности, световой датчик, датчик уровня, датчик расстояния/приближения, датчик движения, ИК-сенсор, датчик температуры, датчик дыма и газа, датчик прикосновения, ультразвуковой датчик.

IoT датчики можно классифицировать по типу выходного сигнала:

1) аналоговые – датчики температуры, давления, влажности, освещенности, тока и напряжения, потребляемой мощности, расхода, уровня и др;

2) дискретные – датчики движения/перемещения, открытия/закрытия, воды/протечки;

3) импульсные – датчики расхода веществ;

4) цифровые – аналоговый датчик с подключенным цифровым преобразователем.

По потреблению энергии датчики бывают двух типов: пассивные и активные. Пассивный датчик не нуждается в дополнительном источнике энергии. Активному датчику для своей работы требуется источник внешней энергии.

Архитектура беспроводного сенсорного узла. Аппаратную часть беспроводного сенсорного узла можно разделить на четыре подсистемы (рис. 2): подсистема питания, сенсорная подсистема, вычислительная подсистема и коммуникационная подсистема.

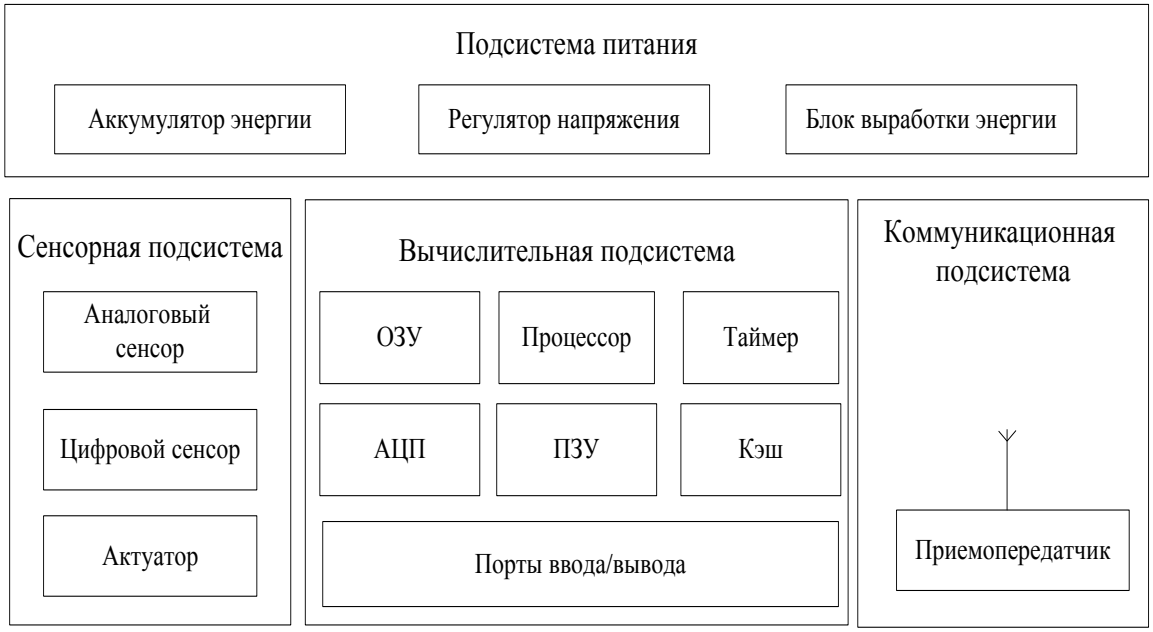


Рис. 2. Архитектура беспроводного сенсорного узла

Подсистема питания предназначена для обеспечения электропитанием всех элементов беспроводного сенсорного узла. Сенсорная подсистема предназначена для измерения физической величины. Вычислительная подсистема предназначена для обработки собранных данных и функционирования сенсорного узла. Коммуникационная подсистема предназначена для соединения с другими сенсорными узлами в сенсорной сети.

Сравнительный анализ вычислительных платформ в среде моделирования Cooja Contiki. Выполним сравнительный анализ вычислительных платформ для исследования в среде моделирования Cooja Contiki в табл. 1.

Таблица 1

Сравнительный анализ платформ микроконтроллеров

Характеристики	Sky mote	Zolertia Z1	Wismote
Микроконтроллер	MSP430F1611	MSP430F2617	MSP430
ЦП	16-разрядный процессор RISC с тактовой частотой 8 МГц	16-разрядный процессор RISC с тактовой частотой 16 МГц	16-разрядный процессор RISC с тактовой частотой 8 МГц
RAM, КБайт	10	8	10
FLASH, КБайт	48	92	16
I/O (макс.), шт.	48	64	128/192/256 КБ
Напряжение питания, В	от 1.8 до 3.6	от 1.8 до 3.6	от 1.8 до 3.6
Потребляемая мощность, мкА	Активный режим: 280; Режим ожидания (LPM3): 1.1; Режим пониженного напряжения (LPM4): 0.1.	Активный режим: 365; Режим ожидания (LPM3): 0.5; Режим пониженного напряжения (LPM4): 0.1.	Активный режим: 220 Режим ожидания (LPM3): 0.5; Режим пониженного напряжения (LPM4):0.1.
Температура, °С	от –40 до 85	от –40 до 125	от –40 до 85
Измеряемые параметры	Встроенные датчики, измеряющие относительную влажность, температуру и освещенность.	Встроенный акселерометр ADXL345 и датчик температуры TMP102. Содержит набор контактов, доступных для очень простого подключения различных типов датчиков (до 4).	Может отслеживать любые физические измерения в таких областях, как окружающая среда, здравоохранение, домашнее хозяйство, интеллектуальное строительство, логистика или промышленное применение.
Достоинства	Очень низкое потребление тока и быстрый выход из спящего режима, USB-интерфейс.	Не требует дополнительного оборудования для программирования, только USB-кабель.	Сверхнизкое энергопотребление. Миниатюрные микросхемы размером 3х3мм.

На основании проведенного анализа сенсорных устройств можно сделать следующие выводы:

– сверхнизкое энергопотребление в режиме передачи у сенсорного узла Wismote 220 мкА, соответственно, срок эксплуатации выше;

– сенсорный узел Wismote выполняет измерения во многих областях, соответственно, являются более функциональны, но уступают по показателю кэш память процессора по сравнению с другими платформами 16 КБайт, так у сенсорного узла Skymote размер кэш в три раза выше, а у сенсорного узла Zolertia Z1размер кэш почти в шесть раз выше;

– каждая рассмотренная платформа содержит встроенные датчики и набор контактов для подключения дополнительных датчиков, что позволяет увеличить измеряемые параметры.

Моделирование взаимодействия различных сенсорных узлов в операционной системе Contiki. В большинстве исследований предлагаются многочисленные модели маршрутизации протокола RPL (*Routing Protocol for Low-Power and Lossy Networks)* с новыми целевыми функциями OF (*Objective Function*).

Были предложены различные метрики маршрутизации для однородной нагрузки трафика; эти метрики основаны на атрибутах уровня узла и канала, таких как остаточная энергия узла [1], использование очереди [2], пропускная способность и задержка для выбора родителя в гетерогенной сети.

Tang и др. исследовали механизм предотвращения перегрузок и предложили составную метрику под названием CA-RPL [3]. CA-RPL определяет среднюю задержку к узлу-приемнику и вычисляет ранг каждого пути. Taghizadeh и др. [4] предложили метрику на основании потери энергии и пакетов в сценариях с высокой нагрузкой трафика.

Несмотря на то, что сети IoT состоят из разнородных устройств, в большинстве исследований рассматривались только однородные узлы.

В нашем исследовании выполнен анализ возможности взаимодействия различных платформ IoT, а также произведен подробный анализ показателей производительности сети Интернета вещей. Как отмечалось выше, в среде моделирования Cooja Contiki доступны три платформы, а именно Sky-mote, Zolertia Z1 и Wismote. На рис. 3, 4 приведены исследуемые топологии.

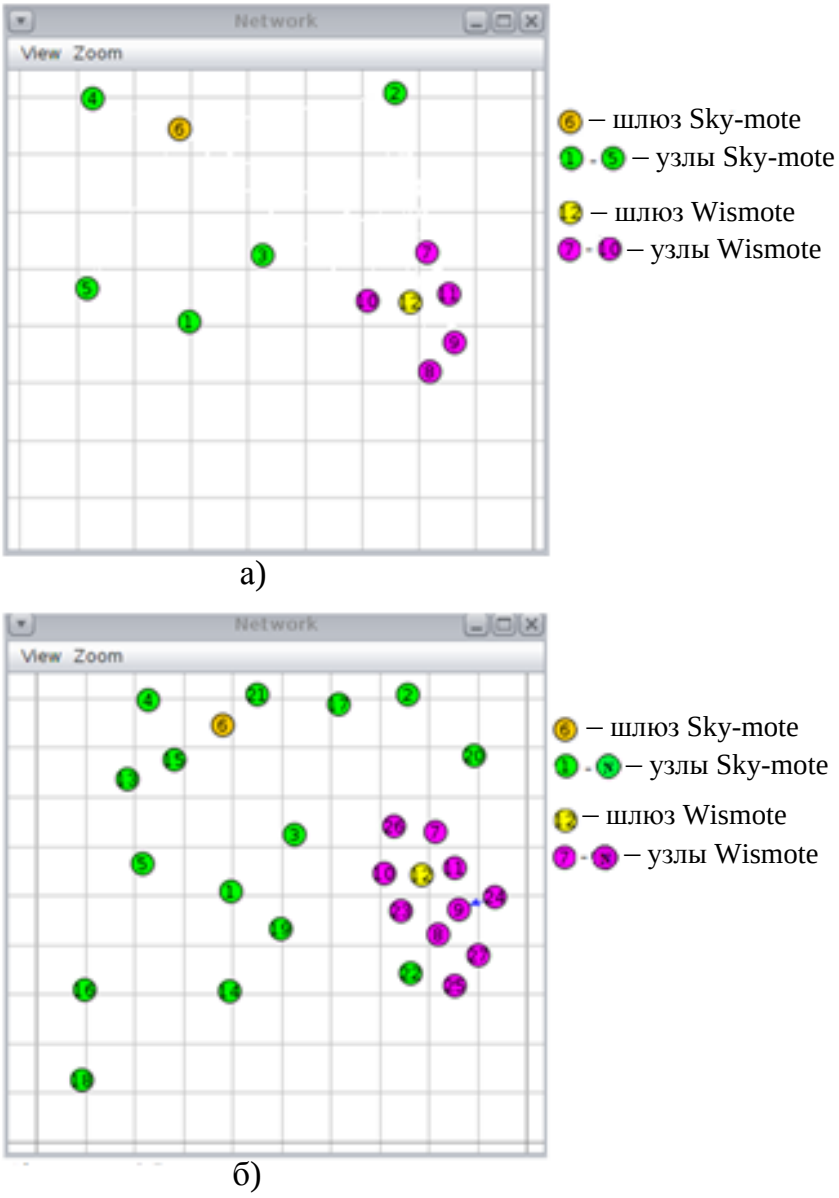


Рис. 3. Топологии сети Интернета вещей с разнородными узлами:
а – сеть с 10 сенсорными узлами; б – сеть с 25 сенсорными узлами

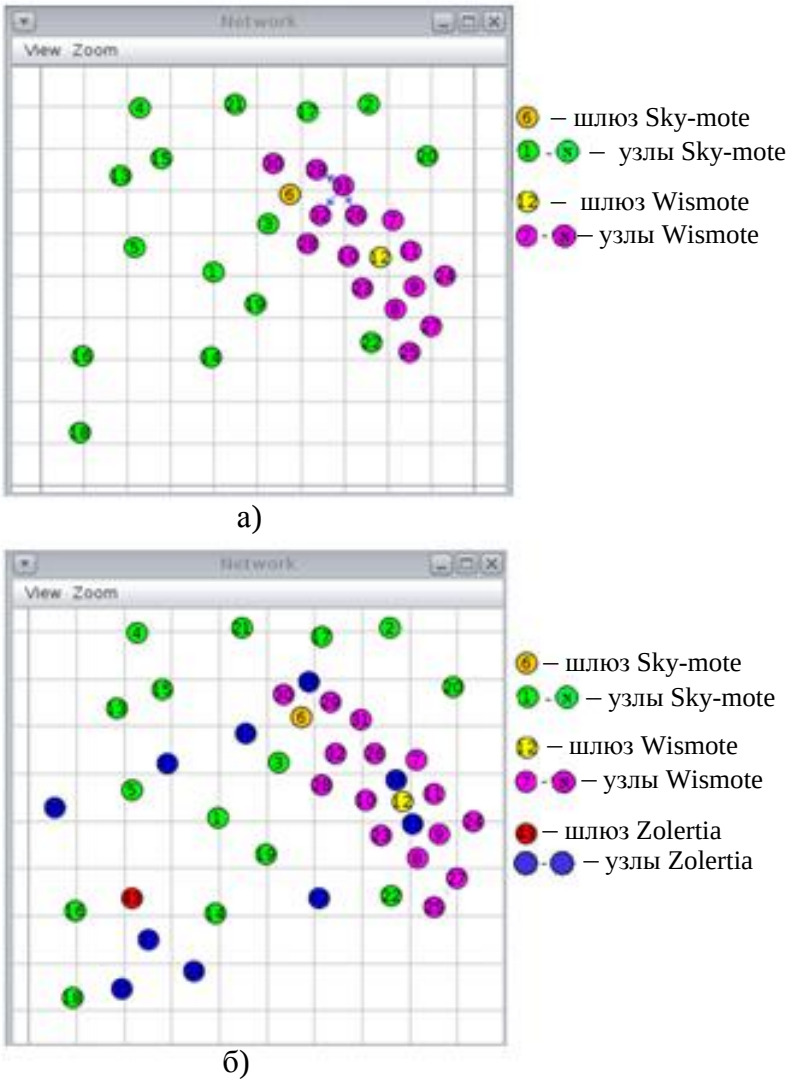


Рис. 4. Топологии сети Интернета вещей с разнородными узлами:
а – сеть с 30 сенсорными узлами; б – сеть с 40 сенсорными узлами

В таблицах представлены результаты для двух целевых функций протокола маршрутизации RPL: MRHOF (*Minimum Rank Objective Function with Hysteresis*) для нахождения оптимального пути может использовать различные метрики, такие как ETX, энергопотребление, задержка и другие, OF0 для нахождения оптимального пути использует в качестве метрики только количество переходов.

В таблицах представлены следующие обозначения: LPM Power – это режим низкого энергопотребления, когда сигнал на радиочастоте отсутствует (высокочастотный блок выключен), а микроконтроллер находится в режиме ожидания. CPU Power – это энергопотребление процессором. Listen Power – это энергопотребление в режиме прослушивания. Transmit Power – это энергопотребление в режиме пересылки. Power – это общее энергопотребление для всех режимов.

$$\text{Power} = \text{CPU Power} + \text{LPM Power} + \text{Listen Power} + \text{Transmit Power}. \quad (1)$$

Из полученных результатов в табл. 2 можно заметить, что у сети из 5 сенсорных узлов платформы Sky-mote нет потерь пакетов и общее количество отправленных пакетов выше, чем у сети из 5 узлов платформы Wismote, в сети которых за час исследований при целевой функции mrhof теряется шесть пакетов.

Таблица 2

Показатели производительности сети Интернета вещей (рис. 3а)

Платформа шлюза	Время модел., мин	Целевая функция	Общее количество отправленных пакетов	Потерянные пакеты	Максимальное количество переходов	CPUPower	LPMPower	Listen Power	Transmit Power	Power
Skymote	10	mrhof	48	0	1	0.331	0.153	0.389	0.054	0.929
		of0	55	0	1	0.331	0.153	0.390	0.049	0.923
	20	mrhof	95	0	1	0.327	0.154	0.383	0.035	0.899
		of0	106	0	1	0.326	0.154	0.383	0.032	0.894
	60	mrhof	300	0	1	0.322	0.154	0.377	0.016	0.87
		of0	297	0	1	0.322	0.154	0.377	0.017	0.87
Wismote	10	mrhof	41	0	3	0.031	0.163	59.818	0.007	60.018
		of0	11	0	1	0.025	0.163	59.947	0.004	60.139
	20	mrhof	87	3	3	0.029	0.163	59.905	0.008	60.105
		of0	51	0	3	0.029	0.163	59.981	0.013	60.185
	60	mrhof	286	6	3	0.028	0.163	59.966	0.007	60.164
		of0	217	1	3	0.029	0.163	59.988	0.011	60.190

Анализируя энергопотребление узлов, необходимо отметить, что в режиме низкого энергопотребления показатели рассматриваемых платформ приблизительно равны. Энергопотребление процессора выше у сенсорных узлов платформы Sky-mote в среднем в 11 раз, но в режиме прослушивания энергопотребление выше у Wismote в 150 раз, что существенно для сенсорных узлов.

Энергопотребление на пересылку пакетов ниже у Wismote, так как количество отправленных пакетов ниже согласно собранной статистике. Также у узлов платформы Wismote максимальное количество переходов равно три при одинаковом количестве узлов, что свидетельствует о небольшом радиусе действия антенны.

Добавим дополнительные узлы в рассмотренную топологию и выполним моделирования для сбора статистических данных, результаты моделирования приведены в табл. 3.

Таблица 3

Показатели производительности сети Интернета вещей (рис. 3б)

Платформа шлюза	Время модел., мин	Целевая функция	Общее количество отправленных пакетов	Потерянные пакеты	Максимальное количество переходов	CPU Power	LPM Power	Listen Power	Transmit Power	Power
Skymote	10	mrhof	138	0	2	0.388	0.152	0.424	0.065	1.029
		of0	140	0	2	0.388	0.152	0.423	0.063	1.027
	20	mrhof	287	0	2	0.383	0.152	0.411	0.044	0.990
		of0	289	0	2	0.382	0.152	0.410	0.042	0.986
	30	mrhof	436	0	2	0.378	0.152	0.403	0.033	0.966
		of0	442	0	2	0.378	0.152	0.401	0.032	0.963
	60	mrhof	884	2	2	0.376	0.152	0.395	0.024	0.947
		of0	887	0	2	0.376	0.152	0.394	0.023	0.944
Wis mote	10	mrhof	44	0	2	0.053	0.162	59.649	0.008	59.872
		of0	20	0	1	0.047	0.162	59.93	0.004	60.146
	20	mrhof	120	4	4	0.045	0.162	59.871	0.009	60.087
		of0	61	0	3	0.063	0.162	59.921	0.061	60.207
	30	mrhof	209	6	4	0.042	0.162	59.92	0.009	60.133
		of0	130	2	4	0.06	0.162	59.916	0.071	60.209
	60	mrhof	506	12	4	0.041	0.162	59.957	0.009	60.170
		of0	375	4	5	0.047	0.162	59.966	0.031	60.206

Анализируя полученные результаты, можно сделать вывод, что при увеличении количества сенсорных узлов существенных изменений энергопотребления не происходит. Увеличилось количество переходов и значительно увеличились потери пакетов с 6 для сети из 5 сенсорных узлов до 12 для сети из 10 сенсорных узлов платформы Wismote. При использовании целевой функции OF0 потери меньше, но при этом большее время конвергенции сенсорной сети. Более подробная статистика за 60 минут исследования по всем сенсорным узлам приведена для платформы Wismote (табл. 4).

В нашем исследовании каждый узел отправляет пакеты каждую минуту: так, за 10 минут при поиске маршрута по целевой функции OF0 подключились только два узла из десяти – это узлы 11 и 23, которые располагаются ближе всего к шлюзу. Сенсорный узел 25 присоединяется к сети на 59 минуте моделирования, что недопустимо в промышленном Интернете вещей.

При использовании целевой функции для платформы Wismote mrhof время конвергенции меньше, чем при использовании целевой функции OF0, но при этом моделирование показало наличие значительных потерь пакетов. Исходя из анализа, можно сделать следующий вывод: наилучшие результаты по многим параметрам показывают сенсорные узлы платформы Skymote.

Таблица 4

Статистика по всем сенсорным узлам для Wismote (рис. 3б)

Узлы платформы Wismote		7	8	9	10	11	23	24	25	26	27
Отправлено пакетов узлами	Функция mrhof	57	50	46	60	59	59	33	44	51	47
Потеряно пакетов		2	3	1	0	0	0	1	3	1	1
Количество переходов		1	2	3	1	1	1	4	4	2	3
Отправлено пакетов узлами	Функция of0	45	45	45	15	60	59	45	1	31	33
Потеряно пакетов		1	0	1	0	0	0	0	0	2	0
Количество переходов		2	3	2	2	1	1	3	5	3	4

В топологии рис. 4а изменим положение шлюза 6 платформы Skymote и добавим еще 5 узлов платформы Wismote и выполним моделирование, результаты приведены в табл. 5.

Таблица 5

Показатели производительности сети Интернета вещей (рис. 4а)

Платформа шлюза	Время модел., мин	Целевая функция	Общее количество отправленных пакетов	Потерянные пакеты	Максимальное количество переходов	CPU Power	LPM Power	Listen Power	Transmit Power	Power
Skymote	10	mrhof	162	0	2	0.337	0.153	9.819	0.052	10.361
		of0	164	0	2	0.337	0.153	9.78	0.051	10.321
	20	mrhof	359	2	2	0.302	0.154	15.077	0.03	15.564
		of0	376	2	2	0.289	0.155	17.211	0.027	17.682
	30	mrhof	580	3	2	0.299	0.154	15.157	0.022	15.633
		of0	574	2	1	0.276	0.155	19.214	0.0021	19.666
	60	mrhof	1156	4	2	0.296	0.155	15.221	0.016	15.687
		of0	1170	5	2	0.273	0.155	19.285	0.015	19.728
		of0	–	–	–	–	–	–	–	–

Продолжение таблицы 5

Платформа шлюза	Время модел., мин	Целевая функция	Общее количество отправленных пакетов	Потерянные пакеты	Максимальное количество переходов	CPU Power	LPM Power	Listen Power	Transmit Power	Power
Wis mote	10	mrhof	34	0	1	0.055	0.162	59.961	0.005	60.183
		of0	–	–	–	–	–	–	–	–
	20	mrhof	119	1	4	0.047	0.162	59.98	0.014	60.203
		of0	–	–	–	–	–	–	–	–
	30	mrhof	225	9	4	0.045	0.162	59.988	0.009	60.204
		of0	17	0	4	0.102	0.16	59.755	0.218	60.235
	60	mrhof	509	15	4	0.044	0.162	59.99	0.009	60.205
		of0	222	7	5	0.048	0.162	59.971	0.028	60.209

К шлюза платформы Skymote на первой минуте моделирования подключились три сенсорных узла платформы Wismote, а именно узлы 29, 30, 32. Количество отправленных пакетов совпадает у узлов разных платформ, что говорит об их одновременном подключении к шлюзу 6. На 14 минуте моделирования присоединились еще два узла, 28 и 31. Все потерянные пакеты приведенные в табл. 3 для шлюза Skymote относятся к присоединенным сенсорным узлам платформы Wismote.

Статистика за 60 минут исследования по всем сенсорным узлам рассматриваемой топологии на рис. 4а приведена для платформы Wismote (табл. 6). В нашем исследовании каждый узел отправляет пакеты каждую минуту, так, потери 11 пакетов из 15 (73 % потерь) относятся к 25 узлу, который находится дальше всего от шлюза. Исходя из выполненного моделирования для шлюза платформы Wismote, наилучшей целевой функцией с точки зрения конвергенции сети является mrhof, уже на первой минуте моделирования к шлюзу подключились три сенсорных узла и на 11 минуте присоединились все оставшиеся узлы. При целевой функции OF0 только на 27 минуте присоединились узлы 8, 9 и 11; оставшиеся узлы присоединились на 28 минуте за исключением 25, который подключился только на 58 минуте моделирования. Узлы 7 и 26, по которым нет статистики, подключились к шлюзу Skymote.

Таблица 6

Статистика по всем сенсорным узлам для Wismote (рис. 4а)

Узлы платформы Wismote		7	8	9	10	11	23	24	25	26	27
Отправлено пакетов узлами	Функция mrhof	59	50	47	57	59	59	48	36	46	48
Потеряно пакетов		0	0	1	0	0	1	0	11	2	0
Количество переходов		1	2	2	1	1	1	3	4	2	3
Отправлено пакетов узлами	Функция of0	–	33	33	32	32	32	30	2	–	28
Потеряно пакетов		–	0	0	0	1	0	2	0	–	4
Количество переходов		–	3	2	1	1	2	3	5	–	4

В топологию рис. 4б добавим сенсорный узел 43 платформы Zolertia, настроив его как шлюз, и 10 узлов платформы Zolertia и выполним моделирование, результаты моделирования приведены в табл. 7.

Все потерянные пакеты, приведенные в табл. 7 для платформы Skymote, при использовании функции of0 относятся к присоединенным узлам платформы Wismote, а именно 18 из 20 потерянных (90 % потерь).

По энергопотреблению наилучшие результаты у шлюза платформы Zolertia, но к шлюзу подключилось только три узла. При подключении устройств платформы Wismote в качестве целевой лучше выбирать функцию MRHOF, так как время подключение устройств к DODAG (Destination Oriented Directed Acyclic Graph) меньше, но при этом потери пакетов выше.

Таблица 7

Показатели производительности сети Интернета вещей (рис. 4б)

Платформа шлюза	Время модел., мин	Целевая функция	Общее количество отправленных пакетов	Потерянные пакеты	Максимальное количество переходов	CPU Power	LPM Power	Listen Power	Transmit Power	Power
Skymote	10	mrhof	127	1	2	0.416	0.151	8.946	0.073	9.586
		of0	149	1	2	0.42	0.151	8.394	0.08	9.045
	20	mrhof	272	2	2	0.384	0.152	12.335	0.045	12.916
		of0	292	2	3	0.399	0.151	16.911	0.121	17.582
	60	mrhof	705	6	2	0.377	0.152	12.324	0.025	12.878
		of0	343	20	4	0.342	0.153	19.228	0.054	19.777
Wis mote	10	mrhof	31	2	1	0.074	0.161	59.858	0.004	60.097
		of0	–	–	–	–	–	–	–	–
	20	mrhof	96	6	3	0.064	0.162	59.965	0.008	60.199
		of0	18	1	2	0.199	0.157	59.587	0.366	60.31
	60	mrhof	419	12	4	0.061	0.162	59.985	0.009	60.217
		of0	212	7	5	0.064	0.162	59.964	0.034	60.224
Zolertia Z1	10	mrhof	25	0	1	0.447	0.15	0.473	0.142	1.212
		of0	22	0	1	0.441	0.15	0.465	0.045	1.102
	20	mrhof	54	0	1	0.433	0.15	0.423	0.063	1.069
		of0	45	0	1	0.429	0.151	0.411	0.044	1.035
	60	mrhof	141	0	1	0.423	0.151	0.395	0.030	0.999
		of0	135	0	1	0.423	0.151	0.391	0.019	0.983

Оценим производительность сети с точки зрения коэффициента доставки пакетов (PDR), который определяется как количество полученных пакетов на узле по отношению к количеству пакетов, отправленных на узел. Количество полученных пакетов определяется как разность количества, отправленных к количеству потерянных пакетов. Результаты представлены на рис. 5.

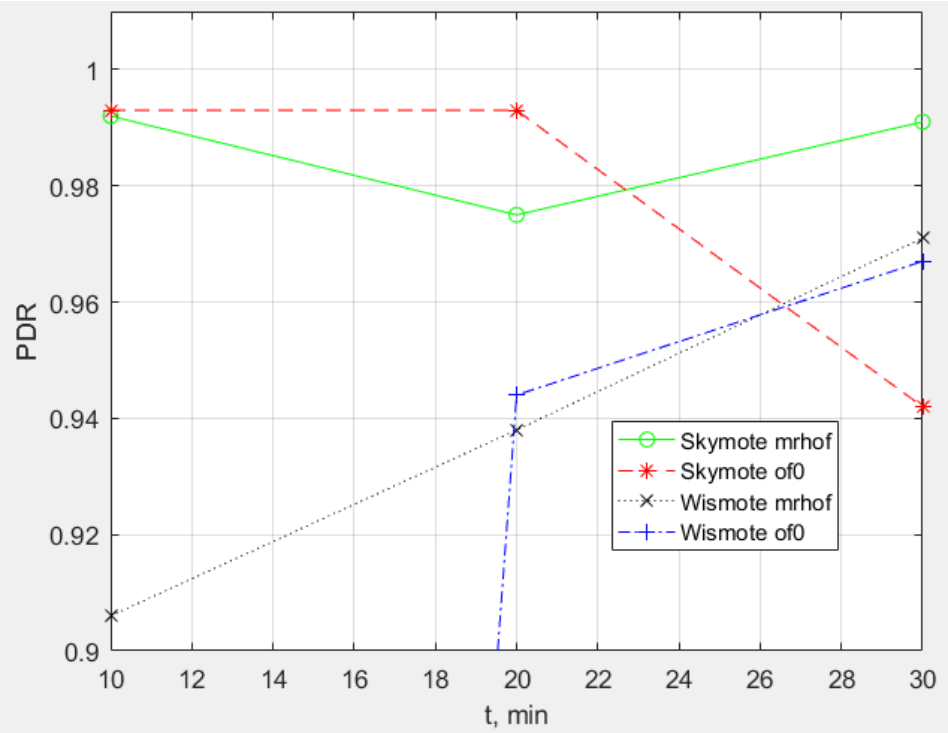


Рис. 5. Коэффициент доставки пакетов для топологии 4б

Из представленных зависимостей следует, что наилучший коэффициент доставки у платформы Skymote для целевой функции MRHOF.

Заключение. Результаты проведенных исследований позволяют сделать следующие выводы:

1. Наилучшие показатели производительности были получены для сенсорных узлов платформы Skymote, а именно: наименьшие потери пакетов, наименьшее количество переходов. Общее энергопотребление узлов данной платформы меньше, чем у узлов Wismote. Следовательно, узлы Skymote могут работать более продолжительное время.

2. При необходимости использования сенсорных узлов платформы Wismote целесообразнее использовать целевую функцию MRHOF, поскольку для данной функции наилучшие показатели производительности, такие как коэффициент доставки пакетов и время подключения узлов к направленному ациклическому графу DODAG.

SIMULATION OF THE SENSOR NETWORK OF THE INDUSTRIAL INTERNET OF THINGS

O.A. LAVSHUK, N.I. LISTOPAD

Abstract

The article presents the configuration of the Internet of Things network in the form of a sensor device and the Internet of Things network itself. The architecture of a wireless sensor node is presented in the form of four main subsystems: sensor, computing, communication, and power subsystem. A comparative analysis of the most common computing platforms for modeling sensor nodes has been carried out. The simulation of the interaction of various sensory nodes in the Contiki operating system was performed. The simulation results and the analysis made it possible to develop recommendations on the possibility of using the considered platforms in the industrial Internet of things.

Список использованных источников

1. Kamgueu, P. O. Energy-Based Routing metric for RPL / P. O. Kamgueu [et al.] // INRIA, Roquecourbe, France. – 2013. – 14 p.

2. Kim, H. S. Load balancing under heavy traffic in rpl routing protocol for low power and lossy networks / H. S. Kim, H. Kim, J. Paek // IEEE Transaction on Mobile Computing. – 2017. – Vol. 16, № 4. – P. 964–979.

3. Tang, W. Toward improved RPL: A congestion avoidance multipath routing protocol with time factor for wireless sensor networks / W. Tang, X. Ma, J. Huang, J. Wei // Hindawi Journal of Sensors. – 2016. – P. 1–11.

4. Taghizadeh, S. CLRPL : Context-Aware and Load Balancing RPL for Iot Networks Under Heavy and Highly Dynamic Load / S. Taghizadeh, H. Bobarshad, H. Elbiaze // IEEE Access. – 2018. – Vol. 6. – P. 23277–23291.

ПЕРСОНАЛИИ

БАРКУН МИХАИЛ АЛЕКСЕЕВИЧ

В марте отметил свой юбилей – 75 лет – кандидат технических наук, профессор Михаил Алексеевич Баркун.

М.А. Баркун родился 20 марта 1948 г. в Минске. С отличием окончил Минский машиностроительный техникум, Минский радиотехнический институт (МРТИ). Далее продолжал учебу в аспирантуре МРТИ, после окончания которой последовательно – младший научный сотрудник, ассистент, доцент кафедры автоматической электросвязи МРТИ. Работал руководителем лаборатории высшего образования Республиканского учебно-методического кабинета, главным инспектором Министерства образования Республики Беларусь.

При непосредственном участии М.А. Баркуна в 1993 году был создан Высший колледж связи – первое в Республике Беларусь высшее учебное заведение с непрерывной многоуровневой системой обучения. На протяжении 16 лет М.А. Баркун являлся его ректором. В колледже раскрылся научный и организаторский талант Михаила Алексеевича на поприще создания и внедрения в учебный процесс трехуровневой системы непрерывного обучения специалистов в области связи. Под руководством М.А. Баркуна в учебный процесс введены новые образовательные технологии: организована сеть дистанционного обучения стран-участниц Регионального содружества в области связи, разработана концепция обучения студентов в фирменных учебных центрах. За период работы М.А. Баркуна в должности ректора для отрасли связи подготовлено более 15 000 высококвалифицированных специалистов.

В 2009–2022 гг. Михаил Алексеевич – заведующий кафедрой последипломного образования факультета повышения квалификации и переподготовки (ФПК) УО «Белорусская государственная академия связи». За это время расширились зарубежные контакты профессорско-преподавательского состава кафедры: на ФПК регулярно проходят повышение квалификации работники связи Туркменистана, Киргизии, Молдовы. Преподаватели кафедры принимают активное участие во всемирном конкурсном движении WorldSkills.

М.А. Баркун – автор более 120 научных публикаций, учебных и учебно-методических пособий. По его учебникам учатся студенты связных специальностей Республики Беларусь, Российской Федерации, Украины и Азербайджана. За успехи в преподавательской и методической работе в 1997 году Михаилу Алексеевичу присвоено ученое звание профессор.

За достижение высоких результатов в обучении и воспитании молодежи, за широкое внедрение передового педагогического опыта, за подготовку квалифицированных специалистов для отрасли связи награжден Почетными грамотами Министерства связи и информатизации Республики Беларусь; Минского городского исполнительного комитета (2008 г.); Национального собрания Республики Беларусь (2003 г.); Ректората УО «Белорусская государственная академия связи»; нагрудным знаком «Отличник образования Республики Беларусь» (2008 г.); нагрудным знаком «Почетный работник связи Беларуси» (2014 г.); объявлением Благодарности Премьер-министра (2013 г.). Имеет Благодарность Президента Республики Беларусь.

За какое дело ни брался бы М.А. Баркун, делает его с любовью, вниманием и самоотдачей. Его знают как умного, талантливого, целеустремленного, интеллигентного человека, внимательного, требовательного к себе и другим, умеющего создать в коллективе атмосферу доброжелательности, заинтересованности в достижении поставленных целей.

Пожелаем Михаилу Алексеевичу крепкого здоровья на долгие годы, счастья и благополучия, творческого вдохновения и новых свершений.

Коллектив Белорусской государственной академии связи

К 30-ЛЕТНЕМУ ЮБИЛЕЮ БЕЛОРУССКОЙ ГОСУДАРСТВЕННОЙ АКАДЕМИИ СВЯЗИ

Краткий исторический экскурс

Белорусская государственная академия связи – учреждение высшего образования Министерства связи и информатизации Республики Беларусь, на которое возложена большая ответственность подготовки специалистов всех профилей для отрасли связи.

Белорусская государственная академия связи основана 11 мая 1993 года путем объединения Минского филиала Ленинградского электротехнического института связи им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, Минского электротехникума связи, Витебского электротехникума связи и Республиканского центра подготовки, переподготовки и повышения квалификации работников отрасли связи. Это первое в Республике Беларусь учреждение высшего образования с непрерывной многоуровневой подготовкой.

Первоначальное название – Высший колледж связи (ВКС), с 26 июня 2001 года – учреждение образования «Высший государственный колледж связи» (УО ВГКС). На основании приказа Министерства связи и информатизации Республики Беларусь от 9 июня 2015 года № 155 в редакции приказа от 25.09.2015 № 268 учреждение образования «Высший государственный колледж связи» было переименовано в учреждение образования «Белорусская государственная академия связи».

С 1993 года Белорусская государственная академия связи прошла большой путь становления и развития. Сегодня это целостная учебная инфраструктура с современной материально-технической базой, в которой успешно функционируют 5 факультетов, 12 кафедр, Колледж информационно-коммуникационных технологий, филиал в г. Витебск, Институт современных технологий связи, реализуется среднее специальное образование, общее высшее образование (бакалавриат), углубленное высшее образование (магистратура) и научно-ориентированное образование (аспирантура), ведется подготовка офицеров запаса и младших командиров на военной кафедре, сформированы 4 научно-педагогические школы для проведения фундаментальной научно-исследовательской работы.

Научная и инновационная деятельность

На сегодняшний день Белорусская государственная академия связи – авторитетная научная организация, один из ведущих центров притяжения научной и инновационной мысли, перспективных направлений и инициатив в области связи и информационно-коммуникационных технологий. Исследования проводятся по ряду ключевых научных направлений:

– информационные и коммуникационные технологии;
– телекоммуникационные системы;
– цифровая связь и вещание;
– радиотехника и электроника;
– киберфизические системы;
– информационная безопасность;
– почтовая связь.

В рамках указанных направлений в 2022 году Академия связи выполнила научно-исследовательские работы (НИР) по 12 договорам на общую сумму более одного миллиона рублей, что обеспечило увеличение объема финансирования науки почти в два раза по сравнению с 2021 годом. В рамках Государственной программы научных исследований (ГПНИ) с 2021 года и по 2025 год выполняются три научно-исследовательские работы, на общую сумму 2 636 000 рублей, из которых 448 470 рублей были освоены в 2022 году:

1. «Системы квантовой сигнализации для обеспечения информационной безопасности волоконно-оптических линий связи»;
2. «Разработка и исследование перспективных оптических датчиков на основе микро- и макроизгибов оптического волокна».
3. «Аппаратно-программная система обеспечения информационной безопасности и энергетической эффективности беспроводной цифровой передачи данных на основе технологий поколения 5G и методов нелинейной динамики» и «Беспроводная система передачи данных для

обеспечения безопасной связи устройств Интернета вещей на основе технологии Li-Fi» в рамках комплексного задания «Современные беспроводные системы передачи данных».

Кроме того, в 2022 году Академией связи выполнялись четыре НИР по договорам с Белорусским республиканским фондом фундаментальных исследований, из которых 3 завершились в 2022 году и 1 завершится в 2024 году – на общую сумму 159 000 рублей, из них 89 200 рублей освоены в 2022 году.

По результатам научной и инновационной деятельности в 2022 году были получены патенты: «Волоконно-оптический ответвитель», «Устройство передачи ключа шифрования санкционированному пользователю по волоконно-оптической линии связи». Поданы заявки на патент: «Устройство регистрации оптического излучения в условиях внешней засветки», «Источник отдельных фотонов», «Устройство обнаружения подключений несанкционированного пользователя к оптическому волокну», «Устройство квантово-криптографической передачи данных по оптической линии связи с функцией формирования ключа шифрования». Результаты научной и инновационной деятельности Академии связи были представлены на выставке, посвященной 100-летию белорусской академической науки и Дню белорусской науки в Национальной академии наук Беларуси, и на XXVIII Международном форуме по информационно-коммуникационным технологиям «TIBO-2022».

Белорусская государственная академия связи на постоянной основе выполняет научно-исследовательские работы по заказу Министерства связи и информатизации Республики Беларусь. Так, в 2022 году были успешно выполнены и сданы приемочной комиссии результаты работы по 5 договорам на общую сумму 572 300 рублей: «Разработка научно обоснованных предложений по формированию Стратегии дальнейшего цифрового развития Республики Беларусь», «Разработка проекта профессионального стандарта на вид трудовой деятельности „Обслуживание базовых станций мобильной связи“», «Научно-методическое обеспечение реализации цифровой трансформации предприятия (организации)», «Разработка научно обоснованных требований к параметрам и показателям качества услуг сотовой подвижной электросвязи в сетях LTE и 5G», «Разработка научно обоснованных предложений по совершенствованию регулирования и повышению эффективности использования радиочастотного спектра в сетях сотовой подвижной электросвязи».

В результате выполнения указанных НИР были разработаны:

– «дорожная карта» цифрового развития Республики Беларусь;

– проект профессионального стандарта на вид трудовой деятельности «Обслуживание базовых станций мобильной связи»;

– «дорожная карта» цифровой трансформации предприятия;

– методика оценки эффекта от внедрения цифровых технологий;

– предложения по установлению обязательных требований к параметрам и показателям качества услуг сотовой подвижной электросвязи в сетях LTEи 5G, в том числе в сети инфраструктурного оператора;

– требования к деятельности виртуальных операторов и подходы к расчету эффективности использования радиочастотного спектра.

Кафедрами с привлечением студентов в 2021–2022 учебном году выполнялись 15 инициативных НИОК(Т)Р, в дальнейшем внедряемые в образовательный процесс УО «Белорусская государственная академия связи».

В 2022 году Академия связи в сотрудничестве с Региональным отделением Международного союза электросвязи для Региона СНГ и при организационной поддержке Министерства связи и информатизации Республики Беларусь провела три семинара по цифровому развитию административно-территориальных единиц для представителей администраций районных (городских) и областных исполнительных комитетов.

На постоянной основе в Академии связи проводятся две международные научно-технические конференции, в рамках которых для обмена мнениями и представления новых научных результатов ежегодно собираются ученые и специалисты из полутора десятков государств:

1. Международная научно-техническая конференция «Современные средства связи»;

2. Международная научно-техническая конференция студентов, магистрантов и аспирантов «Новые информационные технологии в телекоммуникациях и почтовой связи».

Первого сентября 2022 состоялось открытие научно-образовательного центра «Умный город» (НОЦ «Умный город»). Структура НОЦ «Умный город» включает в себя 6 научно-исследовательских лабораторий (НИЛ): НИЛ сетевой инфраструктуры и платформенных решений «Умного города», НИЛ Интернета вещей, НИЛ облачных сервисов и BigData, НИЛ программирования и машинного обучения, НИЛ кибербезопасности, НИЛ управления и продвижения сервисов «Умного города». Теоретической основой деятельности НОЦ «Умный город» является концепция интеграции информационных и коммуникационных технологий (ИКТ), в том числе систем Интернета вещей для управления городской инфраструктурой (системы обеспечения безопасности, здравоохранение, образование, транспорт, ЖКХ и т.д.).

С 2017 года в Белорусской государственной академии связи функционирует отраслевая лаборатория перспективных информационно-коммуникационных технологий, обеспечивающая выполнение научно-исследовательских, опытно-конструкторских и опытно-технологических работ, а также научное сопровождение инновационных проектов, опытно-промышленную апробацию и внедрение в производственную деятельность результатов научных исследований в организациях системы Министерства связи и информатизации Республики Беларусь и других организациях, осуществляющих деятельность в сферах информационно-коммуникационных технологий и телекоммуникаций. В 2021 году отраслевая лаборатория аккредитована Государственным предприятием «Белорусский государственный центр аккредитации» на соответствие требованиям ГОСТ ISO/IEC 17025-2019 (ISO/IEC 17025:2017, ITD) на срок до 30 апреля 2026 года.

В течение двух лет, в 2021 и 2022 годах, Белорусская государственная академия связи была занесена на Республиканскую доску почета как одна из лучших научных организаций в Республике Беларусь из более чем двух сотен научных организаций, зарегистрированных в стране.

Образовательный процесс

Реализация образовательного процесса в Академии связи содержит в себе глубокие традиции и новаторские подходы, призванные закладывать в процессе обучения наиболее полные и востребованные знания. На начальном этапе развития (в период с 1990 до 2002 года) подготовка специалистов осуществлялась по 7 специальностям среднего специального образования и 5 специальностям высшего образования. Открывалась подготовка по новым специальностям и специализациям:

– 2013 год: «Инфокоммуникационные технологии (по направлениям)», «Тестирование программного обеспечения», «Радиосистемы охраны и теленаблюдения»;

– 2014 год: «Инфокоммуникационные системы (по направлениям)»;

– 2020 год: «Информационные кабельные сети»;

– 2021 год: «Прикладная информатика».

Образовательные программы среднего специального образования реализуются в Минске в Обособленном подразделении «Колледж информационно-коммуникационных технологий» и Витебском филиале Академии связи. По отдельным специальностям и специализациям («Системы радиосвязи, радиовещания и телевидения», «Инфокоммуникационные системы (по направлениям)», специальность высшего образования «Почтовая связь») Академия связи является единственным учебным заведением в Республике Беларусь, осуществляющим подготовку специалистов.

В Академии связи студенты имеют возможность получить высшее образование в сокращенные сроки. Для этого образовательные программы среднего специального образования интегрированы с образовательными программами высшего образования и при этом срок подготовки сокращается на 1 год, что позволяет создать для выпускников, имеющих среднее специальное образование, индивидуальные траектории обучения, а также сократить использование бюджетных средств при подготовке специалистов с высшим образованием.

В настоящее время в Академии связи обучение ведется по 19 специальностям высшего, среднего специального образования и специальностям переподготовки. Новыми для учебного заведения станут: «Системы и сети инфокоммуникаций» и «Автоматизация технологических процессов и производств» (на уровне высшего образования); «Разработка и сопровождение веб-ресурсов», «Техническая эксплуатация систем и сетей телекоммуникаций», «Техническая

эксплуатация систем радиосвязи, радиовещания и телевидения», «Почтовая деятельность» (на уровне среднего специального образования).

Общая численность обучающихся в Академии связи составляет 3310 человек, в числе которых 1147 студентов, 90 магистрантов 2073 учащихся.

Выпуск 2022 года составил 1073 человека (340 студентов, 65 магистрантов, 667 учащихся), дипломы «с отличием» получили 18 выпускников.

Выпуск 2023 года в Академии связи составит 1005 специалистов с высшим и средним специальным образованием, которые пополнят ряды работников отрасли связи и будут участвовать в цифровом развитии страны. В их числе 106 студентов и 33 учащихся из зарубежных стран.

В настоящее время в Академии связи реализуется образовательная программа на английском языке по специальности «Тестирование программного обеспечения», по которой обучаются 22 иностранных учащихся из Нигерии, Камеруна, Конго и Ганы.

В апреле 2020 года в Академии связи была создана Платформа удаленного обучения, размещенная на сайте учебного заведения, к которой имеют возможность доступа преподаватели, обучающиеся и администрация. Платформа используется как дополнительная помощь в получении консультаций, теоретического материала, организовано обязательное тестирование знаний обучающихся дневной формы получения образования. По трем специальностям («Инфокоммуникационные технологии (по направлениям)», «Автоматизация», «Тестирование программного обеспечения» (специальность переподготовки)) заочной формы получения образования обучение осуществляется с использованием Платформы удаленного обучения и посредством видеоконференцсвязи.

Большое внимание в Академии связи уделяется повышению профессионализма педагогических работников. С 2008 года ежегодно проводится конкурс педагогического мастерства по трем номинациям: «Преподаватель года» (с опытом работы от 1 года до 5 лет), «Преподаватель года» (с опытом работы от 5 лет и более) и «Педагог воспитательной работы». Ежегодно проводится конкурс учебно-методических разработок, школа молодого педагога. Организована работа по повышению квалификации, стажировкам, в том числе за рубежом, академической мобильности. Созданы условия для обучения преподавателей в магистратуре и аспирантуре Академии связи.

Редколлегия научного журнала «Проблемы инфокоммуникаций» сердечно поздравляет всех сотрудников Белорусской государственной академии связи с 30-летием со дня основания и желает вам, дорогие коллеги, соратники, неиссякаемой энергии, профессионального вдохновения, новых творческих достижений, крепкого здоровья и благополучия. Мы связываем наши мысли о будущем Академии с огромным накопленным научным потенциалом, с талантливыми, креативно мыслящими сотрудниками и убеждены, что наши традиции и достижения будут способствовать процветанию и развитию Республики Беларусь. Пусть юбилейный год станет новым стартовым импульсом и выведет Белорусскую государственную академию связи на новую орбиту развития!

XXVIII МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ

«СОВРЕМЕННЫЕ СРЕДСТВА СВЯЗИ»

Октябрь 2023

Место проведения конференции

Учреждение образования «Белорусская государственная академия связи»
Адрес: 220076, Республика Беларусь, г. Минск, ул. Ф. Скорины, 8/2 (учебный корпус 1), ул. П. Бровки, 14 (учебный корпус 2).

Цели конференции

– ознакомление с результатами научных исследований в сфере связи и инфокоммуникаций и их обсуждение;

– обмен идеями, достижениями, передовым опытом выполнения исследований по перспективным направлениям цифрового развития;

– апробация результатов научно-исследовательской и инновационной деятельности;

– расширение научно-практических связей и укрепление сотрудничества с другими учреждениями образования, научными организациями и предприятиями Республики Беларусь;

– укрепление международного научного взаимодействия с учреждениями и организациями других государств.

Секции конференции

Секция 1. Инфокоммуникации и информационные технологии.

Секция 2. Защита информации и технологии информационной безопасности.

Секция 3. Беспроводные цифровые технологии связи и вещания.

Секция 4. Теория связи, системы и сети передачи данных.

Секция 5. Новые информационно-коммуникационные технологии в почтовой связи и логистике.

Секция 6. Цифровая экономика, система менеджмента качества, организация, управление и маркетинг в отрасли связи.

Секция 7. Инновационные технологии в образовательной сфере при подготовке специалистов для отрасли связи.

Секция 8. Цифровое развитие «умных городов» и интеллектуальные решения.

Организация работы конференции

К участию в конференции приглашается профессорско-преподавательский состав, научные сотрудники, докторанты, аспиранты и широкий круг специалистов в вопросах связи и инфокоммуникаций.

Участие в работе конференции бесплатно.

Для участия в конференции необходимо отправить на e-mail: ntc@bsac.by:

– заявку на участие в международной научно-технической конференции (http://bsac.by/pages/xxvii-mezdunarodnaa-naucno-tehniceskaa-konferencia-sovremennye-sredstva-svazi);

– материалы доклада.

Уникальность текста тезисов докладов должна быть не менее 70 %. Оргкомитет оставляет за собой право отбора материалов для включения в программу конференции и не рассматривать материалы, оформленные с нарушением правил. Авторы тезисов докладов несут полную ответственность за содержание и оформление текста, а также оригинальность, представленных докладов. Тезисы докладов публикуются в авторской редакции и изменению не подлежат.

Отраслевая лаборатория перспективных информационно-коммуникационных технологий учреждения образования «Белорусская государственная академия связи»

Соответствует требованиям ГОСТ ISO/IEC 17025:2017, ITD. Выполняет калибровку и поверку средств измерений в соответствии с областью аккредитации

Оказываемые услуги:

Вид работ	Средство измерения	Измеряемая величина
Калибровка	оптические рефлектометры, приборы оптические многофункциональные	оптическая длина
		ослабление оптического излучения
	измерители мощности оптического излучения, оптические тестеры, приборы оптические многофункциональные	средняя мощность оптического излучения
		относительные уровни средней мощности оптического излучения
Поверка	тестеры оптические (измерители и источники оптического излучения), приборы оптические многофункциональные, оптические рефлектометры	соответствие средств измерений метрологическим характеристикам

Контактные данные:

220076, г. Минск, ул. Франциска Скорины, 8/2, ком. 322.
Заведующий лабораторией – Жданович Сергей Вячеславович, кандидат технических наук, доцент.
тел.: +375 (29) 351 23 45
E-mail: bsac@bsac.by